

Entwicklung einer Verstärkerstufe für kontaktlose RFID-Systeme

Diplomarbeit
durchgeführt von

Roland Wetzl

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 für NXP: Dipl.-Ing. Rene Hirschmanner

Graz, im Mai 2011

Inhaltsverzeichnis

1. Aufgabenstellung	1
2. Grundlagen von RFID Systemen	2
2.1. RFID Systeme.....	2
2.1.1. Bestandteile eines RFID Systems.....	3
2.1.2. Unterscheidung von RFID Systemen	4
2.1.3. Informationsverarbeitung im Transponder	6
2.1.4. Auswahlkriterien	7
2.2. Induktive Kopplung	8
2.2.1. Funktionsprinzip	8
2.2.2. Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät	9
2.2.3. Datenübertragung von Lesegerät zum Transponder	11
2.3. Physikalische Grundlagen	11
2.3.1. Magnetische Feldstärke	11
2.3.2. Magnetischer Fluss und Flussdichte	13
2.3.3. Induktivität L	14
2.3.4. Gegeninduktivität M	15
2.3.5. Kopplungsfaktor k	16
2.3.6. Induktionsgesetz	17
2.3.7. Resonanz	18
2.3.8. Gütefaktor	22
2.4. ISO/IEC Standard 14443	22
2.4.1. Typ A	24
2.4.2. Typ B	25

3. RFID-System mit Verstärkerstufe	27
3.1 Anforderungen an die Verstärkerstufe.....	27
3.2. Aufbau.....	28
3.3 Komponenten des RFID-Systems mit Verstärkerstufe.....	29
3.3.1 Reader IC mit Platine.....	31
3.3.2 RF Power A/B Amplifier.....	31
3.3.3 Anpassungsnetzwerk.....	33
3.3.4 Antenne des Lesegerätes.....	34
3.3.5 Band-Pass-Filter.....	35
3.3.6 Spannungsteiler.....	36
3.4 Anpassung.....	38
3.4.1 Direkte Anpassung.....	38
3.4.2 50Ohm Anpassung.....	39
3.5 Abhängigkeit von der Betriebsspannung.....	40
3.6 Vor- und Nachteile dieser Lösung.....	41
4. Realisierung der Verstärkerstufe in einem RFID-System	42
4.1 Realisierungsansatz.....	42
4.2 Festlegen der Anwendungsparameter.....	46
4.3 Abstimmung des Verstärkers.....	47
4.4 Design des Anpassungsnetzwerkes.....	49
4.4.1 Abstimmungsprozedur bei direkter Anpassung.....	50
4.4.2 Abstimmungsprozedur bei 50Ohm Anpassung.....	52
4.5 Design des Receive-Pfades.....	54
4.5.1 Berechnung eines Band-Pass-Filters 4. Ordnung.....	55
4.5.2 Tuning des Receive Pfades.....	62
4.6 Kontrolle des Q-Faktors.....	64
4.6.1 Impulsform gemäß ISO/IEC 14443A.....	66
4.6.2 Impulsform beim Reader IC SL RC400.....	67
4.7 Elektromagnetische Abstrahlung.....	68

INHALTSVERZEICHNIS

5. Simulation und Ergebnisse	70
5.1 Experiment 1.....	71
5.1.1 Schaltplan.....	72
5.1.2 Layout.....	73
5.1.3 Komponenten.....	73
5.1.4 Messergebnisse.....	75
5.2 Experiment 2.....	76
5.2.1 Schaltplan.....	77
5.2.2 Layout.....	78
5.2.3 Komponenten.....	78
5.2.4 Messergebnisse.....	80
6. Schlussfolgerung und Ausblick	81
6.1 Aufgetretene Probleme.....	81
6.1.1 Anpassung.....	81
6.1.2 Band-Pass-Filter.....	82
6.2 Ausblick.....	82
Literaturverzeichnis	84
Abbildungsverzeichnis	86
Tabellenverzeichnis	88

Danksagung

Diese Diplomarbeit entstand im Rahmen meines Toningenieur-Studiums an der Technischen Universität Graz (in Kombination mit der Kunstuniversität Graz) in Zusammenarbeit mit der Firma *NXP Semiconductors* in Gratkorn. An dieser Stelle möchte ich meinen besonderen Dank all jenen aussprechen, die mich bei der Erstellung der vorliegenden Diplomarbeit unterstützt haben.

Zuerst möchte ich mich bei Herrn Dipl.-Ing. Rene Hirschmanner und Dipl.-Ing. Michael Rauber von der Firma *NXP Semiconductors* für ihre motivierende Betreuung sowie die kompetente fachliche Unterstützung während meiner Diplomarbeit bedanken. Sie ermöglichten es mir, diese Diplomarbeit bei der Firma *NXP Semiconductors* anzufertigen.

Ein weiterer großer Dank gilt meinem Betreuer an der TU Graz, Ao. Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb, der mich während der Arbeit motiviert und unterstützt hat und für Fragen jederzeit ein offenes Ohr hatte.

Ein großer Dank gilt auch allen Kollegen der Firma *NXP Semiconductors*, die mich während der Arbeit immer wieder mit neuen Ideen und Blickwinkeln versorgt haben.

Ein besonders herzlicher Dank gilt meiner Familie, besonders meinen Eltern Sofie und Hans, die mich während meiner gesamten Studienzzeit finanziell und moralisch unterstützten und mir so diese Ausbildung ermöglichten. Dank gilt auch meinen Freunden und Studienkollegen, die mir während dieser Zeit bei vielen Fragen mit Rat und Tat zur Seite standen.

Nicht zuletzt gilt mein besonderer Dank meiner Frau Gülten, die in den vergangenen, mitunter anstrengenden Monaten, mit viel Verständnis und allerbesten Hilfe immer für mich da war.

Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Diplomarbeit wurde eine Verstärkerstufe für kontaktlose RFID-Systeme mittlerer Reichweite entwickelt und realisiert. Bei kontaktlosen RFID-Systemen kommt der Lesereichweite eine große Bedeutung zu, da sie in einem hohen Maß die Anwendungsmöglichkeiten bestimmt. Die hier entwickelte Verstärkerstufe dient in erster Linie zur Erhöhung der Reichweite, wobei dies auf mehrere Arten geschieht.

Das zweite Kapitel fasst die Grundlagen von RFID Systemen zusammen, um einen Einblick in die Materie zu erhalten. Es werden alle benötigten Komponenten vorgestellt und der physikalische Hintergrund der Übertragung und Kopplung erläutert. Kapitel 3 beschäftigt sich mit dem Aufbau und der Funktion der Bestandteile der Verstärkerstufe. Da die Abstimmung der Bestandteile eine große Rolle spielt, wird in Kapitel 4 sehr detailliert auf die Vorgehensweise zur Realisierung dieses Konzeptes in der Praxis eingegangen. In weiteren Kapiteln finden sich dann noch die Simulation zweier Beispiele mit deren Ergebnissen sowie die Schlussfolgerung mit einem Ausblick für die Zukunft.

Abstract

The goal of this diploma thesis was to develop an amplifier stage for contactless mid range RFID systems. The reader range from RFID systems is an important part as it defines the application spectrum. The goal of the developed amplifier stage is mainly to boost the reading range which is done with different ways.

The second chapter provides a summary of basic RFID Systems. All needed components are presented and the physical background of transmission and coupling is illustrated. Chapter 3 deals with the build-up and function of the particular parts of the amplifier stage. Based on the knowledge that the matching and adjustment plays a major role, the forth chapter is exclusively about the implementation procedures of this concept. The further chapters are about the simulation of two examples, their results and a short perspective in the future.

1. Aufgabenstellung

Die Motivation, die Reichweite (entspricht dem maximalen Abstand zwischen dem Lesegerät und dem Datenträger=Transponder) eines kontaktlosen RFID-System zu erhöhen, ist naturgemäß dadurch gegeben, da sich die Palette der Anwendungsmöglichkeiten mit größerer Reichweite des Systems schlagartig erhöht.

Die Idee, eine Schaltung dafür zu entwickeln, gab es bei NXP Semiconductors in Gratkorn schon länger. Im Jahr 2008 wurde dann eine Diplomarbeit mit diesem Thema ausgeschrieben und Ende 2008 wurde die Arbeit in Zusammenarbeit mit NXP Semiconductors begonnen.

Von Seiten des Auftraggebers NXP Semiconductors wurden folgende Anforderungen an die Verstärkerstufe gestellt:

Kernpunkt ist die Realisierung einer deutlichen Steigerung der operativen Lesereichweite. Diese soll nicht nur für ein bestimmtes System, sondern für alle kontaktlosen Reader ICs von NXP Semiconductors sowie für alle damit benutzbaren Transponder gelten. Die Verstärkerstufe muss also eine hohe Flexibilität aufweisen, um die Kompatibilität zu diesen Systemen gewährleisten zu können. Des Weiteren soll die Verstärkerstufe auch mit beiden Übertragungstypen (A und B) arbeiten.

Natürlich muss auch auf die Wirtschaftlichkeit Wert gelegt werden, als Eckpunkt wurden diesbezüglich die Maximalkosten für die gesamte Verstärkerstufe mit 1\$ angegeben. Zudem sollte auch die Größe der resultierenden PCB auf ein Minimum reduziert werden (was sich ebenso positiv auf die Herstellungskosten auswirkt).

Die Einhaltung der behördlich vorgeschriebenen Regulationen betreffend die elektromagnetische Abstrahlung des RFID-Systems sollte als selbstverständlich angesehen werden.

2. Grundlagen von RFID Systemen

In der Anwendung von RFID Systemen ist die Reichweite einer der maßgeblichen Parameter zur Beschreibung der Qualität des Systems. Aus diesem Grund ist die Weiterentwicklung in diesem Bereich von hoher Wichtigkeit.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Verstärkersystem entwickelt, welches als Zwischenstufe in der Wirtschaft gebräuchliche RFID Systeme eingebaut werden kann, um deren Reichweite zu erhöhen.

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit RFID Systemen im Allgemeinen. Es geht auf die Unterscheidungsmerkmale der verschiedenen Systeme ein und zeigt ihre Vor- bzw. Nachteile auf. Des Weiteren soll ein Überblick über die Anwendungsmöglichkeiten von RFID Systemen und ein grundlegendes Verständnis für die physikalischen Grundlagen vermittelt werden.

2.1 RFID Systeme

In den letzten Jahren hat die automatisierte Identifikation in sehr vielen Bereichen unseres Lebens Einzug gehalten. Egal ob in Handel, Logistik oder Produktionsbetrieben, RFID Systeme sind mittlerweile allgegenwärtig.

Eine Revolution in der automatisierten Identifikation stellte der Barcode dar, welcher vor rund 30 Jahren eingeführt wurde. Er erfreut sich nach wie vor, vor allem aufgrund seiner preiswerten Herstellung, großer Beliebtheit. Aufgrund seiner geringen Speicherfähigkeit und seines statischen Speichers ist der Barcode in seiner Verwendung aber stark begrenzt. Die Möglichkeit, Daten auf einem Chip zu speichern und jederzeit zu verändern, brachte eine ganze neue Flexibilität. Die Bankomatkarte oder E-Card sind praktische Beispiele aus dem täglichen Leben. Da das Arbeiten mit kontaktgebundenen Karten oft umständlich ist, wird nun immer mehr auf kontaktlose Verfahren gesetzt, auf das RFID System.

2.1.1 Bestandteile eines RFID Systems

Ein RFID System besteht aus einem Transponder und einem dazugehörigem Lesegerät. Das Lesegerät, auch Reader oder Proximity-Coupling-Device (PCD) genannt, ist dabei der aktive Teilnehmer. Es besteht aus einem Sender, einem Empfänger, einer Kontrolleinheit und einer Antenne, welche auch als Koppellement verwendet wird. Das Lesegerät gibt es in zwei Ausführungen. Eine, welche rein zum Lesen der Daten des Transponders verwendet werden kann, und eine, welche in der Lage ist, die Daten des Transponders nicht nur zu lesen, sondern auch zu verändern.

Außerdem gibt es auf dem Lesegerät noch eine Schnittstelle zu weiteren Applikationen, wo die Daten ausgewertet werden können. Bei 13,56 MHz Systemen ist der Transponder meist passiv ausgeführt, das heißt, er besitzt selbst keine Energieversorgung und ist damit auf das Koppelfeld des Lesegerätes angewiesen. Er ist der Informationsträger des Systems. Meistens besteht der Transponder nur aus einem Chip, auf welchem die Informationen gespeichert sind und einer Antenne, die als Koppellement und der Spannungsversorgung dient. Wird er in das H-Feld des Lesegerätes bewegt, versorgt ihn dieses mit genügend Energie, um einen reibungslosen Ablauf aller Prozesse zu gewährleisten. Danach wartet er, je nach Anwendung, auf Befehle oder übermittelt seine Daten.

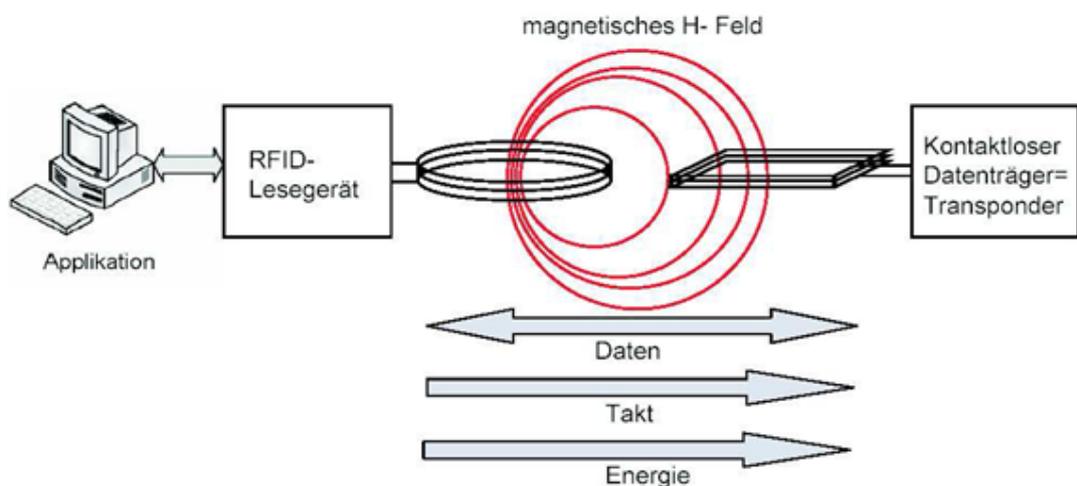


Abbildung 2.1: Die Bestandteile eines RFID Systems [1]

Bei einem typischen System erfolgt der Datenaustausch in beide Richtungen, wobei die Energie und der Takt, wie in der obigen Abbildung ersichtlich, vom Lesegerät zur Verfügung gestellt werden.

2.1.2 Unterscheidung von RFID Systemen

Es gibt eine Vielzahl von verschiedenen RFID Systemen, deswegen ist eine Einteilung in Gruppen nicht ganz einfach.

Ein mögliches Entscheidungskriterium ist die Art, wie das System betrieben wird. Dabei unterscheidet man zwischen Halbduplex-, Vollduplex- und sequentiellen Verfahren. Beim Halbduplex- und Vollduplexverfahren ist das HF-Feld des Lesegeräts ständig eingeschaltet, während der Transponder seine Information sendet. Beim sequentiellen Verfahren hingegen wird das HF-Feld für eine bestimmte Zeit unterbrochen. In dieser Zeit sendet der Transponder seine Antwort. Ausreichend große Kondensatoren sorgen dafür, dass in dieser Zeit die Energieversorgung gewährleistet ist.

Eine weitere Möglichkeit für die Einteilung in Gruppen wäre zum Beispiel die Beschreibbarkeit: Ob der Transponder einmal beschreibbar, mehrfach beschreibbar oder fix beschrieben ist.

Die Betriebsfrequenz kann in drei Bereiche eingeteilt werden und ist somit eine weitere Möglichkeit, eine Einteilung vorzunehmen. Hier unterscheidet man zwischen LF (low frequency) Systemen, HF (high frequency) oder RF (radio frequency) Systemen und UHF (ultra high frequency) Systemen beziehungsweise Systemen, welche im Mikrowellenbereich arbeiten.

Man könnte auch die Reichweite als weiteres Unterscheidungskriterium hernehmen, wobei man dabei nicht vergessen darf, dass die Reichweite an die Frequenz gekoppelt ist, genauso wie das verwendete Datenübertragungsverfahren. Ausschlaggebend dafür ist das Verfahren, mit welchem der Transponder antwortet. Es wird unterschieden zwischen Backscatter bzw. Reflektion, bei der das Signal des Lesegerätes 1:1 reflektiert wird, Lastmodulation, bei der das Feld durch das Zuschalten eines Widerstandes verändert wird und die Antwort mit Subharmonischen, wo die Antwort des Transponders das n-fache oder 1/n-fache der Sendefrequenz beträgt.

Vor allem die Reichweite und die Frequenz sind in der Praxis wichtig. Beide sind untrennbar miteinander verbunden.

Systeme mit einer sehr kleinen Reichweite (Kopplung meist nur bis 1cm) werden close-coupling-Systeme genannt. Oft wird der Transponder dabei in ein Lesegerät eingeführt (z.B. Bankomatkarte), auf jeden Fall aber muss er sehr nah an eine bestimmte Stelle herangeführt werden. Die Kopplung erfolgt entweder magnetisch oder elektrisch. Bei sehr kleinen Reichweiten muss der Transponderchip nicht auf den Energieverbrauch optimiert werden. Deswegen ist es möglich, eine große Energie zu übertragen. Solche close-coupling-Systeme werden im Allgemeinen dort eingesetzt, wo hohe Sicherheitsstandards notwendig sind, beispielsweise bei Türschlössern und Karten mit Zahlungsfunktion.

Remote-coupling-Systeme sind Systeme, welche eine Reichweite von bis zu einem Meter an Lese- bzw. Schreibreichweite aufweisen können. 90 % der Systeme entfallen dabei auf induktiv (magnetisch) gekoppelte Systeme, die restlichen 10 % auf kapazitiv (elektrisch) gekoppelte Systeme. Remote-coupling-Systeme sind sehr vielseitig verwendbar. Ihre Anwendungsmöglichkeiten reichen von Standardanwendungen wie Chipkarten aller Art, über Tier-Identifikation bis hin zu Anwendungen in der Industrieautomation. Aufgrund der Popularität dieser Art der Anwendung existiert eine Vielzahl von Standards und Richtlinien. Besonders wichtig sind in diesem Zusammenhang die ISO/IEC Standards für Proximity-Coupling-Systeme (ISO/IEC 14443, auf die später noch genauer eingegangen wird) und Vicinity-Coupling-Systeme (ISO/IEC 15693, Smart Label und kontaktlose Chipkarten [6]). Gewöhnlich wird mit einer Frequenz von 13,56 MHz gearbeitet, in speziellen Fällen auch mit 27,125 MHz (z.B. Eurobalise).

Jene Systeme, welche die größte Reichweite erreichen, werden als Long-Range-Systeme bezeichnet. Mit ihnen erreicht man Distanzen von bis zu 15 Metern. In Europa betreibt man diese Systeme entweder mit 868 MHz oder mit 2,5 GHz bis 5,6 GHz. Zumeist wird auch die Backscatter-Methode verwendet, bei Mikrowellensystemen wird zudem mit Oberflächen-Wellentranspondern gearbeitet.

Für Transponder von Long-Range-Systemen ist sehr oft eine Batterie notwendig, um die für die Datenverarbeitung notwendige Energie zu gewährleisten.

2.1.3 Informationsverarbeitung im Transponder

Um Transponder zu unterscheiden nimmt man die Art der Datenverarbeitung her. Einfache Transponder senden nur ihre Seriennummer, wenn sie sich im Ansprechfeld des Lesegeräts befinden. Komplexere Transponder warten zuerst auf Befehle, bevor sie reagieren und besonders aufwendige besitzen sogar Verschlüsselungssysteme.

In der Wirtschaft wird auch die Größe des Speicherplatzes beachtet, da mehr Speicher auch mehr Chipfläche bedeutet, was höhere Kosten verursacht. Die einfachsten Anwendungen sind 1-bit Transponder. Hierbei wird nur festgestellt ob sich ein Transponder im Lesefeld befindet oder nicht. Diese 1-bit Transponder werden fast ausschließlich in sogenannten EAS (elektronisches Artikelsicherungs-System) zur Warensicherung verwendet.

Die überall bekannten Strichcodes werden von zu den low-end Systemen zählenden read-only-Transpondern ersetzt. Diese senden nur einen fest kodierten Datensatz, sobald sie sich im Lesefeld eines Transponders befinden. Sollten sich mehrere solche Transponder in einem Lesefeld befinden, kommt es zu Kollisionen. Eine Kollision beschreibt in diesem Fall das Überlagern mehrerer verschiedener Signale.

Das Mittelfeld bilden Systeme, die einen beschreibbaren Datenspeicher von einigen wenigen Byte bis hin zu 100 kByte besitzen. Sie haben einen Antikollisionsalgorithmus, eine einfache Verschlüsselung und können auch sonst einfache Kommandos ausführen.

Als High-End Transponder werden solche bezeichnet, welche einen Mikroprozessor mit eigenem Betriebssystem besitzen. Erst so wird eine komplexe Verschlüsselung möglich. Aufwendigere Transponder haben einen eigenen Coprozessor, der nur für die Verschlüsselung der Daten zuständig ist, um eine schnellere Kommunikation zu gewährleisten. Diese Systeme arbeiten fast alle mit 13,56 MHz und finden als elektronische Geldbörsen und Tickets Verwendung. Ihre Kommunikation wird im ISO/IEC Standard 14443 festgelegt, auf den später noch genauer eingegangen wird.

2.1.4 Auswahlkriterien

In der Praxis ist es wichtig, dass das System den vorgegebenen Wünschen des Kunden entspricht. Es müssen daher je nach Anwendung und Umgebung bestimmte Kriterien erfüllt werden.

Die Frequenz der Systeme wird vor allem nach der Umgebung ausgesucht. Da die Dämpfung bei gleicher Umgebung, aber unterschiedlicher Wellenlänge, verschieden stark ist, wird immer eine Frequenz gewählt, die in der vorgegebenen Umgebung eine möglichst geringe Dämpfung hat. Während Mikrowellen mit einer hohen Reichweite punkten, haben niedrige Frequenzen den Vorteil, dass sie Objekte besser durchdringen können, wobei die Mikrowellensysteme andererseits zumeist auf eine Stützbatterie zurückgreifen müssen. Die Umgebung kann aber auch Störquellen beinhalten. Sollten sich Elektromotoren oder Schweißroboter in unmittelbarer Nähe befinden, sind Mikrowellensysteme weniger störanfällig.

Die Reichweite spielt genauso eine entscheidende Rolle. Manchmal kann es sogar von Vorteil sein, nur wenig Reichweite zu erzielen. Bei Tickets z.B. ist es vorteilhaft, nur eine kleine Reichweite zu haben. Befindet sich nämlich immer nur ein Transponder im Ansprechbereich, kann auf Antikollisionsverfahren zur Vermeidung von Überlagerungen mehrerer verschiedener Signale verzichtet werden.

Des Weiteren kommt es auch auf die Verweilzeit des Transponders im Ansprechbereich des Lesegeräts an. Es muss gewährleistet sein, dass er lange genug im Ansprechbereich ist, damit ein vollständiger Datenaustausch möglich ist.

Ein weiteres notwendiges Kriterium ist die Sicherheit, die vom Kunden gefordert wird. Dabei unterscheidet man, ob das System im öffentlichen Raum eingesetzt werden soll, wo die Anzahl der potentiellen Täter groß ist, oder firmenintern, wo sich diese Anzahl in Grenzen hält. Auf jeden Fall ist bei allen Anwendungen, bei denen es um Tickets und Geldwerte geht, ein hoher Sicherheitsaufwand erforderlich, da die Gefahr der Manipulation groß ist.

2.2 Induktive Kopplung

Es gibt neben der induktiven auch noch die kapazitive Kopplung. In dieser Arbeit wird aber nicht genauer darauf eingegangen, da sie für die gefragte Aufgabenstellung nicht relevant ist.

2.2.1 Funktionsprinzip

Der Transponder besteht aus einem elektronischen Datenträger und einer Antenne (siehe Abbildung 2.2). Ein Mikrochip wird als elektronischer Datenträger verwendet, die Antenne realisiert man mit einer großflächigen Spule.

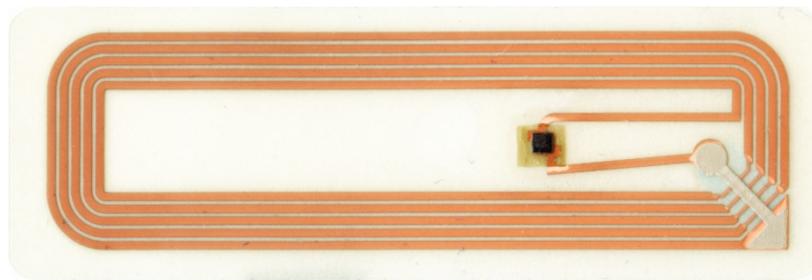


Abbildung 2.2: Beispiel eines 13,56 MHz Transponders [10]

Diese Transponder sind im Allgemeinen passiv ausgeführt und von der Energie des Lesegeräts abhängig. Ein Teil des vom Lesegerät ausgehenden Feldes durchdringt die Antenne des Transponders, so wird in der Antenne eine Spannung induziert. Diese Spannung wird gleichgerichtet und als Energie für den Chip genutzt, wie in Abbildung 2.3 gezeigt.

Das Lesegerät besteht aus einer Quelle und einem Schwingkreis. Der Schwingkreis wird aus einer Antenne und einem parallelen Kondensator gebildet. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises entspricht dabei der Sendefrequenz. Für den Betrieb des Transponders sind sehr hohe Spannungen notwendig, die auf diese Weise erzeugt werden können.

Im Transponder befindet sich ebenfalls ein Schwingkreis, bestehend aus einer Spule und einem Kondensator, welcher auf die Sendefrequenz des Lesegeräts abgestimmt ist.

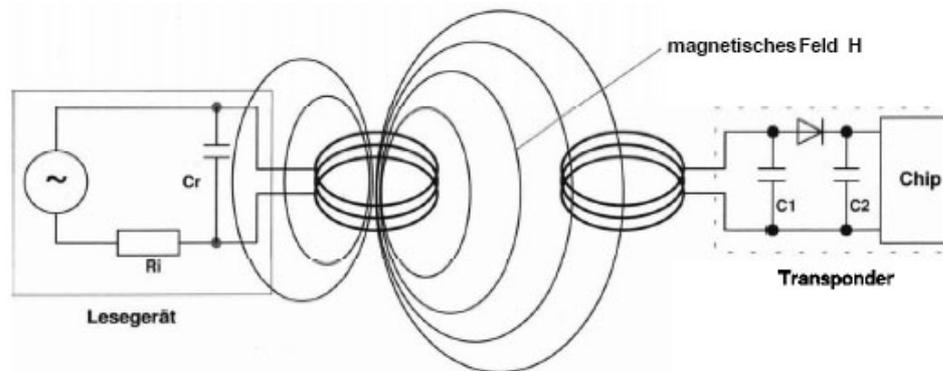


Abbildung 2.3: Spannungsversorgung eines induktiv gekoppelten Transponders [1]

Eine solche Spulenanordnung kann auch als Transformator gesehen werden.

Mit steigender Frequenz steigt auch die Induktivität der Spule und somit die Anzahl der Windungen. Typischerweise werden zwischen 3 und 10 Windungen bei 13,56 MHz verwendet.

2.2.2 Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät

Da man die Spulen von Lesegerät und Transponder zusammen als Transformator sehen kann, besteht eine gewisse gegenseitige Beeinflussung. Das Lesegerät sieht den Transponder, der auf die Sendefrequenz des Lesegeräts abgestimmt ist, als transformierte Impedanz (solange sich dieser im Ansprechfeld des Lesegeräts befindet). Das Ein- und Ausschalten eines Lastwiderstandes am Transponder ermöglicht nun eine Änderung der Impedanz am Lesegerät, wodurch sich dann auch die Spannung an der Spule ändert. Somit wird am Lesegerät eine Amplitudenmodulation erzeugt.

Die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät erfolgt über das Ein- und Ausschalten des Lastwiderstandes entsprechend der Daten. Dies bezeichnet man als Lastmodulation.

Zur Regeneration der Daten am Lesegerät wird die Spannung an der Antenne abgegriffen und gleichgerichtet. Die Demodulation entspricht der einer gewöhnlichen Amplitudenmodulation.

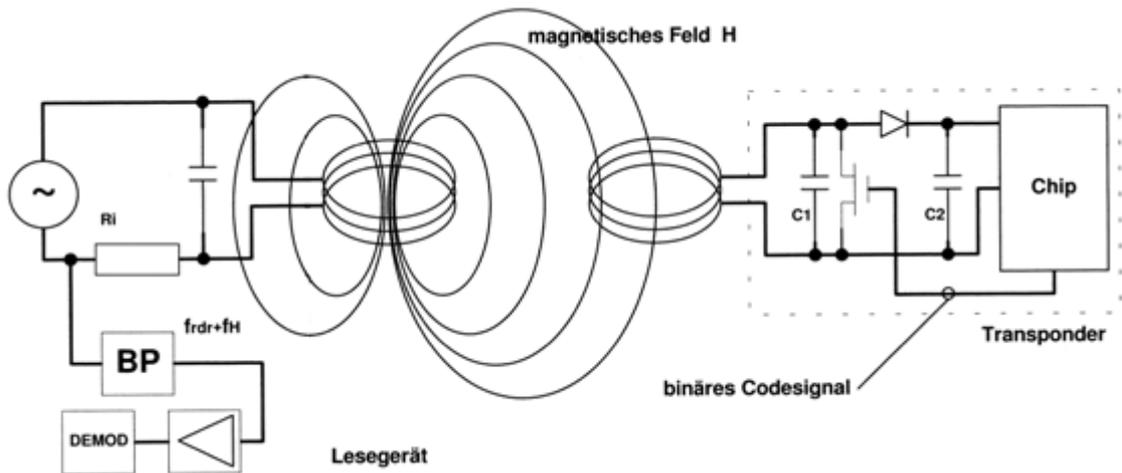


Abbildung 2.4: Erzeugen einer Lastmodulation durch Schalten eines Widerstandes [1]

Da die erzeugte Spannungsschwankung am Transponder um ein vielfaches kleiner ist als die Ausgangsspannung am Lesegerät, ist es sehr schwierig und schaltungstechnisch aufwendig, das Sendesignal vom Nutzsignal zu trennen. Um diesen erhöhten Aufwand zu umgehen benutzt man die Möglichkeit der Lastmodulation mit einem Hilfsträger. Dabei wird die Last mit einer hohen Frequenz zu- und weggeschaltet, wodurch zwei Spektrallinien im Abstand $\pm f_H$ um die Sendefrequenz entstehen (Abbildung 2.5).

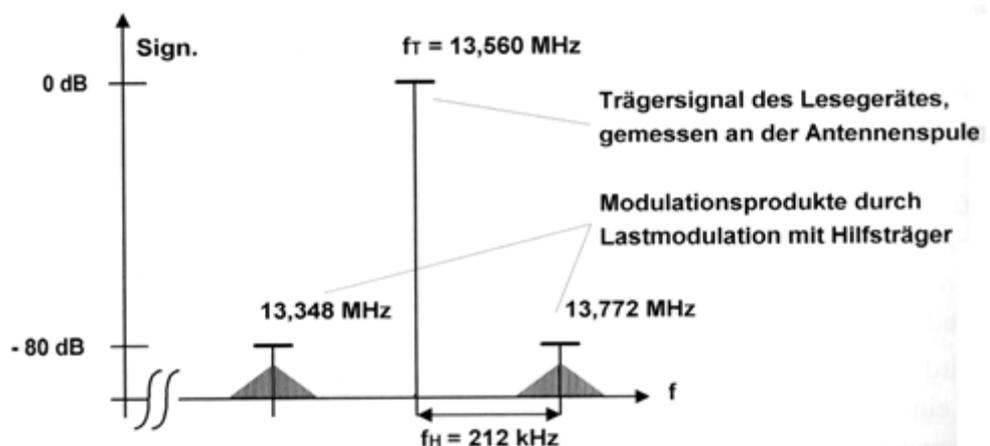


Abbildung 2.5: Erzeugtes Spektrum durch Lastmodulation mit einem Hilfsträger [1]

Durch einsetzen eines Bandpassfilters kann man eines der beiden Seitenbänder isolieren und wieder ins Basisband mischen. Dadurch wird die Wiederherstellung des Nutzsignals erleichtert.

Nachteilig bei dieser Art der Modulation wirkt sich aus, dass eine sehr große Bandbreite vonnöten ist, was die Übertragung nur in den zugelassen ISM-Frequenzbereichen von 6,78 MHz, 13,56 MHz und 27,125 MHz ermöglicht.

2.2.3 Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder

Bei der Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder werden alle bekannten digitalen Modulationsverfahren eingesetzt. Man unterscheidet zwischen ASK (Amplitude-Shift-Keying) Amplitudenänderung, PSK (Phase-Shift-Keying) Phasenänderung und FSK (Frequency-Shift-Keying) Frequenzänderung. ASK wird am öftesten verwendet, da es schaltungstechnisch am einfachsten zu kodieren bzw. dekodieren ist.

2.3 Physikalische Grundlagen

Die meisten RFID Systeme im 13,56 MHz Bereich arbeiten mit der induktiven Kopplung. Deswegen werden in diesem Kapitel einige Grundlagen behandelt, die zum Verständnis der induktiven Kopplung beitragen sollen.

2.3.1 Magnetische Feldstärke

Stromdurchflossene Leiter sind untrennbar mit einem Magnetfeld verbunden. Als Nachweis dafür kann man die Kraftwirkung auf eine einfache Magnethöhle nehmen, oder den induzierten Strom in einem zweiten Leiter.

Im Allgemeinen gilt, dass das Kreisintegral der magnetischen Feldstärke längs einer geschlossenen Kurve gleich der Summe der eingeschlossenen Stromstärken ist [2].

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (2.1)$$

Aus dieser Formel kann man die Formel für die *Feldstärke* H für verschiedene Leiterformen ableiten. Bei einem geraden Leiter und konstantem Abstand r zum Leiter lässt sich so folgende Feldstärke ableiten:

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (2.2)$$

Um das magnetische Wechselfeld bei RFID Systemen zu erzeugen, wird meist eine so genannte kurze Zylinderspule oder Leiterschleife eingesetzt. Analysiert man dabei den Kurvenverlauf des Feldes in Abhängigkeit des Abstandes, so fällt auf, dass das Feld entlang der Spulenachse (x - Achse) zuerst konstant verläuft, ab einer gewissen Entfernung aber mit 60 dB pro Dekade abfällt und dann bei zunehmender Entfernung auf 20 dB Abflachung pro Dekade zurückgeht. Den Kurvenverlauf der Feldstärke einer runden Spule kann man mit folgender Formel beschreiben:

$$H = \frac{I \cdot N \cdot R^2}{2 \cdot \sqrt{(R^2 + x^2)^3}} \quad (2.3)$$

Dabei ist N die Anzahl der Windungen, R der Radius der Spule und x der Abstand zum Spulenmittelpunkt in x Richtung. Diese Formel gilt nur im Nahfeld der Spule ($x \ll \frac{\lambda}{2\pi}$).

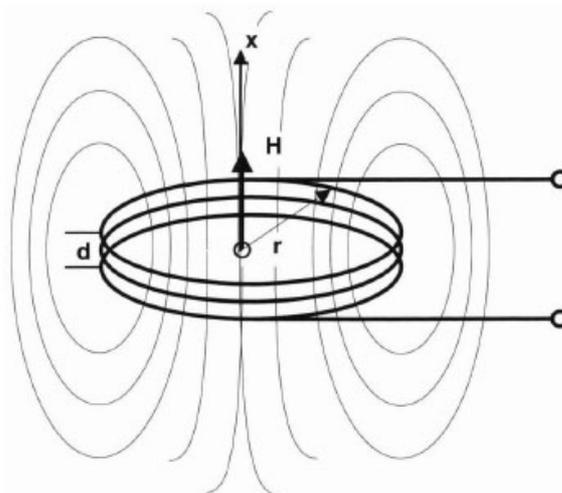


Abbildung 2.6: Feldlinienverlauf um eine kurze, zylindrische Spule [1]

Bei $x=0$ oder besser gesagt im Antennenmittelpunkt, vereinfacht sich die Formel zu

$$H = \frac{I \cdot N}{2R} \quad (2.4)$$

Eine kompliziertere Formel benötigt man, um den Feldstärkenverlauf einer eckigen Leiterschleife mit den Seitenlängen a und b zu berechnen:

$$H = \frac{N \cdot I \cdot ab}{4\pi \cdot \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2}} \cdot \left(\frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + x^2} \right) \quad (2.5)$$

2.3.2 Magnetischer Fluss und Flussdichte

Jede zylindrische Spule erzeugt eine Kraftwirkung auf eine Magnetnadel. Schiebt man nun einen Weicheisenkern in diese Spule, darauf achtend, alle anderen Bedingungen gleichzulassen, kann man eine Erhöhung der Kraftwirkung auf die Nadel beobachten. Der Quotient aus I mal N bleibt konstant, und so bleibt auch die Feldstärke H konstant. Allerdings hat sich die Flussdichte – die Gesamtzahl der Feldlinien - mit dem Einführen des Weicheisenkerns vergrößert. Die Definition des magnetischen Flusses lautet dabei wie folgt: Der *magnetischen Fluss* Φ ist die Gesamtzahl der Feldlinien, die den Spuleninnenraum einer zylindrischen Spule durchsetzen. Er wird berechnet aus der magnetischen *Flussdichte* B und der *durchflossenen Fläche* A

$$\Phi = B \cdot A \quad (2.6)$$

Die Beziehung von der Feldstärke H und der Flussdichte B wird über folgende Materialgleichung ausgedrückt:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H = \mu \cdot H \quad (2.7)$$

μ_0 ist dabei die magnetische Feldkonstante im Vakuum und μ_r wird relative Permeabilität genannt. Sie indiziert, um wieviel größer oder kleiner die Permeabilität des Stoffes im Vakuum ist.

2.3.3 Induktivität L

Ein magnetisches Feld, und damit genauso ein magnetischer Fluss, wird um einen Leiter, egal welcher Form, gebildet. Besonders stark allerdings ist dieser Effekt bei Leitern mit der Form einer Schleife ausgeprägt. Normalerweise sind gleich mehrere solche Schleifen mit der gleichen Fläche A vorhanden. Da durch jede Schleife derselbe Strom I fließt, trägt jede Windung denselben Anteil Φ zum *verketteten magnetischen Gesamtfluss* Ψ der Spule bei.

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

Die Induktivität L ist das Verhältnis zwischen Strom I und dem verketteten magnetischen Fluss Ψ .

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

Mit Hilfe der Induktivität lässt sich eine Leiterschleife optimal beschreiben. Sie hängt dabei ausschließlich von den Eigenschaften des Materials des durchfluteten Raumes und der Geometrie der Schleife ab. Bei einer Spule kann man diese Näherungsformel verwenden:

$$L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot R \cdot \ln\left(\frac{2R}{d}\right) \quad (2.10)$$

N stellt die Anzahl der Leiterschleifen dar, R den Radius der Leiterschleifen und d den Durchmesser des verwendeten Leiters. Diese Näherungsformel kann nur verwendet werden, wenn der Durchmesser d des Leiters sehr klein gegenüber dem Radius R der Leiterschleifen ist ($d/R < 0.002$).

2.3.4 Gegeninduktivität M

Wenn sich eine zweite Leiterschleife 2 (Fläche 2) in der Nähe einer Leiterschleife 1 mit der Fläche A_1 und dem Strom I_1 befindet, dann wird diese von einem Teil des magnetischen Flusses Φ ausgehend von A_1 durchflossen. Beide Stromkreise sind über diesen Teil- oder Koppelfluss miteinander gekoppelt. Die Größe dieses Flusses hängt von den geometrischen Abmessungen der beiden Schleifen, der Lage zueinander, sowie den magnetischen Eigenschaften der Umgebung ab.

Die Gegeninduktivität M_{21} der Leiterschleife 2 zur Leiterschleife 1 ist definiert als:

$$M_{21} = \frac{\Psi_{A2}(I_1)}{I_1} = \oint_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} \cdot dA_2 \quad (2.11)$$

Abbildung 2.6 verdeutlicht diesen Zusammenhang.

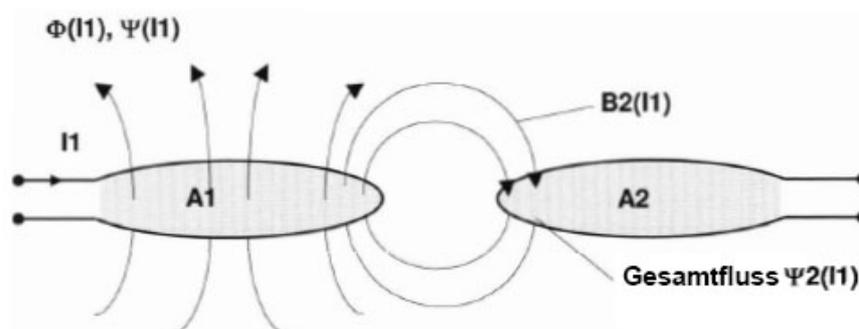


Abbildung 2.7: Kopplung zweier Spulen über den magnetischen Teilfluss [1]

So wie die Leiterschleife 1 die Leiterschleife 2 beeinflusst und dort einen Strom induziert, wird auch die Leiterschleife 1 von der Leiterschleife 2 beeinflusst. Es existiert damit auch eine Gegeninduktivität M_{12} . Hierbei gilt der Umkehrsatz:

$$M = M_{12} = M_{21} \quad (2.12)$$

Diese Gegeninduktivität und die Beeinflussung der beiden Spulen dient als Grundlage für induktiv gekoppelte RFID Systeme.

2.3.5 Kopplungsfaktor k

Im Gegensatz zur Gegeninduktivität, welche die Quantität der Kopplung angibt, beschreibt der Kopplungsfaktor die Qualität der Verkopplung zweier Leiterschleifen, unabhängig von den geometrischen Abmessungen und deren Form.

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

Der Kopplungsfaktor variiert immer zwischen den Werten 0 und 1. Der Wert 0 entspricht dabei der kompletten Entkopplung der Systeme, während 1 die totale Verkopplung beschreibt, wie sie zum Beispiel oft bei Transformatoren mit hoch permeablen Eisenkernen vorkommt. Eine analytische Berechnung des Koppelfaktors ist jedoch nur in einfachen Fällen möglich. Nach [3] kann für zwei parallele, auf einer x-Achse zentrierten, Spulen folgende Gleichung verwendet werden.

Wenn $r_{\text{Transponder}} \leq r_{\text{Reader}}$ gilt:

$$k(x) \approx \frac{r_{\text{Transp}}^2 \cdot r_{\text{Reader}}^2}{\sqrt{r_{\text{Transp}} \cdot r_{\text{Reader}}} \cdot (\sqrt{x^2 + r_{\text{Reader}}^2})^3} \quad (2.14)$$

oder $r_{\text{Transponder}} \geq r_{\text{Reader}}$:

$$k(x) \approx \frac{r_{\text{Transp}}^2 \cdot r_{\text{Reader}}^2}{\sqrt{r_{\text{Transp}} \cdot r_{\text{Reader}}} \cdot (\sqrt{x^2 + r_{\text{Transp}}^2})^3} \quad (2.15)$$

Der Spulenradius in Abbildung 2.8 ist für $r_1=10\text{cm}$, $r_2=7,5\text{cm}$ und für $r_3=1\text{cm}$. Der Radius des Transponders bleibt mit 2cm konstant, verändert wird nur der Abstand zum Lesegerät.

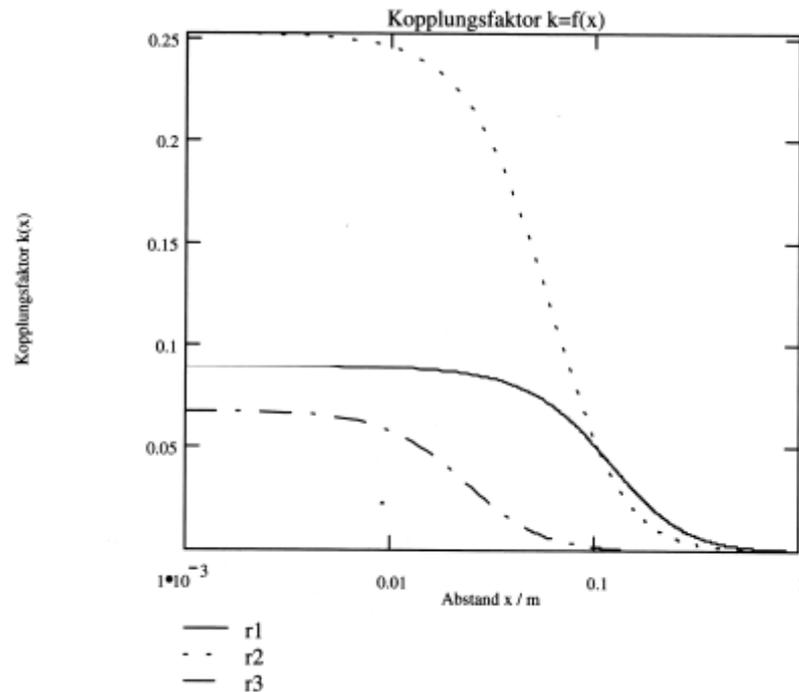


Abbildung 2.8: Kurvenverlauf des Koppelfaktors für Leiterschleifen verschiedener Größe [1]

2.3.6 Induktionsgesetz

Das Induktionsgesetz hilft dabei, die Entstehung des *elektrischen Feldes* E_i mit Hilfe der Änderungen des magnetischen Flusses Φ zu beschreiben. Wie sich das magnetische Feld auswirkt, ist umgebungsabhängig. Im Vakuum kann sich das Feld von selbst ausbreiten, in einer Leiterschleife wird eine Leerlaufspannung oder Induktionsspannung induziert, und an einer Metalloberfläche werden Wirbelströme induziert. Allgemein lautet das Induktionsgesetz und die Höhe der induzierten Spannung u_i :

$$u_i = \oint E_i \cdot ds = - \frac{N \cdot d\Psi(t)}{dt} \quad (2.16)$$

Da sich der Wert des Umlaufintegrals um das N-fache erhöht, ist N die Windungszahl. In Abbildung 2.9 werden die Leiterschleifen und ihr Ersatzschaltbild dargestellt. In einem RFID System mit induktiver Kopplung wäre L_1 die Antenne des Lesegeräts und L_2 die Antenne des Transponders. R_2 wäre der Wicklungswiderstand der Antenne des Transponders und R_L die Stromaufnahme des Chips.

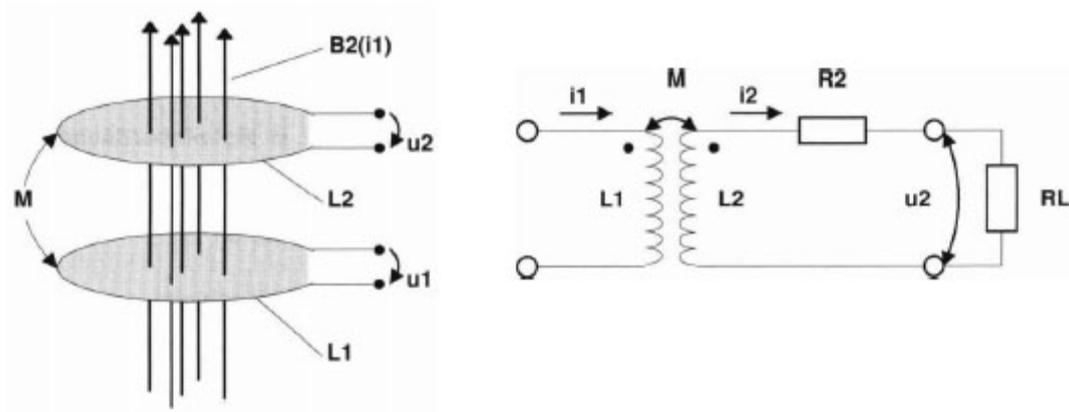


Abbildung 2.9: Magnetisch gekoppelte Leiterschleifen (links), Ersatzschaltbild (rechts) [1]

Der zeitlich veränderliche Fluss in Leiterschleife L1 induziert in der Leiterschleife L2, auf Grund der Gegeninduktivität M, eine Spannung u_{2i} . Über den Wicklungswiderstand R_2 fällt durch den auftretenden Stromfluss eine Spannung ab, wodurch die Spannung u_2 an den Klemmen kleiner als die induzierte Spannung u_{2i} wird. Die Leiterschleife L2 erzeugt durch den Stromfluss u_2/R_L ein Magnetfeld, welches dem Magnetfeld der ersten Leiterschleife entgegenwirkt. An R_L ergibt sich damit folgende Spannung:

$$u_2 = \frac{d\Psi_2}{dt} = M \cdot \frac{di_1}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} - i_2 \cdot R_2 \quad (2.17)$$

Für sinusförmige Wechselströme, welche in der Praxis gehäuft auftreten, ist es vorteilhaft, sich der komplexen Schreibweise zu bedienen.

$$u_2 = j\omega M \cdot i_1 - j\omega L_2 \cdot i_2 - i_2 R_2 \quad (2.18)$$

Setzt man für den Strom $i_2 = u_2/R_L$ ein, kann die Formel nach u_2 aufgelöst werden:

$$u_2 = \frac{j\omega M \cdot i_1}{1 + \frac{j\omega L_2 + R_2}{R_L}} \left| \begin{array}{l} R_L \rightarrow \infty: u_2 = j\omega M \cdot i_1 \\ R_L \rightarrow 0: u_2 \rightarrow 0 \end{array} \right. \quad (2.19)$$

2.3.7 Resonanz

Die Versorgung des Datenspeichers (Mikrochips) erfolgt durch die in der Transponderspule induzierte Spannung. Um die Effektivität zu erhöhen wird ein Serienschwingkreis realisiert, indem eine Kapazität C_2 parallel zur Spule geschaltet wird. Die Resonanzfrequenz dieses Schwingkreises wird auf die Arbeitsfrequenz des RFID Systems abgestimmt. Allerdings erfolgt diese Abstimmung nicht immer genau auf 13,56 MHz, sondern 1 bis 5 MHz darüber. Damit versucht man dem Verschieben der Resonanzfrequenz entgegenzuwirken. Befindet sich nämlich ein Transponder im System, verschiebt sich die Resonanzfrequenz des ganzen Systems nach unten. Dieser Effekt verstärkt sich noch, sollten sich mehrere Transponder im Feld befinden. Die Resonanzfrequenz wird nun also höher angesetzt, damit sich dieser Effekt nicht negativ auswirkt. So schieben mehrere Transponder die Frequenz in Richtung Resonanzfrequenz anstatt von ihr weg. So ist es möglich, mehrere Karten gleichzeitig zu lesen. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises bestimmt man mit der Thomsongleichung:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (2.20)$$

Die Bildung der Kapazität C_2 geschieht in der Praxis durch die Parallelschaltung der Kapazität C'_2 mit einer parasitären Kapazität C_p . Aus der Thomsongleichung lässt sich C'_2 unter Berücksichtigung der Parallelkapazität wie folgt berechnen:

$$C'_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L_2} - C_p \quad (2.21)$$

Ein vereinfachtes Modell ist im Ersatzschaltbild (Abbildung 2.10) dargestellt. Dabei stellt R_2 den Eigenwiderstand der Spule L_2 dar, und der Widerstand R_L stellt die Last des Chips dar.

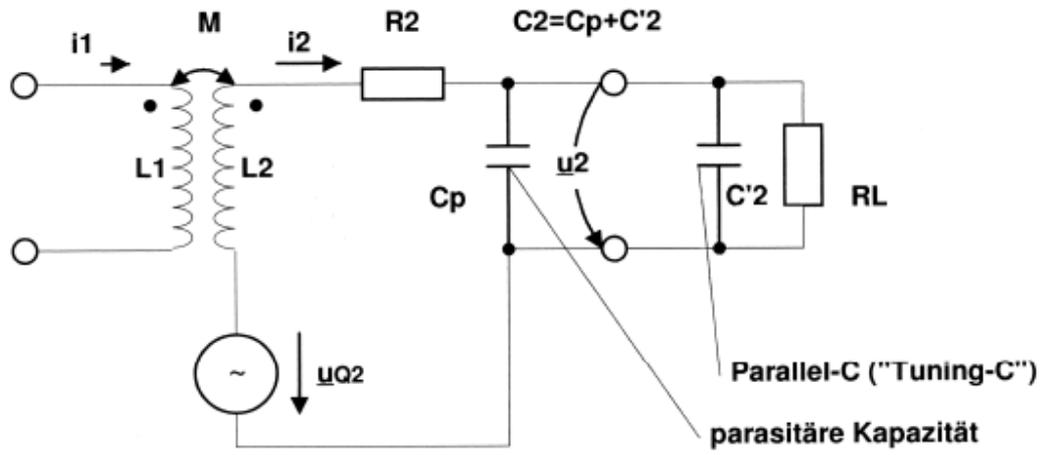


Abbildung 2.10: Ersatzschaltbild Schwingkreis [1]

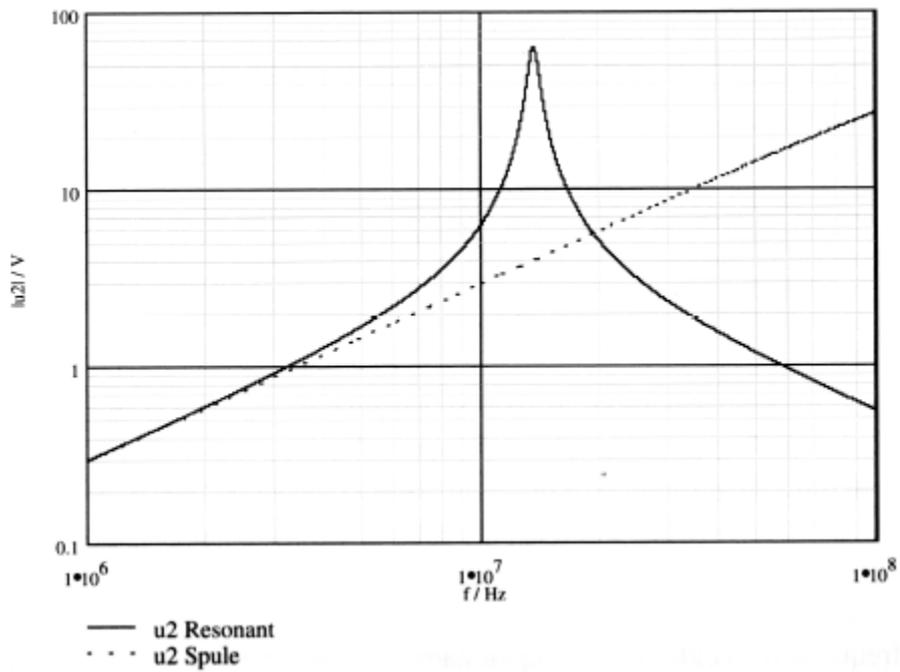


Abbildung 2.11: Spannungsverlauf mit und ohne Resonanzschwingkreis [1]

Die Resonanzanpassung erfolgt über den Widerstand C_2 . Nachdem in der Spule L_2 eine Spannung $u_{Q2} = u_i$ induziert wird, kann man an Widerstand R_L folgende Spannung messen.

$$u_2 = \frac{u_{Q2}}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \cdot \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2\right)} \quad (2.22)$$

Ersetzt man die Induktionsspannung $u_{Q2} = u_i$ durch ihre Ursache,

$$u_{Q2} = j\omega M \cdot i_1 = j\omega \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot i_1 \quad (2.23)$$

so erhält man:

$$u_2 = \frac{j\omega M \cdot i_1}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \cdot \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2\right)} \quad (2.24)$$

$$u_2 = \frac{j\omega \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot i_1}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \cdot \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2\right)} \quad (2.25)$$

In Abbildung 2.11 sind zwei Spannungsverläufe dargestellt, einer mit einem Resonanzkreis und einer mit einer Spule. Zunächst steigen beide Spannungen beinahe identisch an. Kurz vor dem Erreichen der Resonanzfrequenz nimmt die Spannung u_2 mit dem Resonanzschwingkreis jedoch deutlich zu, fällt danach aber wieder ab und später sogar unter den Wert der Spannung, welche man nur mit der Spule alleine erreichen würde. Diese Spannungsüberhöhung bei Resonanzfrequenz, verursacht durch einen Parallelschwingkreis, macht man sich zu Nutze, um einen höheren Wirkungsgrad zu erreichen. Als Maß für die Höhe der Spannungserhöhung ist die Güte Q definiert.

2.3.8 Gütefaktor

Der Gütefaktor Q ist ein Maß für die Spannungs- und Stromüberhöhung in einem Schwingkreis bei Resonanzfrequenz. Der Kehrwert des Gütefaktors wird als *Kreisdämpfung* d bezeichnet. Für das Ersatzschaltbild in Abbildung 2.10 kann die Güte folgendermaßen berechnet werden:

$$Q = \frac{1}{R_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} + \frac{1}{C_2} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}} = \frac{1}{\frac{R_2}{\omega L_2} + \frac{\omega L_2}{R_L}} \quad (2.26)$$

Mit Hilfe der Formel ist zu sehen, dass sich die Güte Q und somit die Spannung u_2 gegen Null bewegen, wenn $R_2 \rightarrow \infty$ oder $R_L \rightarrow 0$ gehen. Im Gegensatz dazu steigt bei $R_2 \rightarrow 0$ oder $R_L \rightarrow \infty$ die Güte und die Spannung,

Bei Datenübertragungssystemen kann man die Güte aber nicht beliebig erhöhen. Durch das Erhöhen der Güte steigt nämlich mit der Energieübertragung auch die Dauer des Einschwingvorganges. Dies fällt vor allem bei der Datenübertragung ins Gewicht, wenn das System den Daten hinterherhinkt und die Einstellung der Pegel zu langsam geht. Es ist also notwendig das richtige Verhältnis zwischen Energie und Datenübertragung zu finden [1].

2.4 ISO/IEC Standard 14443

Der ISO Standard (International Organisation for Standardisation) ist dafür zuständig, Eigenschaften und Richtlinien für Systeme festzulegen und zu normen. Dies dient vor allem dazu, verschiedene Produkte vergleichbar zu machen und Interoperabilität zu gewährleisten.

Im ISO/IEC 14443 werden die Richtlinien für Identifikationskarten und kontaktlose Karten mit integrierten Schaltkreisen festgelegt. Diese Normen bestehen aus 4 Teilen:

- Physikalische Charakterisierung
- Signalstärke und Form
- Initialisierung und Antikollision
- Übertragungsprotokoll

Die ISO/IEC Normen dienen zur Möglichkeit, weltweit die gleiche Messung zu wiederholen, um einen direkten Vergleich von Produkten zu erlauben. Dazu wird unter anderem definiert, wie der Messaufbau aussehen muss, welche Signale verwendet werden, welche Störgrößen auftreten usw. Dabei kommt insbesondere der Form der Signale Bedeutung zu. Beim Standard ISO/IEC 14443 werden zwei Typen der Übertragung, Typ A und Typ B, unterschieden, wie in Abbildung 2.12 dargestellt.

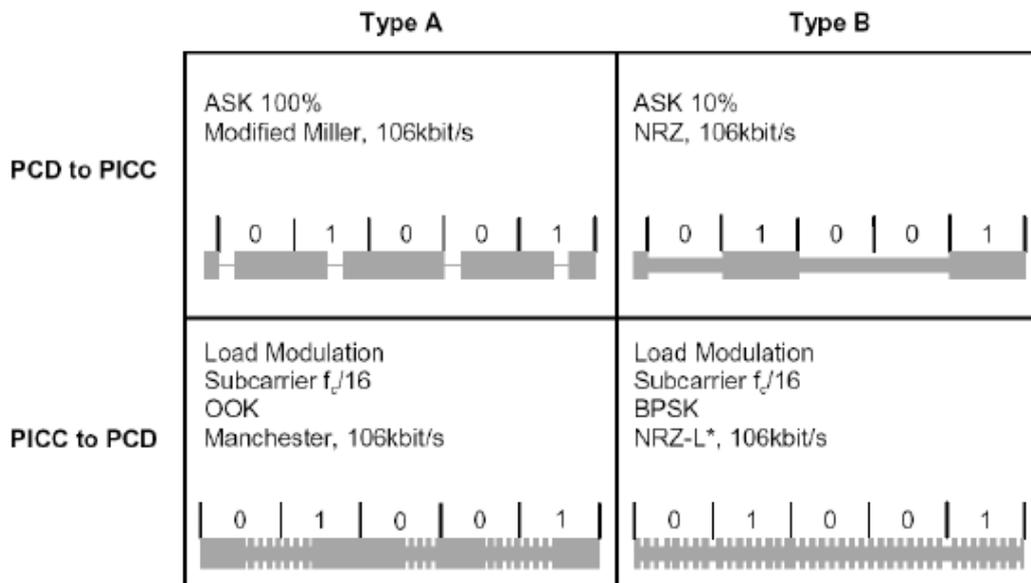


Abbildung 2.12: Übertragungstypen A und B [4]

PCD to PICC wird die Übertragung vom Lesegerät zum Transponder genannt. Bei PICC to PCD handelt es sich um die Übertragung der Antwort des Transponders zum Lesegerät.

2.4.1 Typ A

Hierbei muss man unterscheiden zwischen einer Übertragung vom Lesegerät zum Transponder und einer Übertragung vom Transponder zum Lesegerät.

2.4.1.1 Übertragung Lesegerät zum Transponder

Bei dieser Übertragung wird die Bitrate mit $f_c/128$ definiert und beträgt somit bei einer Trägerfrequenz von $f_c = 13,56$ MHz ungefähr 106 kbit/s.

Als Modulationsart verwendet man einen *Modifizierten Miller Kode*, welcher mit einer Amplitudenmodulation von 100% arbeitet. Bei diesem wird das Signal aus- und wieder eingeschaltet. Wie lange diese Unterbrechung mindestens dauern muss bzw. höchstens dauern darf, wird im Standard festgelegt. Dort ist auch definiert, wie hoch das Überschwingen beim Einschalten erlaubt ist. Aus Abbildung 2.13 kann man die genauen Definitionen herauslesen, in welchen Rahmen sich das Signal bewegen darf.

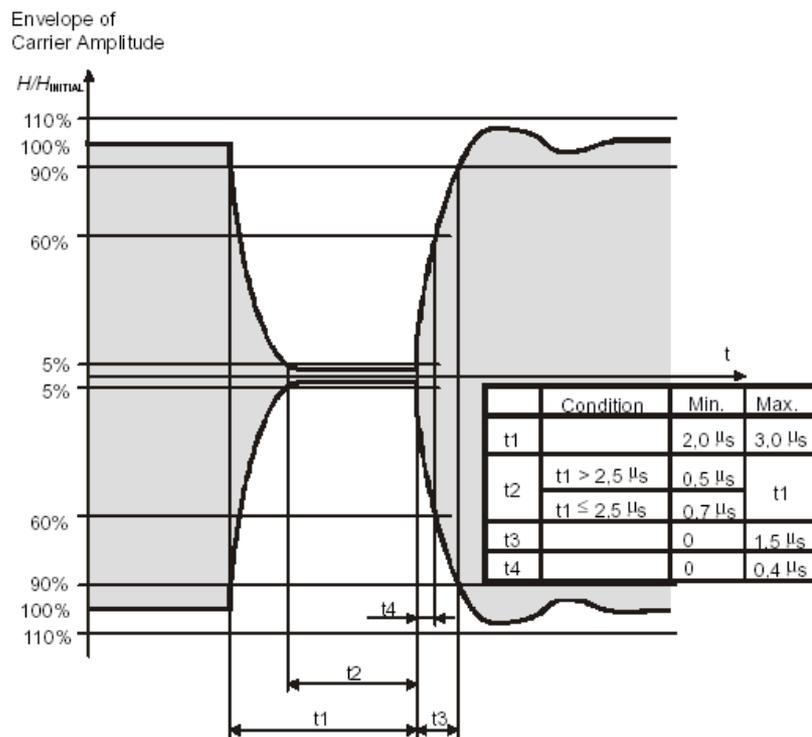


Abbildung 2.13: Standard für Unterbrechung des Signals [4]

2.4.1.2 Übertragung Transponder zu Lesegerät

So existieren auch genaue Richtlinien und Regeln für Übertragung der Antwort des Transponders zum Lesegerät. Bei der Übertragung vom Transponder zum Lesegerät bei

Typ A wird als Antwort ein Manchester kodierte Signal mit einem Hilfsträger zurückgesendet. Dessen Frequenz beträgt 1/16 der Trägerfrequenz. Die Erzeugung der Modulation passiert mit Hilfe eines Lastträgers. Die Bitrate beträgt auch hier 106kbit/s.

2.4.2 Typ B

Auch beim Typ B ist eine Unterscheidung zwischen den Übertragungsrichtungen notwendig.

2.4.2.1 Übertragung Lesegerät zum Transponder

Anstatt des amplitudenmodulierten Signals von 100% bei Typ A, wird hier zur Übertragung ein amplitudenmoduliertes Signal von 10% verwendet.

Die logische 0 wird dabei um eine 10 % kleinere Amplitude dargestellt. Der Vorteil besteht darin, dass in diesem Fall die Energieversorgung des Transponders zu jeder Zeit gewährleistet bleibt. Die Regeln für diese Signalform sind in Abbildung 2.14 dargestellt.

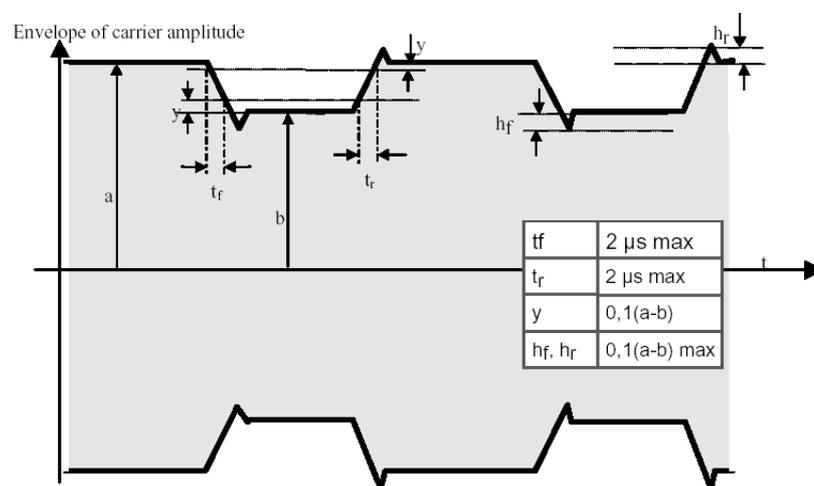


Abbildung 2.14: Standard für Signalform bei Typ B [4]

2.4.2.2 Übertragung Transponder zu Lesegerät

Die Antwort des Transponders bei Typ B, welcher wieder einen Hilfsträger verwendet, erfolgt hier mit einem phasenmodulierten Signal. Das modulierte Signal wird durch das

Tastverhältnis eines Widerstandes konstruiert, welcher rein zum Zweck der Modulation für eine gewisse Zeit in den Schaltkreis des Labels geschaltet wird [4].

3. RFID-System mit Verstärkerstufe

Für das in dieser Arbeit entwickelte RFID-System mit Verstärkerstufe diente der PEGODA-Reader von NXP Semiconductors als Basis, welche dann entsprechend verändert und angepasst wurde. Die entwickelte Verstärkerstufe ist aber prinzipiell für alle kontaktlosen Reader-ICs von NXP Semiconductors sowie für alle kontaktlosen Smart-Karten (Proximity und Vicinity) verwendbar, die auf einen Träger von 13,56 MHz basieren. Das Remote-Coupling System, für das diese Verstärkerstufe entwickelt wurde, arbeitet mit einer Frequenz von 13,56 MHz. Es verwendet eine induktive Kopplung wie im Kapitel 2.2 beschrieben und die Transponder (Smartkarten/Tags) sind passiv, das heißt sie werden vom Lesegerät mit Energie versorgt.

Die Verstärkerstufe wird in das Lesegerät eingebaut, der Transponder bleibt unverändert.

Neben dem Können des Mikrochips (Speicher, Befehle usw.) und den Kosten ist vor allem die Reichweite das maßgebliche Entscheidungskriterium für den Anwender. Die Reichweite bestimmt zu einem guten Teil die Möglichkeiten der Anwendung. Insofern ist also eine ständige Weiterentwicklung und Steigerung der Reichweite vorteilhaft und für Unternehmen auch notwendig, um für Kunden interessant zu bleiben.

3.1 Anforderungen an die Verstärkerstufe

Welche Anforderungen bestehen nun an eine solche Verstärkerstufe? Von Seiten des Auftragsgebers dieser Arbeit, NXP Semiconductors, gab es folgende Vorgaben:

- Deutliche Erhöhung der Reichweite
- Maximale Kosten der Verstärkerstufe von 1\$
- Reduktion der resultierenden PCB auf die minimal notwendige Größe
- Einhaltung der vorgeschriebenen Regulationen für die elektromagnetische Abstrahlung des gesamten RFID-System (mit Verstärkerstufe)

- Hohe Flexibilität: Kompatibilität mit allen kontaktlosen Reader ICs von NXP Semiconductors sowie mit allen damit benutzten Transpondern
- Verwendbarkeit für beide Übertragungstypen (Typ A und B)

3.2 Aufbau

Das RFID System setzt sich grundsätzlich aus einem Lesegerät und einem Transponder zusammen. Normalerweise besteht ein Lesegerät aus einem Reader IC (mit entsprechender Logik), der Antenne sowie einem Anpassungsnetzwerk dazwischen. Das Anpassungsnetzwerk wird hier nun durch die neu entwickelte Verstärkerstufe ersetzt.

Die Verstärkerstufe selbst kann man in zwei Teile aufteilen: den Transceive-Pfad und den Receive-Pfad.

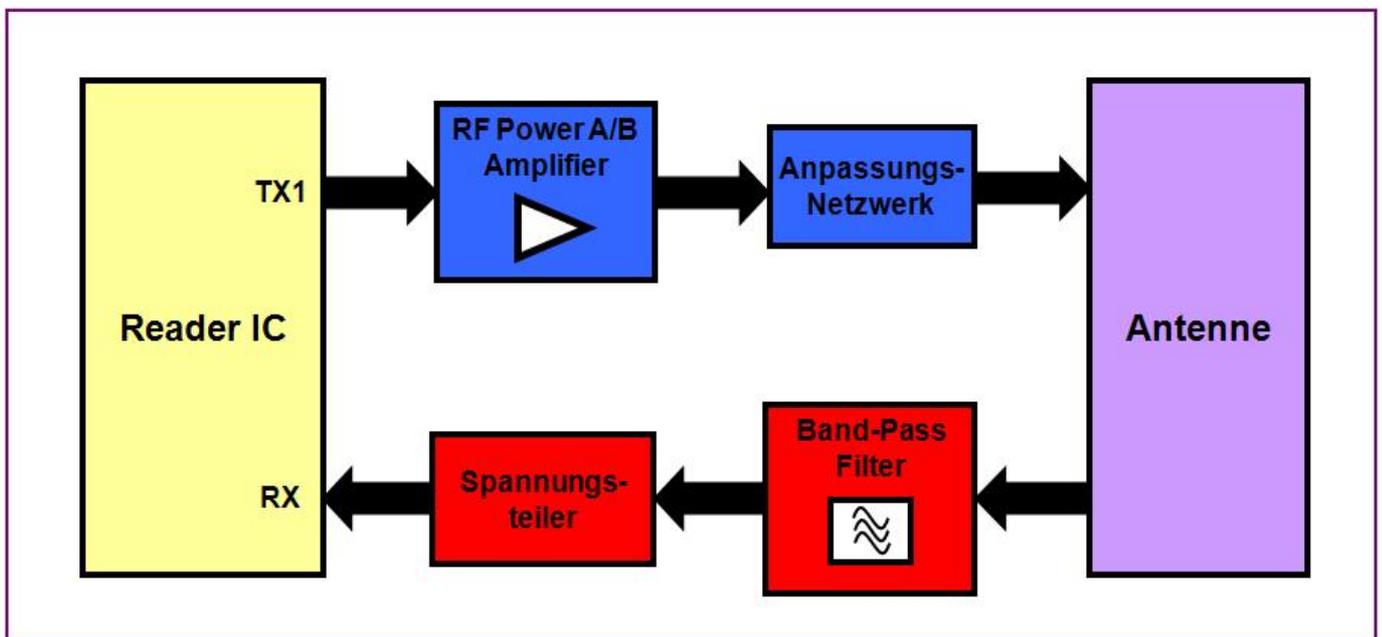


Abbildung 3.1: Blockdiagramm für das Lesegerät des RFID-Systems mit Verstärkerstufe

In der Abbildung 3.1 ist ein Blockdiagramm des Lesegerätes eines solchen Systems dargestellt. Der Transceive Pfad umfasst die blauen Blöcke *RF Power A/B Amplifier* und *Anpassungsnetzwerk*. Die rot gezeichneten Blöcke stellen den Receivepfad dar.

Das Signal wird im Reader IC je nach Befehl kreiert, danach durch den Verstärker (RF Power A/B Amplifier) geschickt, dann in die Antenne. Dazwischen befindet sich auch noch das Anpassungsnetzwerk, welches notwendig ist, damit möglichst wenig Leistung aufgrund von Fehlanpassung verloren geht. Von der Antenne wird das Signal dann an den Transponder gesendet. Nach der Lastmodulation durch den Transponder wird das Signal an das Lesegerät zurückgeschickt. Die Antenne des Lesegeräts empfängt dieses und schickt es als erstes durch einen Band-Pass-Filter, welcher den Träger unterdrückt, danach wird es noch über einen Spannungsteiler auf die Empfindlichkeit des Eingangs Rx des Reader ICs eingestellt.

3.3 Komponenten des RFID-Systems mit Verstärkerstufe

In diesem Teil wird genauer auf die einzelnen Bestandteile des RFID-Systems mit Verstärkerstufe eingegangen. Speziell die neu entwickelten Blöcke werden detailliert betrachtet.

Die Reihung erfolgt nach dem Weg des Signals, ausgehend von dem *Reader IC* über den *RF Power A/B Amplifier* und das *Anpassungsnetzwerk* hin zur Antenne des Lesegeräts und nach Empfang des Signals des Transponders dann wieder über den Receive-Pfad – Bandpassfilter und Spannungsteiler – zurück zum Mikrochip des Lesegeräts.

In Abbildung 3.2 ist ein detaillierterer Blick auf die Blöcke des Lesegeräts zu sehen. Die Farben der Blöcke beziehen sich auf den Ort, auf dem sich der jeweilige Schaltkreis befindet. So sind die blauen und roten Blöcke auf der Platine des Verstärkers, die gelben auf der Platine des Mikrochips sowie die violetten auf der Platine der Antenne zu finden.

Das Lesegerät *RD701 MIFARE PEGODA* [11] von NXP Semiconductors beinhaltet Mikrochips der Familie RC5xx / CL RC 632 [12]. Von diesem Lesegerät wurde der Reader IC mitsamt Logik übernommen, die Verstärkerstufe (den RF Power A/B Amplifier, das Anpassungsnetzwerk, das Bandpassfilter und den Spannungsteiler umfassend) wurde neu entwickelt. Dazu wurde auch noch eine andere Antenne als die des PEGODA Readers verwendet.

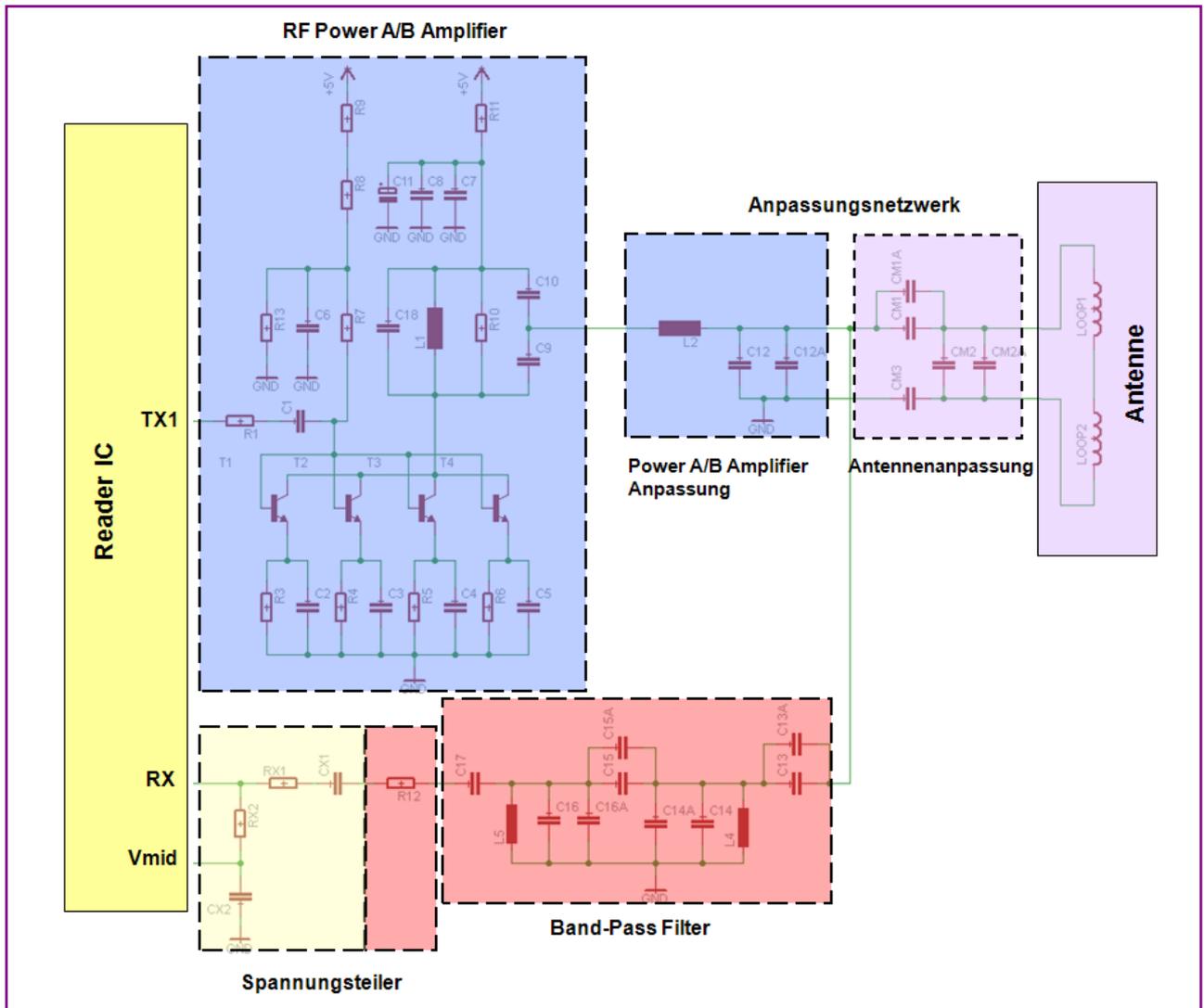


Abbildung 3.2: Detaillierter Blick auf die Bestandteile des Lesegeräts



Abbildung 3.3: PEGODA Reader mit Smartkarte

3.3.1 Reader IC mit Platine

Die Verstärkerstufe wurde in dieser Arbeit speziell für kontaktlose Reader ICs von NXP Semiconductors konfiguriert, das Konzept sollte aber prinzipiell auf alle Reader ICs, welche mit einer Frequenz von 13,56 MHz arbeiten, anwendbar sein.

Am Ausgang TX1 des Reader ICs versorgt die Eingangsstufe des Verstärkers mit einem logischen Signalpegel von entweder 3,3 V oder 5 V. Der Eingang RX empfängt die durch den Receive-Pfad modifizierte Antwort des Transponders.

3.3.2 RF Power A/B Amplifier

Der RF Power A/B Amplifier ist das Herzstück der Verstärkerstufe, Abbildung 3.4 zeigt den Schaltplan des Verstärkers.

Seine Aufgabe besteht darin, dass 13,56 MHz Rechtecksignal des Mikrochips in ein sinusförmiges Signal mit 13,56 MHz umzuwandeln sowie dieses zu verstärken.

Der Verstärker besteht aus vier Teilen. Der erste Teil ist eine Eingangsstufe, welche die Spannung an der Basis der Transistoren T1-T4 festlegt. Der zweite eine Emitterschaltung zum Konvertieren und Verstärken des rechteckigen Signals, das vom Ausgang TX1 des Reader ICs kommt. Des Weiteren gibt es noch einen Schwingkreis und ein Stabilisierungsnetzwerk für die Versorgungsspannung.

Eingangsstufe: Mit dem Widerstand R1 wird die Aussteuerung für den Arbeitspunkt der Transistoren T1-T4 eingestellt. Sollten die Transistoren in die Sättigung gehen, ist es notwendig den Wert von R1 zu vergrößern. Die Kapazität C1 ist ein Gleichspannungsblocker und sollte etwa einen Wert von 100nF haben um im Bereich von 13,56 MHz einem niedrigen Widerstandswert zu entsprechen.

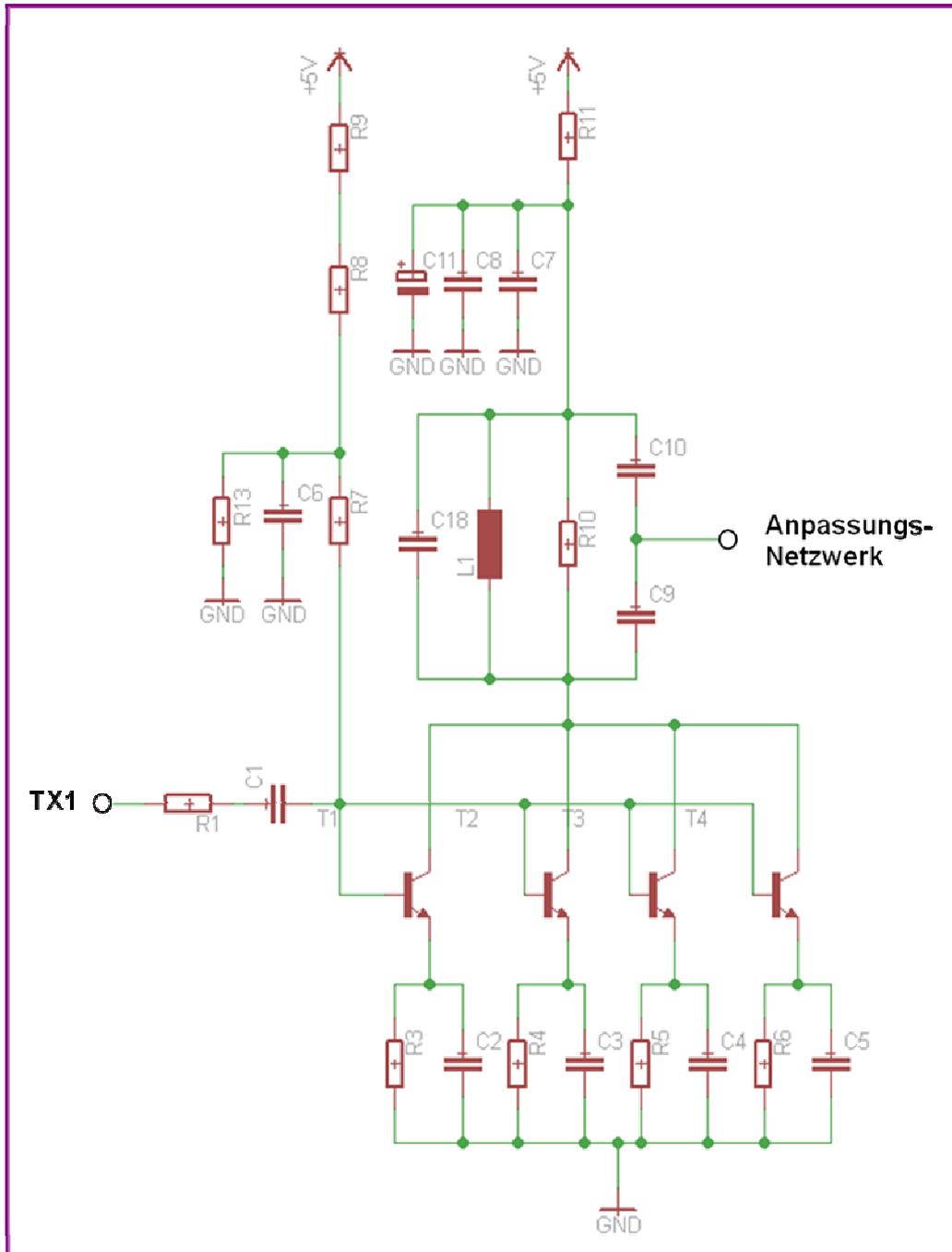


Abbildung 3.4: Schaltplan des RF Power A/B Amplifiers

Emitterschaltung: Der Kondensator C6 arbeitet als Wechselstromkurzschluss für den Versorgungsspannungspfad. Damit die Basis der Transistoren aber nicht virtuell auf Masse liegt, schaltet man mit R7 einen Widerstand dazwischen. Zum Einstellen des Transistor-

arbeitspunktes und des Spannungslevels an der Basis benutzt man die Widerstände R8, R9 und R13. T1-T4 werden als Schalter verwendet, um das Rechtecksignal in ein Sinussignal umzuwandeln.

Schwingkreis: Der Schwingkreis, bestehend aus C18, L1, R10, C9 und C10, schwingt, basierend auf dem Signal, das TX1 bereithält, zwischen +Vss und -Vss, abhängig von R1 und dem Arbeitspunkt der Transistoren T1-T4. Er arbeitet zudem natürlich mit einer Resonanzfrequenz von 13,56 MHz.

Stabilisierungsnetzwerk: Die Kondensatoren C7, C8 und C11 stabilisieren die Spannungsversorgung. Eine saubere Versorgungsspannung ist besonders hier wichtig, da Störungen direkt in das zu sendende Signal einfließen können und damit Probleme beim Lesen auf der Seite des Transponders entstehen können.

Der Kollektorstrom der 2N3904 (NPN) Transistoren (bzw. der SMD Version MMBT3904), welche in dieser Schaltung Verwendung finden, ist mit 250mA limitiert [8]. Das ist auch der Grund, warum hier vier Transistoren parallel geschaltet werden. Nur so kann man sicherstellen, dass sie in einem linearen Arbeitsbereich des Arbeitspunktes arbeiten können. Gleichzeitig wird damit auch die Verstärkung erhöht. Es ist möglich, auch andere Transistoren zu verwenden, wenn sie in einem linearen Arbeitsbereich betrieben eine ähnliche Verstärkung erreichen.

Es gibt Reader ICs mit verschiedenen Ausgangsspannungslevels. Das Rechtecksignal am Ausgang TX1 kann für logisch 1 entweder eine Amplitude von 3,3 V oder 5 V haben. Die vorliegende Verstärkerschaltung ist für beide Arten geeignet, bei 3,3 V muss man allerdings den Wert des Widerstand R1 verringern.

3.3.3 Anpassungsnetzwerk

Einer der Vorteile der Verstärkerstufe ist, dass sie dafür entwickelt wurde, mit jeglicher

Antenne (des Lesegeräts) zu arbeiten. Das macht das System zwar sehr flexibel, aufgrund dieser Tatsache kommt der Anpassung aber auch eine besondere Rolle zu. Mit einer schlechten Anpassung (die Ausgangsimpedanz des Verstärkers entspricht nicht der Eingangsimpedanz der Antenne) des Ausgangs des RF Power A/B Amplifiers an die Antenne des Lesegeräts kann die erzeugte Energie sehr schnell wieder verloren gehen. Eine sehr gute Anpassung ist deswegen äußerst wichtig und für die Performance des ganzen Systems mitentscheidend. Da aber sehr viele Faktoren auf die Impedanz der anzupassenden Teile Einfluss haben, ist diese nicht einfach und trivial handzuhaben, weswegen der Anpassung in dieser Arbeit ein eigenes Kapitel (3.4) gewidmet wurde.

3.3.4 Antenne des Lesegerätes

Die Form und Größe der Antenne bestimmt zu einem Gutteil welche Art des Transponders eingesetzt werden kann. Das hat primär mit dem Feld zu tun, welches durch die Antenne aufgespannt wird.

Je nach Form und Größe der Antenne spannt sie ein Feld mit unterschiedlicher Fläche auf. Da die Gesamtleistung immer die gleiche bleibt und der Zusammenhang zwischen der Intensität und der Leistung folgend lautet

$$P = \int I(\vec{r}) dA, \quad (3.1)$$

nimmt die Intensität mit einer größer werden der Fläche ab. Eine große Antenne spannt demnach ein großes Feld mit niedriger Intensität auf, eine kleine Antenne ein kleines Feld mit hoher Intensität.

Transponder, welche viele Befehle verwenden und einen großen Speicher haben, brauchen auch viel Energie und damit eine hohe Feldintensität. Für diese Transponder werden deswegen meistens kleine Antennen verwendet, für Tags mit großer Reichweite dementsprechend große Antennen. Um sich aber nicht auf eine Anwendung festsetzen zu lassen, wurde beschlossen, für die Entwicklung dieser Verstärkerstufe eine Standardantenne zu verwenden, welche auch in den ISO/IEC Normen definiert ist.

Diese Antenne (siehe Abbildung 3.5) ist allgemein bekannt, für Transponder mit einfacher wie auch mit komplexer Befehlsstruktur verwendbar. Ihre Spezifikationen sind im Standard ISO/IEC 10373-6, Annex A festgelegt.

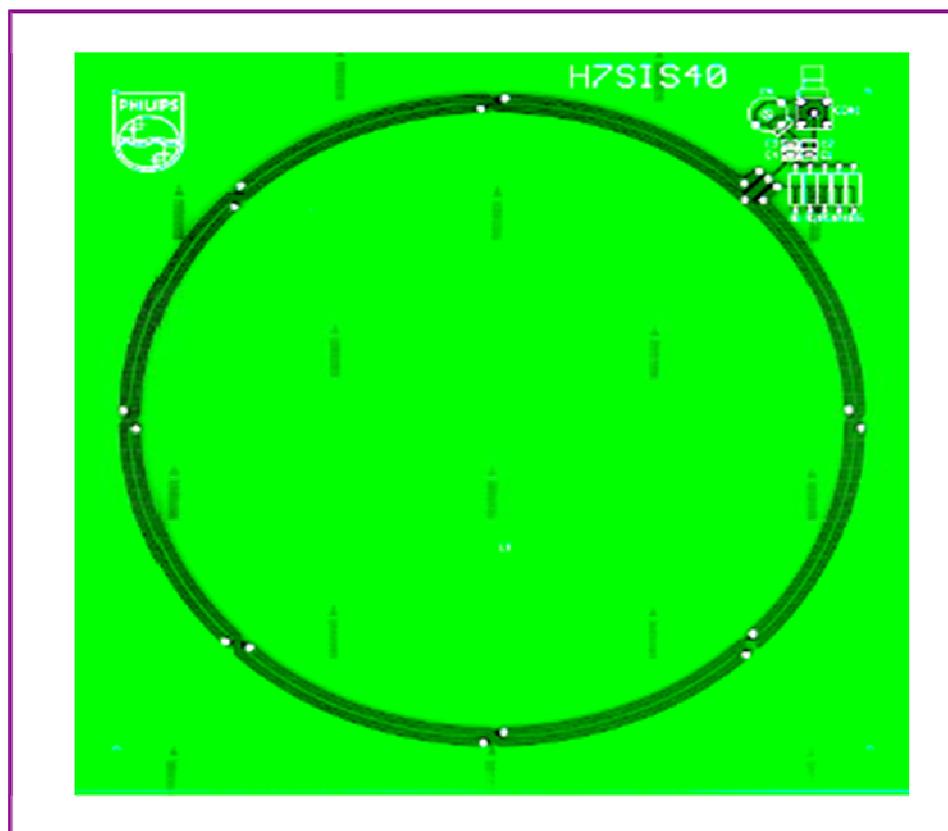


Abbildung 3.5: zweiseichtige, kreisförmige Antenne mit 150mm Durchmesser [5]

3.3.5 Band-Pass-Filter

Die wichtige Information der Antwort des Transponders für den Mikrochip im Lesegerät liegt in der Modulation der Seitenbänder. Da der Eingang des Reader ICs allerdings nur eine maximale Wechselfspannung verträgt (z.B. 3 V beim CLRC632), ist es notwendig, in diese Spannung so viel Information wie möglich zu packen. Die Aufgabe des Band-Pass-Filters ist es, den Träger so weit wie möglich zu unterdrücken und so das Verhältnis Seitenband zu Träger anzuheben.

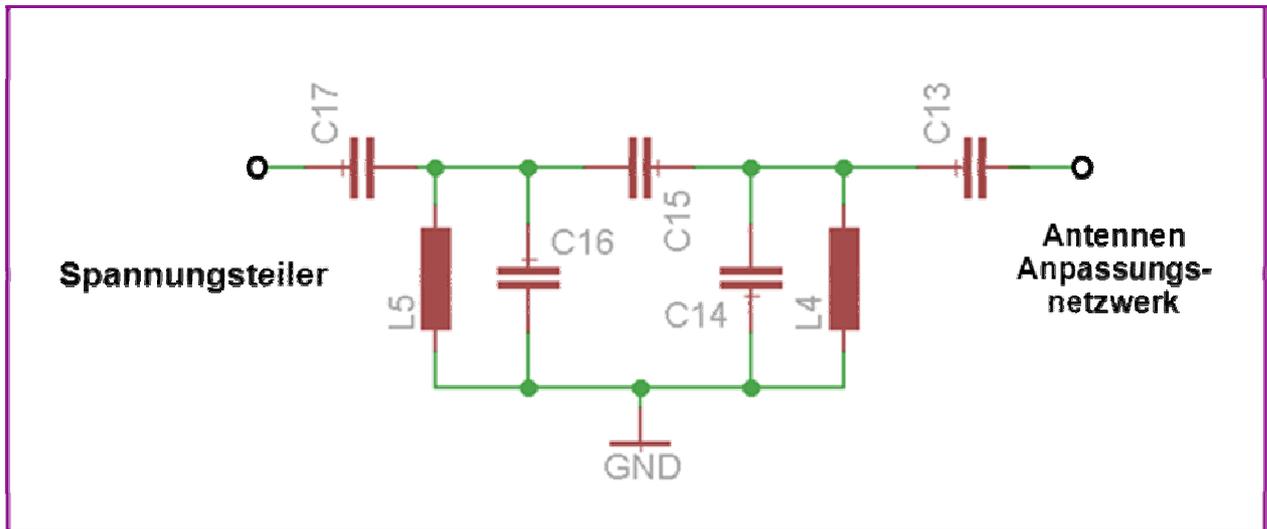


Abbildung 3.6: Band-Pass-Filter 4. Ordnung

Da die Seitenbänder sehr nah am Träger liegen (z.B. +/- 848 kHz bei üblichen Proximity-Anwendungen), ist es für ein hohes Signal/Noise-Ratio unabdingbar, einen Filter mit hoher Güte zu verwenden. Die hohe Güte wird in diesem Fall durch den Einsatz hochgütiger Spulen (für L4 und L5) erreicht.

In Abbildung 3.6 ist der Band-Pass-Filter abgebildet, welcher für dieses System verwendet wurde. Diese Filter besteht aus zwei Resonanzschwingkreisen (C13, L4, C14 und C15, C16, L5), welche für Seitenbänder mit Frequenzen von 12,7 MHz und 14,3 MHz ausgelegt sind. Die Kapazität C17 agiert als Gleichspannungsblocker.

3.3.6 Spannungsteiler

Wie in Kapitel 3.3.5 bereits erwähnt, darf man dem IC des Lesegeräts nur eine gewisse maximale Spannung zuführen um sicherstellen zu können, dass dieser keinen Schaden nimmt. Diese Spannung liegt, je nach verwendetem Mikrochip, zumeist zwischen 3 V und 5 V.

Die Funktion des Spannungsteilers liegt darin, die Spannung, die vom Band-Pass-Filter kommt, auf einen Spannungswert unter der maximal erlaubten Amplitude des Mikrochips herunterzuteilen.

Der Widerstand R12 wird benutzt, um die Ausgangsspannung des Band-Pass-Filters handzuhaben. Er ist ein Feinabstimmungsbauteil und es ist möglich, ihn mit dem Widerstand RX1 zusammenzulegen.

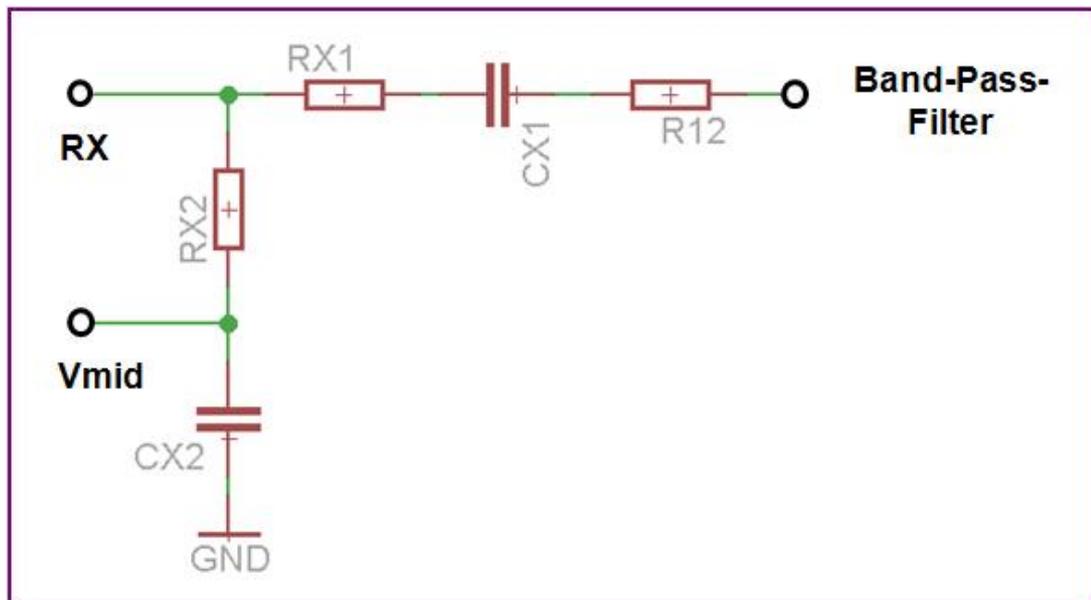


Abbildung 3.7: Spannungsteiler des RFID Systems mit Verstärkerstufe

Der Eingangspin RX des Reader ICs ist hochohmig, sodass eine Spannung zurück in den RX-Eingang gekoppelt wird. Deswegen müssen zwei Regeln eingehalten werden:

- I) Der Gleichspannungslevel am RX-Eingang muss auf Vmid bleiben. (Das ist auch der Grund, warum RX2 und CX2 notwendig sind)
- II) Der Wechselspannungslevel am RX-Eingang muss sich zwischen dem folgenden Limit befinden: $1.5 V_{pp} < V_{RX} < 3 V_{pp}$ (für CLRC632)

Da das Einführen eines Transponders in den Sendebereich des Lesegerätes die Impedanz des Systems ändert, ändert sich auch die Spannung. Deshalb ist es notwendig Messungen der Spannung am RX-Kontakt des Mikrochips mit und ohne Transponder im Feld durchzuführen. Bei der Messung mit Transponder sollte darauf geachtet werden, dass die

Distanz zum Lesegerät ebenso eine Rolle spielt wie das Verwenden mehrerer Transponder gleichzeitig. In all diesen Messungen dürfen die obig beschriebenen Regeln I) und II) nicht verletzt werden. Zwar muss eine höhere Spannung nicht automatisch die Zerstörung des Chips zur Folge haben, es können aber dadurch Empfangsfehler entstehen.

3.4 Anpassung

Es werden grundsätzlich zwei Arten der Anpassung unterschieden: direkte Anpassung und Anpassung an 50Ω. Die direkte Anpassung bringt im Allgemeinen bessere Resultate, weil eine exakte Anpassung leichter von statten geht. Eine Anpassung auf 50Ω ist hingegen wesentlich flexibler, da die meisten Leitungen auf 50Ω abgestimmt sind.

3.4.1 Direkte Anpassung

Direkte Anpassung bedeutet, dass die Antenne direkt an den Verstärker angepasst wird. Dabei ist es unerheblich, ob eine Leitung als Verbindung zwischen ihnen benutzt wird. Es gilt dabei allerdings zu beachten, dass, sollte eine Leitung benutzt werden, genau dieselbe auch für die Abstimmung verwendet wird. Die Verwendung einer anderen Leitung führt automatisch zur Notwendigkeit eines Neuabgleichs der direkten Anpassung, da die Impedanz der Leitung die Impedanz des ganzen Systems stark beeinflusst!

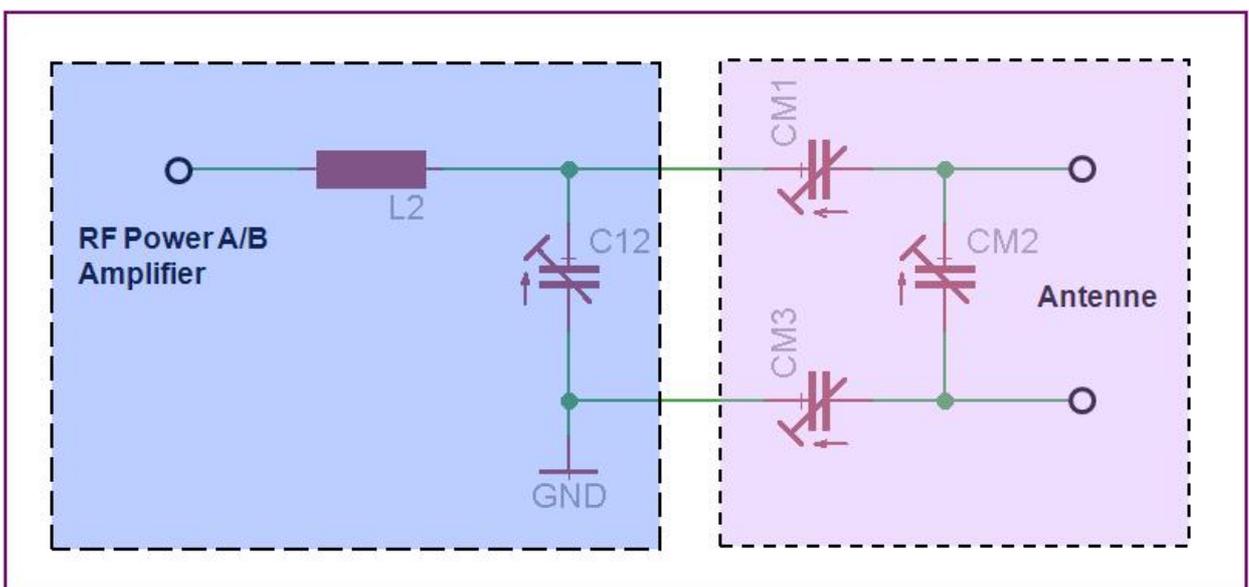


Abbildung 3.8: Netzwerk für direkte Anpassung des Verstärkers an die Antenne

Das Netzwerk der direkten Anpassung besteht aus zwei Teilen. Der blaue Teil in Abbildung 3.8 ist ein einfacher LC-Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 13,56 MHz. Er befindet sich auf der Platine des RF Power A/B Amplifiers.

Der zweite Teil (in Abbildung 3.8 violett hinterlegt) ist das Anpassungsnetzwerk der Antenne und muss extra auf dem Boards der Antenne angebracht werden.

Die Kondensatoren CM1, CM2, CM3 und C12 sind hier als regelbar dargestellt, denn dies sind die Komponenten, welche abgestimmt werden müssen. Wie die Abstimmung des Anpassungsnetzwerkes erfolgt, wird in Kapitel 4.3 genauer erklärt.

3.4.2 50Ω Anpassung

50Ω Anpassung bedeutet, dass beide Seiten, der Verstärker und die Antenne, auf einen rein ohmschen Wert von 50Ω abgestimmt werden. Diese Methode macht die Anwendung in der Praxis zwar einfacher, weil nicht jedes Mal bei Benutzung einer anderen Leitung neu abgeglichen werden muss, allerdings ist es damit schwierig die Performance der direkten Anpassung zu erreichen, da der Abgleich auf exakt 50Ω fast unmöglich ist und sich auch die Impedanz der Leitung nur innerhalb einer gewissen Toleranz zu 50Ω befindet.

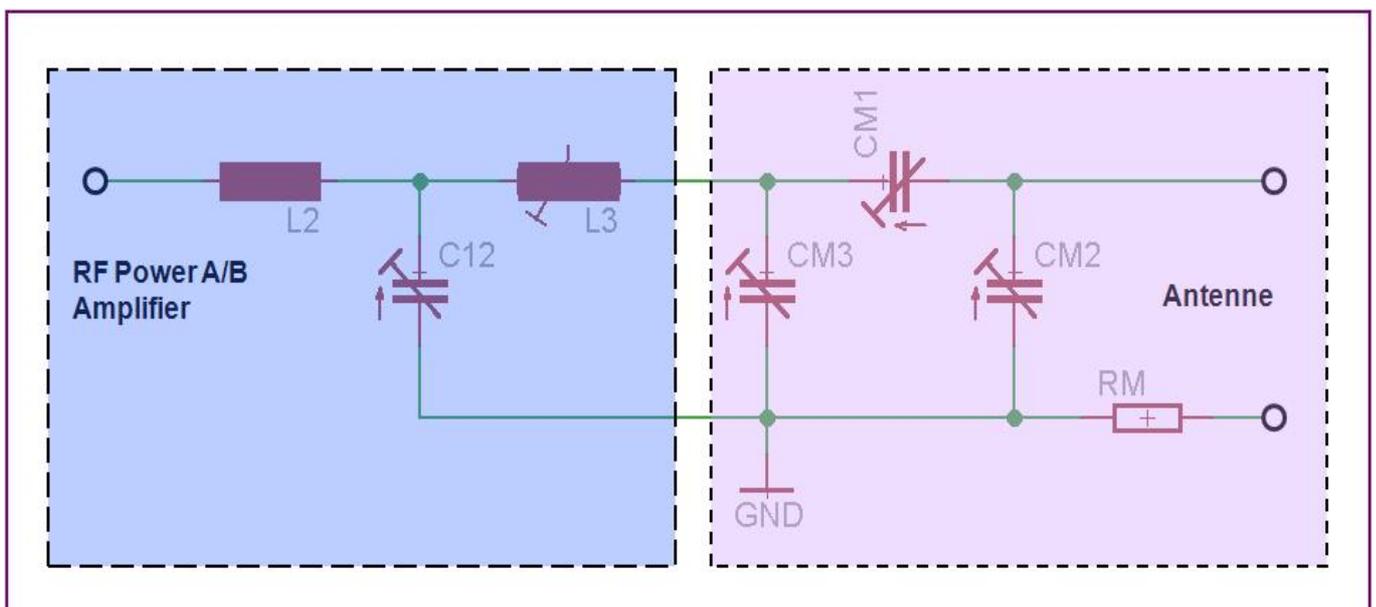


Abbildung 3.9: Netzwerk für 50Ω Anpassung des Verstärkers an die Antenne

Auch dieses Anpassungsnetzwerk lässt sich in zwei Teile aufteilen. Das Netzwerk auf der Seite des Verstärkers besteht aus einem 13,56 MHz LCL-Schwingkreis (L2, C12, L3). Er ist in Abbildung 3.9 blau dargestellt und wurde auf die Platine des Verstärkers angebracht. Auch hier ist der zweite Teil das Antennennetzwerk (in violett), welches auf der Platine der Antenne liegt.

Spezielle der zweite Teil des Netzwerkes wurde für eine einfachere Abstimmung auf 50Ω designed. Der Widerstand RM dient zur Strombegrenzung und reduziert zusätzlich noch die Güte der Antenne. Im ersten Teil des Anpassungsnetzwerkes sind die Induktivität L3 und die Kapazität C12, die abzustimmenden Bauteile um die Impedanz von Seiten des Verstärkerausgangs auf 50Ω zu bringen. Auf der anderen Seite sind es die als π -Glieder angeordneten Kapazitäten CM1, CM2 und CM3, welche man zur Verfügung hat, um die Impedanz von Seiten der Antenne anzupassen.

Beispielwerte können in den Ergebnissen unter Kapitel 5 gefunden werden, wie man die Abstimmung vornimmt, wird in Kapitel 4.3 gezeigt.

3.5 Abhängigkeit von der Betriebsspannung

Es ist möglich, den Verstärker RF Power A/B Amplifier mit verschiedenen Versorgungsspannungen zu betreiben.

Da es machbar ist, den Resonanzschwingkreis im Verstärker zwischen +Vss und -Vss schwingen zu lassen, beeinflusst die Höhe der Betriebsspannung die erreichte Verstärkung erheblich. Je nach Art und Typ des Transponders kann der Unterschied der Reichweite, bei der Nutzung von 24 V anstatt 5 V, bis zu 80% betragen.

Betriebsspannungen höher als 5 V müssen allerdings extern zugeführt werden. Es gilt also einen Kompromiss zu finden zwischen maximaler Reichweite und dem Aufwand einer externen Versorgungsspannung. Der Anwender kann und soll demnach je nach der Nutzung des Systems die Höhe der Betriebsspannung auswählen.

Wie man die optimale Performance/Betriebsspannung erreicht, wird in Kapitel 4.3 beschrieben.

3.6 Vor- und Nachteile dieser Lösung

Folgende Vor- und Nachteile ergeben sich aus dem Einsatz der in dieser Arbeit vorgestellten Verstärkerstufe:

Vorteile: Es konnte wie gefordert eine deutliche Erhöhung der Lesereichweite erzielt werden. Diese beträgt je nach Anwendung bis zu 50%.

Eine kostengünstige Herstellung der Verstärkerstufe ist möglich und bleibt innerhalb des vorgegebenen Rahmens von 1\$.

Die Regulationen betreffend die elektromagnetische Abstrahlung des RFID-Systems werden eingehalten.

Es konnte eine hohe Anwendungsflexibilität erreicht werden. So ist die Versorgungsspannung des RFID-Systems mit der Verstärkerstufe anpassbar an die jeweilige Anwendung.

Außerdem ist das System:

- Reader IC unabhängig
- unabhängig von der Größe der Antenne

Nachteil: Als einziger Nachteil ist zu nennen, dass nun eine externe Versorgungsspannung (für den RF Power A/B Amplifier) notwendig ist.

4. Realisierung der Verstärkerstufe in einem RFID-System

Ausgehend von einer bestimmten Lösungsansatz (beschrieben in Kapitel 4.1) sollte die Realisierung eines RFID-System mit dieser Verstärkerstufe in der Praxis folgendermaßen aussehen:

Zuerst ist das Wählen der Parameter der Anwendung notwendig. Siehe dazu Kapitel 4.2. Danach sollte als Erstes das Einstellen des RF Power A/B Amplifiers, wie unter Kapitel 4.3 beschrieben, vorgenommen werden. Das Designen des Anpassungsnetzwerkes und die Abstimmung dessen folgen danach. Diese Arbeitsschritte werden in den Kapiteln 4.4 und 4.5 genauer erläutert. Nach der Fertigstellung des Anpassungsnetzwerkes erfolgt das Designen des Band-Pass-Filters (siehe Kapitel 4.6). Danach fehlt noch das Abstimmen des Receivepfades (Kapitel 4.7) und das Abgleichen und Überprüfen des Q-Faktors, welches in Kapitel 4.8 im Detail beschrieben ist.

Diese Arbeitsschritte sind für die Realisierung unabdingbar und es ist nicht möglich, auch nur einen davon auszulassen. Ebenso wird dringend geraten, danach noch einmal die Abstimmung des Anpassungsnetzwerkes sowie Abstimmung des Receivepfades zu überprüfen und zu verfeinern.

4.1 Realisierungsansatz

Um die Anzahl der veränderlichen Variablen für die folgenden Prozeduren gering zu halten, ist es ratsam, den Schaltplan in Abbildung 4.1 sowie die Bauteilwerte in den Tabellen 4.1 und 4.2 als Ausgangsbasis zu verwenden.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER
VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

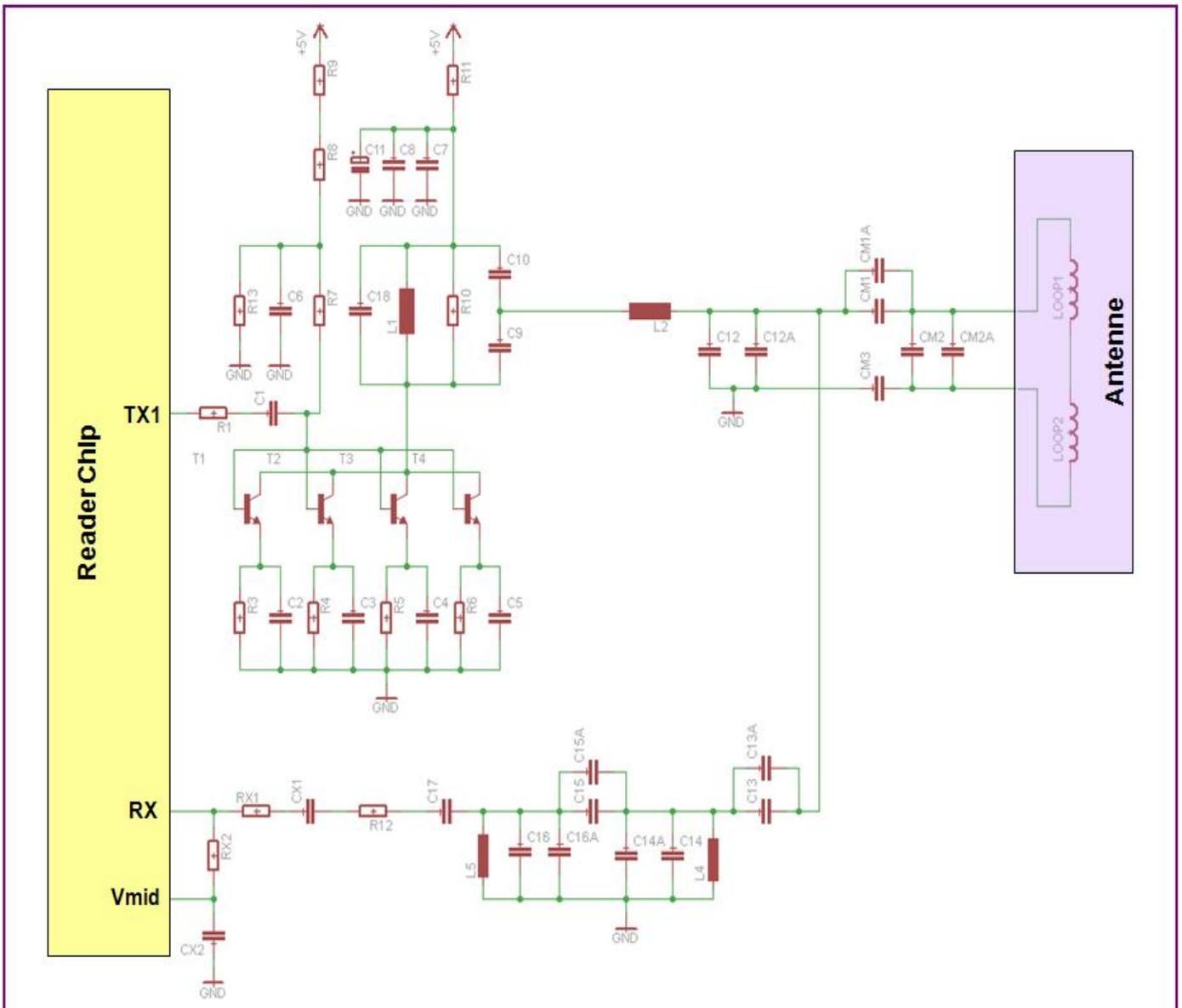


Abbildung 4.1: Schaltplan der Verstärkerstufe im RFID-System

Das Netzwerk in Abbildung 4.1 zeigt einen Schaltplan mit einem Anpassungsnetzwerk für direkte Anpassung.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Direkte Anpassung: In Tabelle 4.1 lassen sich die Werte jener Komponenten finden, welche bei direkter Anpassung als fix angenommen werden können.

Tabelle 4.1: Bauteilwerte des RFID-Systems mit direkter Anpassung

Komponente	Wert
<i>T1...T4</i>	MMBT3904 NPN Transistor
<i>R1</i>	620Ω SMD
<i>R3...R6</i>	51Ω SMD
<i>R7</i>	560Ω SMD
<i>R8</i>	1kΩ SMD
<i>R9</i>	1,2kΩ SMD
<i>R10</i>	2,2kΩ SMD
<i>R11</i>	4,7Ω SMD
<i>R13</i>	82Ω
<i>C1</i>	100nF SMD
<i>C2...C5</i>	1nF SMD
<i>C6, C7</i>	100nF SMD
<i>C8</i>	1nF SMD
<i>C9</i>	330pF SMD
<i>C10</i>	1nF SMD
<i>C11</i>	10 uF / 35 V Elko SMD
<i>L1</i>	470nH SMD
<i>L2</i>	1μH SMD
<i>CX1</i>	1nF SMD
<i>RX1</i>	560Ω SMD
<i>RX2</i>	820Ω SMD
<i>CX2</i>	100nF SMD

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

50Ω Anpassung: In Tabelle 4.2 lassen sich die Werte jener Komponenten finden, welche bei Anpassung an 50Ω als fix angenommen werden können.

Tabelle 4.2: Bauteilwerte des RFID-Systems mit Anpassung auf 50Ω

Komponente	Wert
<i>T1...T4</i>	MMBT3904 NPN Transistor
<i>R1</i>	620Ω SMD
<i>R3...R6</i>	51Ω SMD
<i>R7</i>	560Ω SMD
<i>R8</i>	1kΩ SMD
<i>R9</i>	1,2kΩ SMD
<i>R10</i>	2,2kΩ SMD
<i>R11</i>	4,7Ω SMD
<i>R13</i>	82Ω
<i>C1</i>	100nF SMD
<i>C2...C5</i>	1nF SMD
<i>C6, C7</i>	100nF SMD
<i>C8</i>	1nF SMD
<i>C9</i>	330pF SMD
<i>C10</i>	1nF SMD
<i>C11</i>	10uF / 35V Elko
<i>L1</i>	470nH SMD
<i>L2</i>	470nH SMD
<i>RM1</i>	1Ω (hohe Leistungsaufnahme, z.B. MP 930)
<i>CX1</i>	DC Blocker, 1nF SMD
<i>RX1</i>	560Ω SMD
<i>RX2</i>	820Ω SMD
<i>CX2</i>	100nF SMD

Alle Masseanschlüsse müssen miteinander verbunden werden, es ist nicht notwendig, den zentralen Anschluss der Antennenwindung anzuschließen.

Die Induktivität L2 ist auch trimmbar, dies wird besonders empfohlen wenn L3=0H ist.

4.2 Festlegen der Anwendungsparameter

Zu Beginn der Implementierung müssen einige Entscheidungen bezüglich der Anwendung getroffen werden. Das betrifft insbesondere vier Kriterien:

Das erste Kriterium betrifft die Art der Anpassung. Hat man diese Entscheidung getroffen, muss man sich Gedanken machen, welche Antenne des Lesegeräts am besten den Anforderungen an die Anwendung gerecht wird. Dazu ist es ebenso notwendig, sich auf die Arten des Transponders, für welche das RFID-System funktionieren soll, festzulegen. Ist dies getan, so fällt die Entscheidung über die Höhe der Spannungsversorgung nicht schwer.

Art der Anpassung: Welche Arten von Anpassung zur Auswahl stehen bzw. mehr Informationen darüber stehen in Kapitel 3.4.

Antenne und Kartentyp: Welche Antenne und welcher Typ von Transponder gewählt werden, hängt nur vom Einsatzbereich des RFID-Systems ab. Sollten mehrere verschiedene Transpondertypen (wie z.B. Proximity- und Vicinitykarten) gewählt werden, so kann es nützlich sein, einen Kompromiss beim Band-Pass-Filter einzugehen. In den Experimenten, angeführt unter Kapitel 5.1 und 5.2, ist dies der Fall.

Spannungsversorgung: Die Verstärkerstufe wurde grundsätzlich für eine Versorgungsspannung von 5-24 V konzipiert. Je nach Anwendung ist eine niedrige oder hohe Versorgungsspannung notwendig. Vicinity-Karten z.B. funktionieren bereits mit Spannungen von 5-9 V sehr gut, bei Anwendungen von Proximity-Karten werden hingegen höhere Spannungen benötigt. Prinzipiell sind auch höheren Spannungen als 24 V denkbar. Diese resultieren dann auch in einem stärkeren magnetischen Feld und damit auch in einer größeren Lesereichweite, andererseits produziert eine höhere Versorgungsspannung auch einen größeren Strom, womit sich die Leistungsaufnahme der Bauteile erhöht.

Es muss in diesem Fall also die maximale Leistungsaufnahme P_{tot} aller Bauteile (speziell der Transistoren) überprüft werden. Bauteile mit hoher P_{tot} existieren, sind aber im Allgemeinen teurer und von größerer Dimension, was eine größere Platine zur Folge hat. Es besteht die Möglichkeit, die Versorgungsspannung auch später noch zu ändern. In diesem Fall ist es allerdings notwendig, einige Abstimmungsprozeduren (Abstimmung des RF Power A/B Amplifiers, des Anpassungsnetzwerkes, des Receivingpfades sowie die Kontrolle des Q-Faktors) zu wiederholen. Die vorliegende Verstärkerstufe wurde für einen maximalen Strom von 200mA designed. Um lineares Verhalten rund um den Arbeitspunkt zu garantieren, sollten die Transistoren aber nicht mit mehr als 120mA belastet werden. Wie zuvor bereits erwähnt, mag es dafür zusätzlich noch notwendig sein, einige Komponenten durch Komponenten mit höherer maximaler Leistungsaufnahme zu ersetzen.

4.3 Abstimmung des Verstärkers

Um den Verstärker optimal abzustimmen, sind vor allem zwei Komponenten wichtig: R1 und C18.

Grundsätzlich sollte der Wert von R1 so klein wie möglich gehalten werden, um den Transistoren zu erlauben, den Schwingkreis C18-L1-R10 mit einer möglichst hohen Spannung zu versorgen. R1 sollte nun so abgestimmt werden, dass eine maximale Verstärkung an den Kollektoren der Transistoren gemessen werden kann, ohne T1-T4 in die Sättigung zu treiben.

Liegt die elektromagnetische Abstrahlung des ganzen Systems nicht innerhalb der gesetzlich vorgeschriebenen Limits, dann kann der Wert von R1 angehoben werden, um die Spannung am Schwingkreis zu verringern und ein sinusförmigeres Signal mit weniger harmonischen Störfrequenzen erhalten zu können.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Im Allgemeinen sollte der Resonanzschwingkreis mit den angegebenen Werten (angeführt in Kapitel 5.1) funktionieren, für einen möglichst hohen Effekt wird aber zu einer sehr genauen Abstimmung auf 13,56 MHz geraten. In der Praxis ist es am einfachsten, die Kapazität C18 dafür zu trimmen.

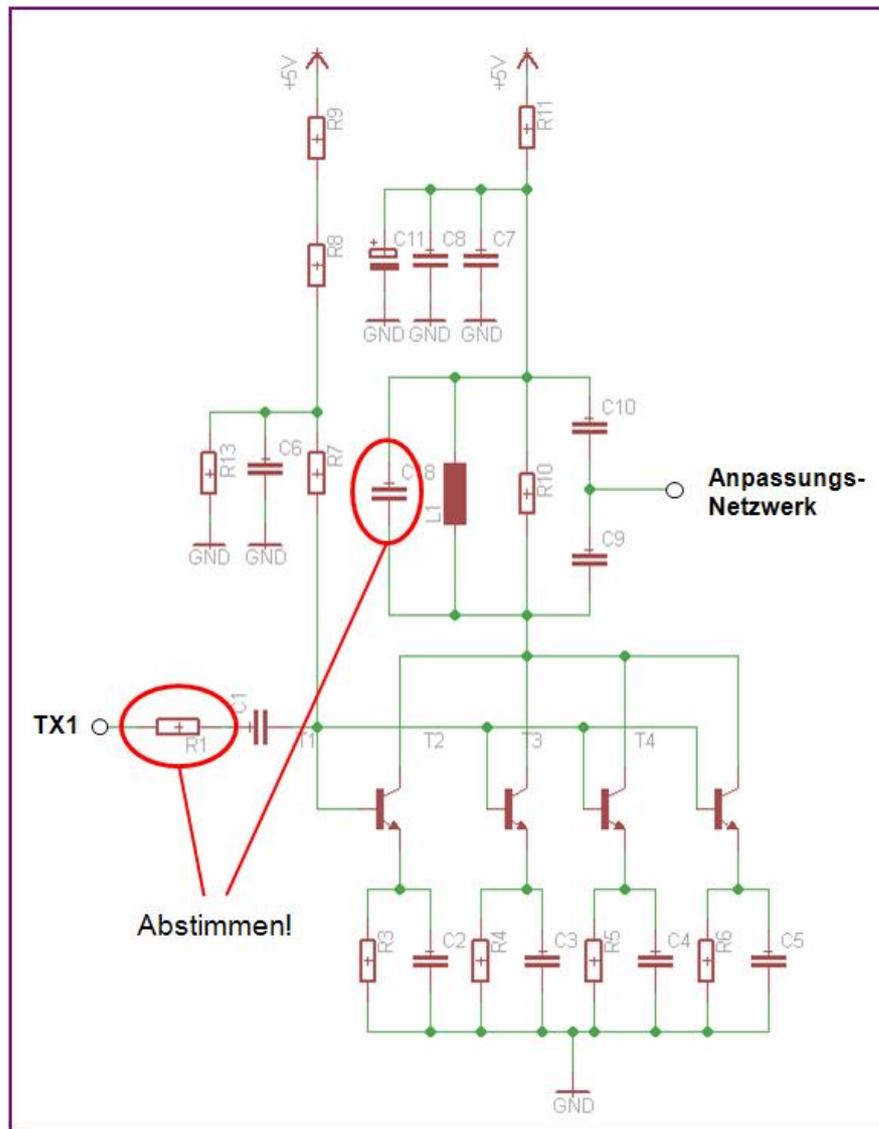


Abbildung 4.2: Schaltplan des RF Power A/B Amplifiers mit eingezeichneten Abstimmungskomponenten

4.4 Design des Anpassungsnetzwerkes

In diesem Kapitel wird beschrieben, welche Schaltungen man zur Anpassung verwenden soll und wie man diese im Detail anwendet.

Aufbau des Anpassungsnetzwerkes: Abhängig von der Entscheidung, eine direkte Anpassung oder eine 50Ω Anpassung zu verwenden, ist es notwendig, eine der beiden in Abbildung 4.3 gezeigten antennenseitigen Schaltkreise aufzubauen.

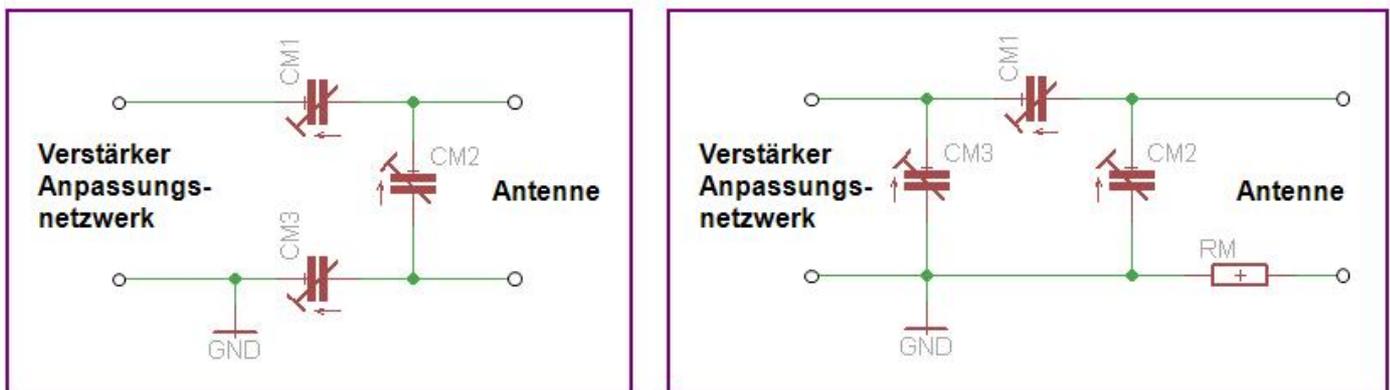


Abbildung 4.3: Antennenseitige Anpassungsnetzwerke von direkter (links) und 50Ω -Anpassung (rechts)

Manchmal ist auf der PCB der Antenne schon ein Anpassungsnetzwerk vorhanden. In diesem Fall muss dieses angepasst oder ersetzt werden.

Abstimmung des Anpassungsnetzwerkes: In den folgenden Abschnitten werden die Prozeduren zur Abstimmung des direkten Anpassungsnetzwerkes und des 50Ω Anpassungsnetzwerkes detailliert beschrieben. Generell ist es hilfreich, zuerst kleinere Kapazitäten als vermutet zu verwenden, denn es ist wesentlich einfacher, den Wert der Kapazität während des Abgleichs durch Parallelschaltung anderer Kondensatoren zu erhöhen als ihn zu verringern.

4.4.1 Abstimmungsprozedur bei direkter Anpassung

Zur Abstimmung dieses Netzwerkes wird ein Oszilloskop mit einer Bandbreite von zumindest 50 MHz benötigt. Dazu ist es auch notwendig, den Tastkopf von Channel1 mit seiner Masse zu einer Schleife zu verbinden um eine induktive Kopplung zu ermöglichen. Diese Schleife legt man dann, wie in Abbildung 4.4 dargestellt, auf die Antenne und bewegt sie nicht mehr bis zum Ende der Messung.

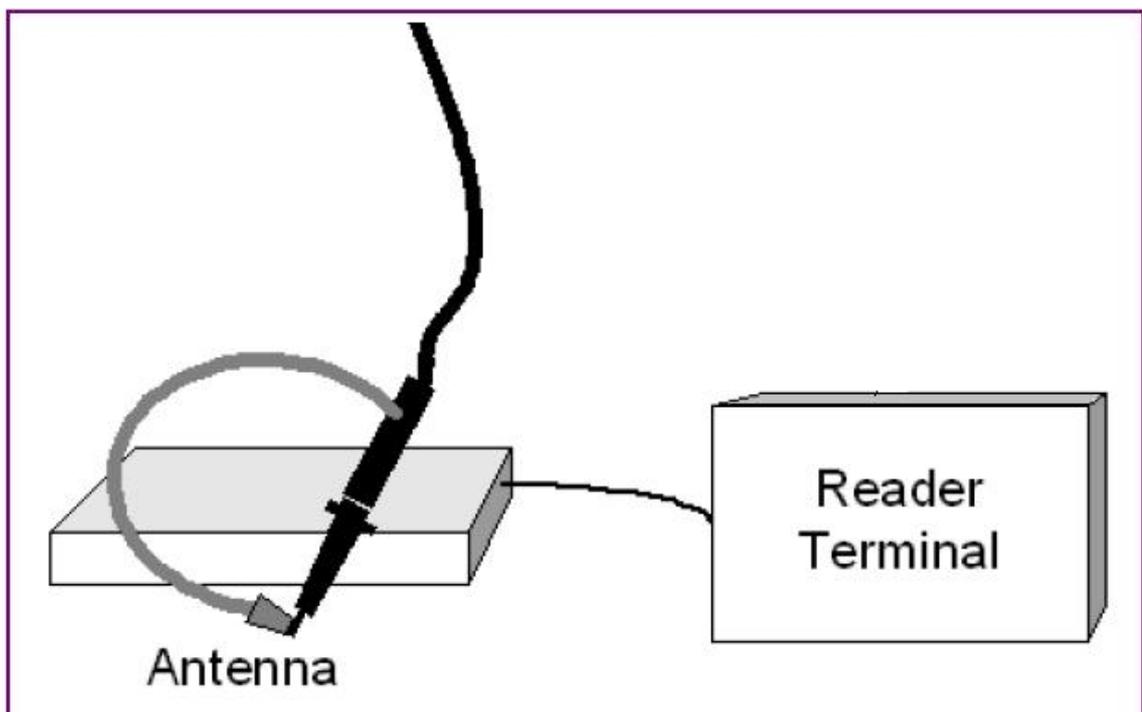


Abbildung 4.4: Messanordnung zur Abstimmung bei direkter Anpassung

Nun müssen die Kapazitäten so abgestimmt werden, dass die Spannung an Channel 1 ein Maximum erreicht. Aufgrund der Symmetrie sollten CM1 und CM3 idealerweise den gleichen Wert haben. Nach dem Beenden dieser Prozedur wird der Tastkopf mit der Schleife in einer Entfernung zur Antenne angebracht, welche der bevorzugten Arbeitsreichweite entspricht. Danach wird die Prozedur wiederholt und die Komponenten

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

feingetuned. Ein Abstimmen von Z bei 13,56 MHz auf einen rein ohmschen Wert ist zu empfehlen, um Blindleistungsverluste zu vermindern.

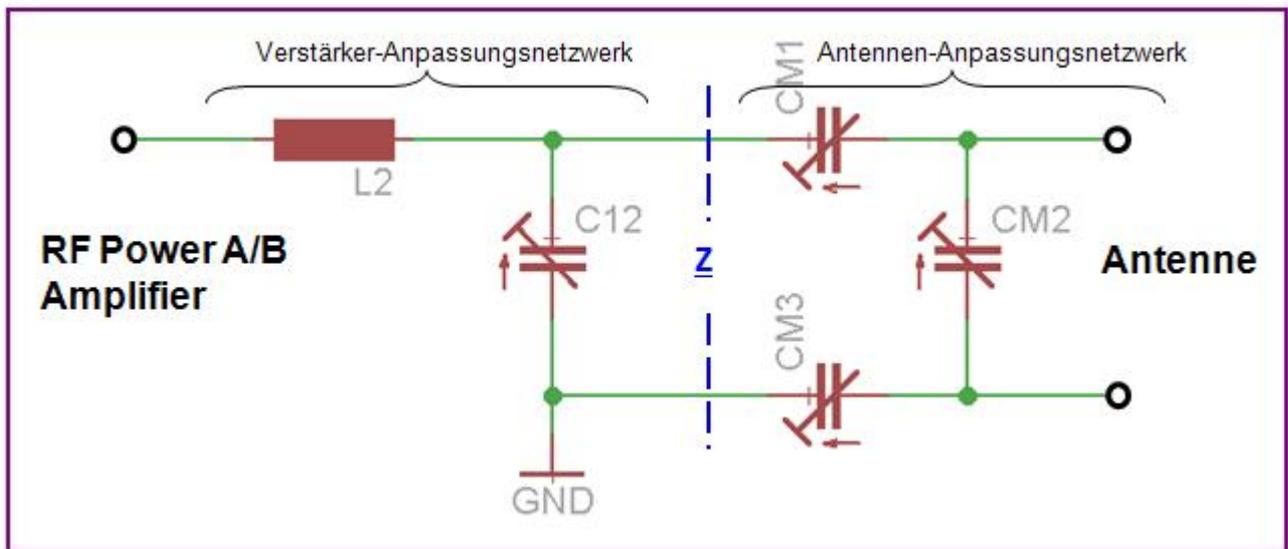


Abbildung 4.5: Netzwerk für direkte Anpassung

Um dies zu erreichen, wird zuerst die Antenne mit dem Antennenanpassungsnetzwerk ($CM1$, $CM2$, $CM3$) verbunden und die Impedanz (wie in Methode 1 beschrieben, siehe nächste Seite) gemessen sowie auf einen rein ohmschen Wert eingestellt. Danach wird es an das restliche RFID-System angeschlossen und $C12$ so abgestimmt, dass ein Maximum an Channel1 entsteht. Erneut werden nun die Komponenten des Antennenanpassungsnetzwerkes auf ein Maximum an Channel 1 feingetuned.

Das Bewegen des Tastkopfes auf der Antenne verändert die induzierte Spannung gemessen an Channel1. Für eine richtige Messung ist also das Bewegen des Tastkopfes und dessen Schleife verboten. Außerdem ist es nicht empfehlenswert, auch noch andere Tastköpfe zu verwenden, da jeder (nicht aktive) Tastkopf einer Kapazität im pF-Bereich entspricht, welche durch die Zuschaltung die Impedanz des ganzen Systems verändert.

Eine Abstimmung darf generell nur im betriebenen Zustand des ganzen Systems (Reader IC mit Logik, Transceiving-Pfad, Antenne, Receiving-Pfad) erfolgen.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Im nichtbetriebenen Zustand schalten die Transistoren nicht durch, somit hat das ganze System eine andere Impedanz, was falsche Messergebnisse bzw. eine falsche Abstimmung zur Folge hat.

4.4.2 Abstimmungsprozedur bei 50Ω Anpassung

Es existieren zwei unterschiedliche Methoden, wie man jeweils das Verstärkeranpassungsnetzwerk (hier RF Power A/B Amplifier + L2, L3 und C12) und das Antennenanpassungsnetzwerk (hier Antenne + RM, CM1, CM2, CM3) auf 50Ω abstimmen kann. In Abbildung 4.6 ist zu erkennen, wo die Impedanz Z von beiden Seiten aus gesehen gleich 50Ω sein muss.

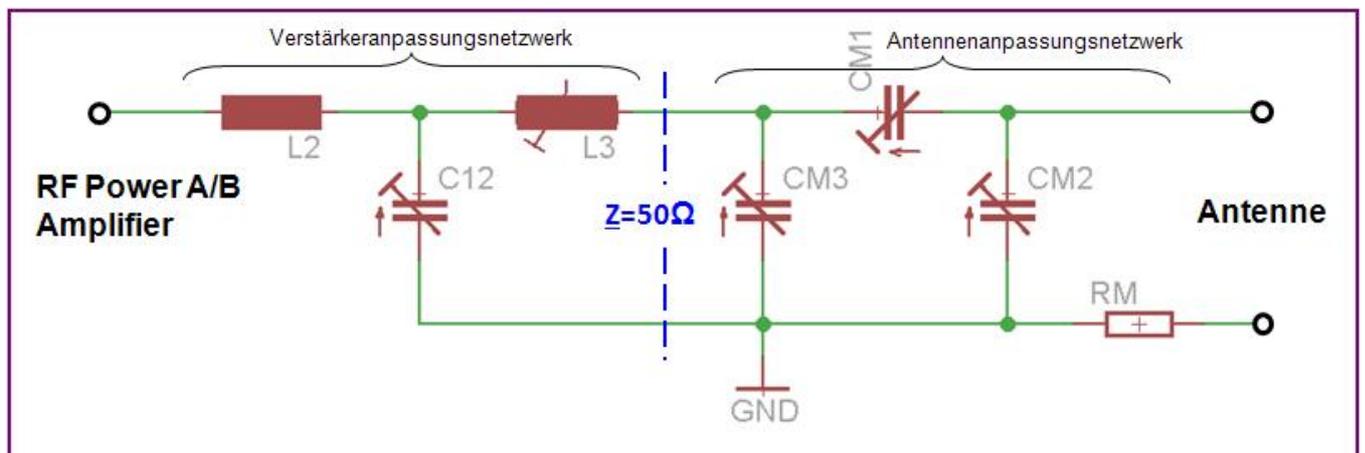


Abbildung 4.6: Netzwerk für die 50Ω Anpassung mit Anpassimpedanz Z

1. Methode: Die Impedanz der Antenne soll, zusammen mit ihrem Netzwerk (RM, CM1, CM2, CM3), mit einem Netzwerkanalysator gemessen werden. Bei 13,56 MHz muss sie auf $Z=50\Omega$ eingestellt werden (siehe Abbildung 4.7). Danach wird die Messanordnung von Abbildung 4.4 benutzt, um C12 und L3 so abzustimmen, dass das Signal an Channel1 ein Maximum erreicht. Die Impedanz des restlichen Netzwerkes kann mit dem Netzwerkanalysator nicht sinnvoll gemessen werden, weil das System im betriebenen Zustand eine Rückwirkung erzeugt.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

In ausgeschaltetem Zustand zeigt das System jedoch ein unterschiedliches Verhalten (da die Transistoren im RF Power A/B Amplifier nicht durchschalten). Deswegen muss auf die oben beschriebene Methode zurückgegriffen werden und die Impedanz hier indirekt auf 50Ω abgestimmt werden.

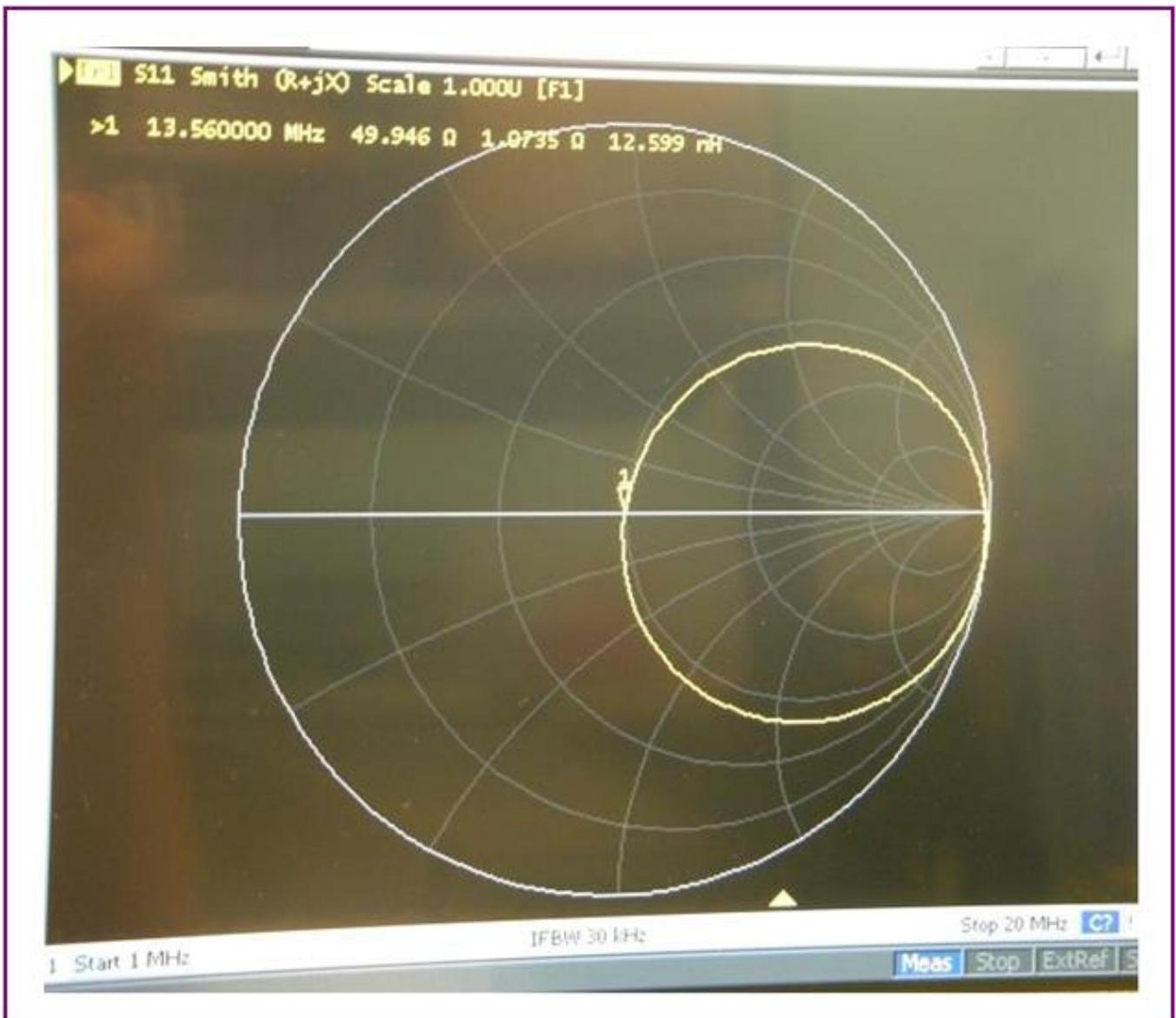


Abbildung 4.7: Beispiel der Abstimmung auf 50Ω mit Hilfe eines Netzwerkanalysators

2. Methode: Sollte kein Netzwerkanalysator verfügbar sein, so kann der Abgleich auch mit einem 50Ω Referenzwiderstand Z_{REF} erfolgen (siehe Abbildung 4.8).

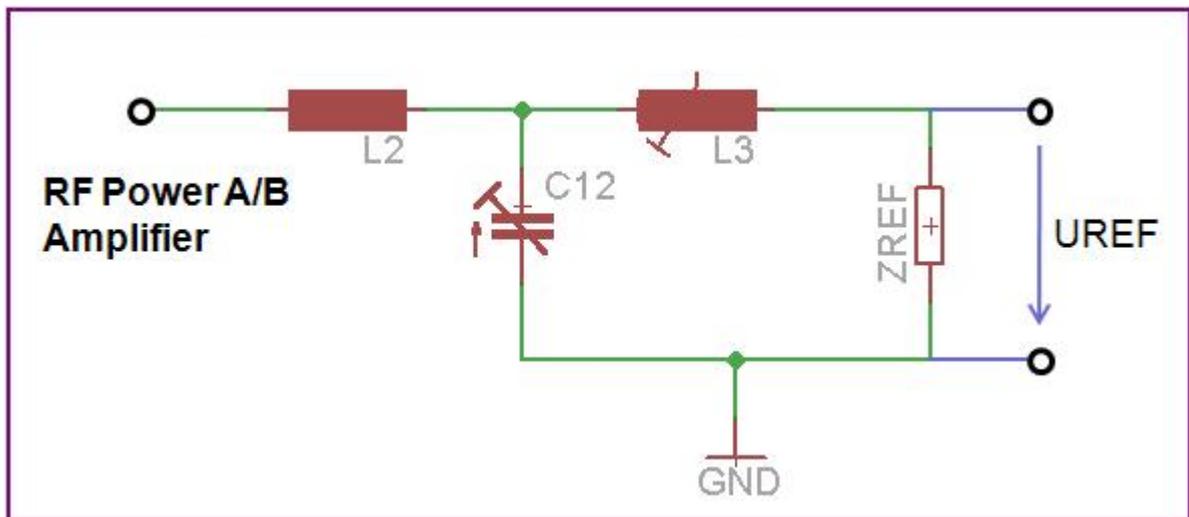


Abbildung 4.8: Setup für die Abstimmung mit einem Referenzwiderstand Z_{REF}

In diesem Fall ist für Z_{REF} ein Hochleistungswiderstand von 10 Watt und einer sehr kleinen Toleranz von Nöten. Nun gilt es die Spannung U_{REF} am Referenzwiderstand zu messen und durch Verändern der Bauteilwerte von $C12$ und $L3$ zu maximieren. Danach nimmt man erneut das Antennenanpassungsnetzwerk von Abbildung 4.6 her und stimmt die Bauteile $CM1$, $CM2$ und $CM3$ solange ab, bis ein Maximum an Channel1 erreicht wird.

4.5 Design des Receive-Pfades

Abhängig davon, welche Entscheidung in Kapitel 4.2 bezüglich der zu verwendenden Transponder getroffen wurde, müssen bestimmte Frequenzen für deren Seitenbänder mit dem Band-Pass-Filter abgedeckt werden. Jede Art von Filter ist dafür zulässig, solange folgende Kriterien erfüllt werden:

- Die Passbänder müssen zumindest eine Seitenbandfrequenz (oberes oder unteres Seitenband) von jedem verwendeten Transponder beinhalten.

- Der Signalrauschabstand von Seitenband zum Trägersignal soll so hoch wie möglich sein (dies kann mit hochgütigen Spulen erreicht werden).

Die Berechnung des in Kapitel 3.2 benutzten Band-Pass-Filters wird im folgenden Kapitel 4.5.1 dargestellt und erklärt.

4.5.1 Berechnung eines Band-Pass-Filters 4. Ordnung

Um einen Band-Pass 4. Ordnung zu erhalten, werden zwei Parallelschwingkreise über einen Kondensator miteinander gekoppelt [9].

Der Koppelkondensator, der Quell- wie auch der Lastwiderstand beeinflussen die Bandbreite, Welligkeit und Flankensteilheit im Übergangsbereich. Die Resonanzfrequenz der Schwingkreise wird ebenso durch den Koppelkondensator zwischen ihnen verändert.

Vorgehensweise: Die Annäherung an die Analyse eines Filters mit der Übertragungsfunktion ist kaum möglich. Die Übertragungsfunktion gibt keine Information über die Abstimmung der Bandbreite, Flankensteilheit usw. her.

Das Ziel dieser Analyse ist die Berechnung der Werte der Komponenten aufgrund der Parameter des Filters. Folgende Filterparameter sind von Interesse:

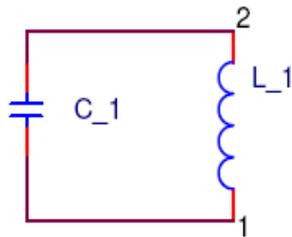
- Basisfrequenz
- Bandbreite
- Maximale Welligkeit des Durchlassbereiches
- Obere und untere Grenzfrequenz
- Maximale Dämpfung bei der Basisfrequenz
- Maximale Dämpfung der Scheitelpunkte der Wellen im Durchlassbereich
- Position der Scheitelpunkte im Durchlassbereich

Besonders die Filterparameter Basisfrequenz, obere und untere Grenzfrequenz, maximale Dämpfung der Basisfrequenz und maximale Dämpfung der Scheitelpunkte der Wellen im Durchlassbereich sind für ein RFID-System von Relevanz.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Definition eines Parallelschwingkreises:

Unter einem Parallelschwingkreis versteht man die Parallelschaltung eines Kondensators und einer Spule.



Der Leitwert des Kondensators und der Spule bei Resonanzfrequenz ist:

$$|Bc| = \frac{1}{\omega \cdot C_{-1}} = BK \quad (4.1)$$

$$|BL| = \omega \cdot L_{-1} = BK \quad (4.2)$$

$$BK = \sqrt{\frac{C_{-1}}{L_{-1}}} \quad (4.3)$$

Die Verstimmung ist:

$$v = \left(\frac{f}{fr} - \frac{fr}{f} \right) \quad (4.4)$$

v....Verstimmung

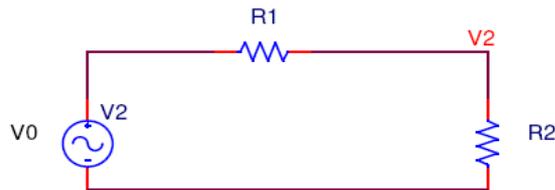
fr....Resonanzfrequenz;

f.....Frequenz

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Die Leistungs-Übertragungsfunktion des Systems:

Bei der Leistungs-Übertragungsfunktion werden die maximal auf die Last übertragbare Leistung und die aktuell auf die Last übertragene Leistung in Verhältnis gesetzt.



P_{max}maximal auf die Last übertragene Leistung

P_2aktuell auf die Last übertragene Leistung

$$A_B = \sqrt{\frac{P_2}{P_{max}}} = \frac{2 \cdot U_2}{U_0} \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (4.5)$$

Vierpolanalyse des Filters:

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \quad (4.6)$$

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \quad (4.7)$$

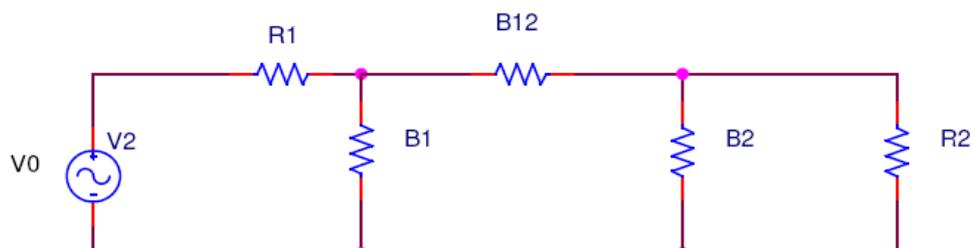
$$Y_{11} = j(B_1 + B_{12}) \quad (4.8)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -jB_{12} \quad (4.9)$$

$$Y_{22} = j(B_2 + B_{12}) \quad (4.10)$$

$$U_0 = U_1 + I_1 \cdot R_1 \quad (4.11)$$

$$I_2 = -\frac{U_2}{R_2} \quad (4.12)$$



KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER
VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Wenn man dieses Gleichungssystem durch Eliminieren der Ströme und der Spannung U1 (Eingangsspannung) löst, kann man die Leistungs-Übertragungsfunktion berechnen.

$$A_B = \frac{2 \cdot Y_{12} \cdot R_2}{Y_{12} \cdot Y_{21} \cdot R_1 \cdot R_2 - 1 - Y_{11} \cdot R_1 - Y_{22} \cdot R_2 - Y_{22} \cdot Y_{11} \cdot R_1 \cdot R_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

$$A_B = \frac{2 \cdot j \cdot B_{12} \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{1 + B_{12}^2 \cdot R_1 \cdot R_2 + j((B_{12} + B_1) \cdot (B_{12} + B_2) \cdot R_1 \cdot R_2) + j(B_{12} \cdot B_1 \cdot R_1 + B_{12} \cdot B_2 \cdot R_2)}$$

$$B_{12} = j\omega \cdot C_{12}$$

$$B_1 = j \left(\omega \cdot C_1 + \frac{1}{\omega \cdot L_1} \right)$$

$$B_{k1} = \sqrt{\frac{(C_1 + C_{12})}{L_1}} \Rightarrow \omega p_1^2 = \frac{1}{L_1 \cdot (C_1 + C_{12})}$$

$$B_{ges} = B_{12} + B_1 = j(C_1 + C_{12}) \cdot \omega p_1 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega p_1} - \frac{1}{\omega \cdot L_1 \cdot (C_1 + C_{12}) \cdot \omega p_1} \right)$$

$$B_{ges} = j(C_1 + C_{12}) \cdot \omega p_1 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega p_1} - \frac{\omega p_1}{\omega} \right)$$

$$B_{-1} = v_1 \cdot jB_{k1}$$

$$B_{-2} = v_2 \cdot jB_{k2}$$

$$k = B_{12} \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}$$

$$A_B = \frac{2 \cdot j \cdot k}{1 + k^2 - (v_1 \cdot B_{k1} \cdot v_2 \cdot B_{k2} \cdot R_1 \cdot R_2) + j(B_{k1} \cdot R_1 \cdot v_1 + B_{k2} \cdot R_2 \cdot v_2)} \quad (4.13)$$

Um die Spannungs-Übertragungsfunktion zu bestimmen:

$$A_U = A_B \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{1}{2} \quad (4.14)$$

Zum Vereinfachen der Gleichung wird für beide Resonanzschwingkreise dieselbe Resonanzfrequenz festgelegt.

$$v_1 = v_2 = v$$

$$R_1 = R_2 = R$$

$$V = R \cdot v$$

$$A_u = \frac{jk}{1 + k^2 - V^2 + j \cdot 2 \cdot V} \quad (4.15)$$

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Mit der normierten Verstimmung V bekommen wir unsere erste Gleichung zur Bestimmung der Bauteilwerte:

$$V = \sqrt{\frac{(C12+C)}{L}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega p} - \frac{\omega p}{\omega} \right) \cdot R \Rightarrow \omega p = \sqrt{\frac{1}{(C12+C) \cdot L}} \quad (4.16)$$

Die zweite Gleichung lautet:

$$k = \omega \cdot C12 \cdot \sqrt{R1 \cdot R2} \quad (4.17)$$

Die Verstimmung bei der Resonanzfrequenz ist:

$$v = \pm \sqrt{2} \cdot k \quad (4.18)$$

Die Verstimmung bei der oberen Resonanzfrequenz lautet:

$$vu = -Qr \cdot \frac{B}{fr} \quad (4.19)$$

Nun kann auch die sogenannte externe Güte Qr berechnet werden:

$$Qr = \sqrt{2} \cdot k \cdot \frac{fr}{B} = \frac{V}{v} = R \cdot \sqrt{\frac{(C12+C)}{L}} \quad (4.20)$$

Die Basisfrequenz im logarithmischen Maßstab ist nicht gleich der Basisfrequenz im linearen Maßstab:

$$fr = \sqrt{fm^2 - \frac{B^2}{4}} \quad (4.21)$$

Aus dieser Gleichung können nun die Bauteilkomponenten ermittelt werden:

$$L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot fr \cdot Qr} \quad (4.22)$$

$$C = \frac{Qr - k}{2 \cdot \pi \cdot fr \cdot R} \quad (4.23)$$

$$C12 = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot fr \cdot R} \quad (4.24)$$

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER
VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Der Wert der Induktivität wird zu klein für hohe Frequenzen. Deswegen wird die Quell- und die Lastimpedanz mit Hilfe eines kapazitiven Spannungsteilers zu einem höheren Wert hin transformiert:

$$R_n = n^2 \cdot R \quad (4.25)$$

$$n = \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) \quad (4.26)$$

Die Kapazität beider Kondensatoren sollte die berechnete Filterkapazität sein:

$$C_1 = \frac{n}{n-1} \cdot C \quad (4.27)$$

$$C_2 = n \cdot C \quad (4.28)$$

Ist keine Anpassung notwendig, muss dieser kapazitive Spannungsteiler nicht eingebaut werden, mit dem Vorteil eines geringeren Verlustfaktors. Der Nachteil ist ein nicht angepasster Filter und ein größerer Einfluss auf die Eingangs- und Ausgangskapazität.

Entwurfsbeispiel: Hier ist ein Beispiel angeführt, bei dem man ausgehend von der Bandbreite B , der Basisfrequenz f_m und der Induktivität L_{\min} die Bauteile berechnet werden.

$$\begin{aligned} k &= 1 \\ B &= 250 \text{ kHz} \\ f_m &= 13.983750 \text{ MHz} \\ L_{\min} &= 150 \text{ nH} \end{aligned}$$

$$Q_r = \sqrt{2} \cdot k \cdot \frac{f_m}{B} = 79.1$$

$$L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot Q_r} = 7.2 \text{ nH}$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{\min}}{L}} = 4.6$$

$$C = \frac{Q_r - k}{\omega_m \cdot n^2 \cdot R} = 853 \text{ pF}$$

$$C_{12} = \frac{k}{\omega_m \cdot n^2 \cdot R} = 11 \text{ pF}$$

$$C_1 = \frac{n \cdot C}{n-1} = 1091 \text{ pF}$$

$$C_2 = n \cdot C = 3893 \text{ pF}$$

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Simulation des Filters: Bei dieser Simulation wird der in Abbildung 4.9 dargestellte Filter simuliert und die Ergebnisse (dargestellt in Abbildung 4.10) kurz besprochen.

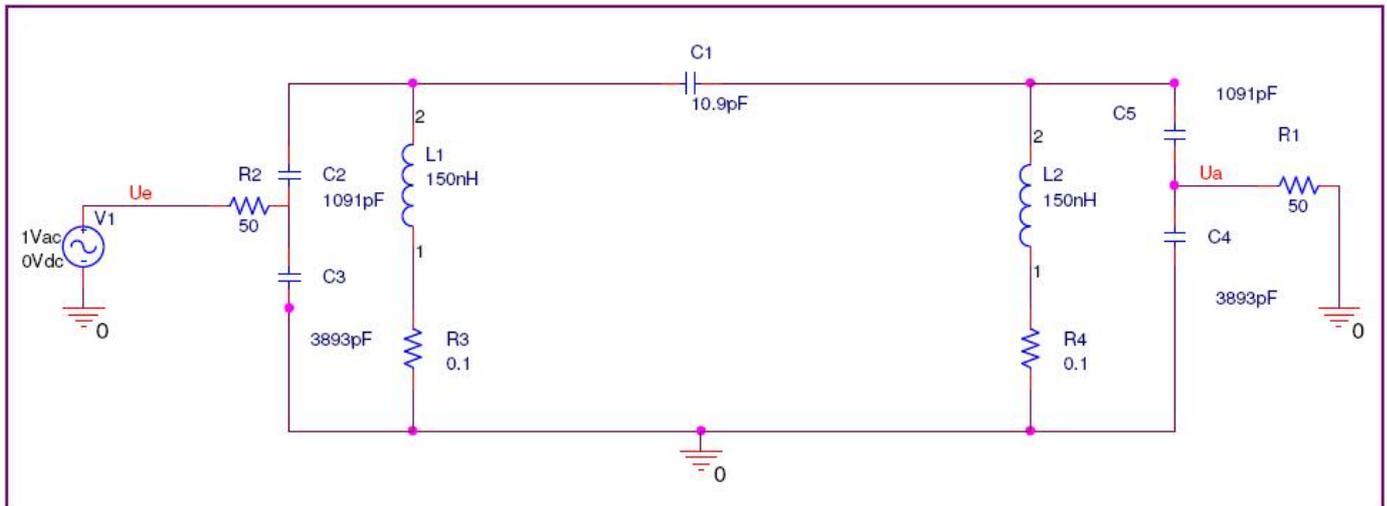


Abbildung 4.9: Schaltplan der Simulation eines passive Band-Pass-Filters 4. Ordnung

Die Widerstände R3 und R4 dienen zur Simulation des Gütefaktors der Induktivität.

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \approx 130 \quad (4.29)$$

Dieser Gütefaktor kann bei Verwendung von Spulen ohne Kerne erreicht werden.

Die Simulation zeigt, dass die Qualität der Spulen sehr wichtig für die Dämpfung des Filters ist.

Die Simulation zeigt folgendes Resultat: Das Filter hat gesamt eine Dämpfung von 11 dB und eine 3dB Bandbreite von 230 kHz. Die Dämpfung bei der Frequenz von 13.56 MHz beträgt 28 dB.

Beim Band-Pass-Filter, dargestellt in Abbildung 3.6, entspricht der Eingangswiderstand der Impedanz Z (z.B. 50Ω für die Anpassung an 50Ω, siehe Abbildungen 4.5 und 4.6). Der Ausgangswiderstand entspricht der Parallelschaltung des Eingangswiderstandes des Reader ICs bei RX (sehr hochohmig) und der Impedanz des Spannungsteilers.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

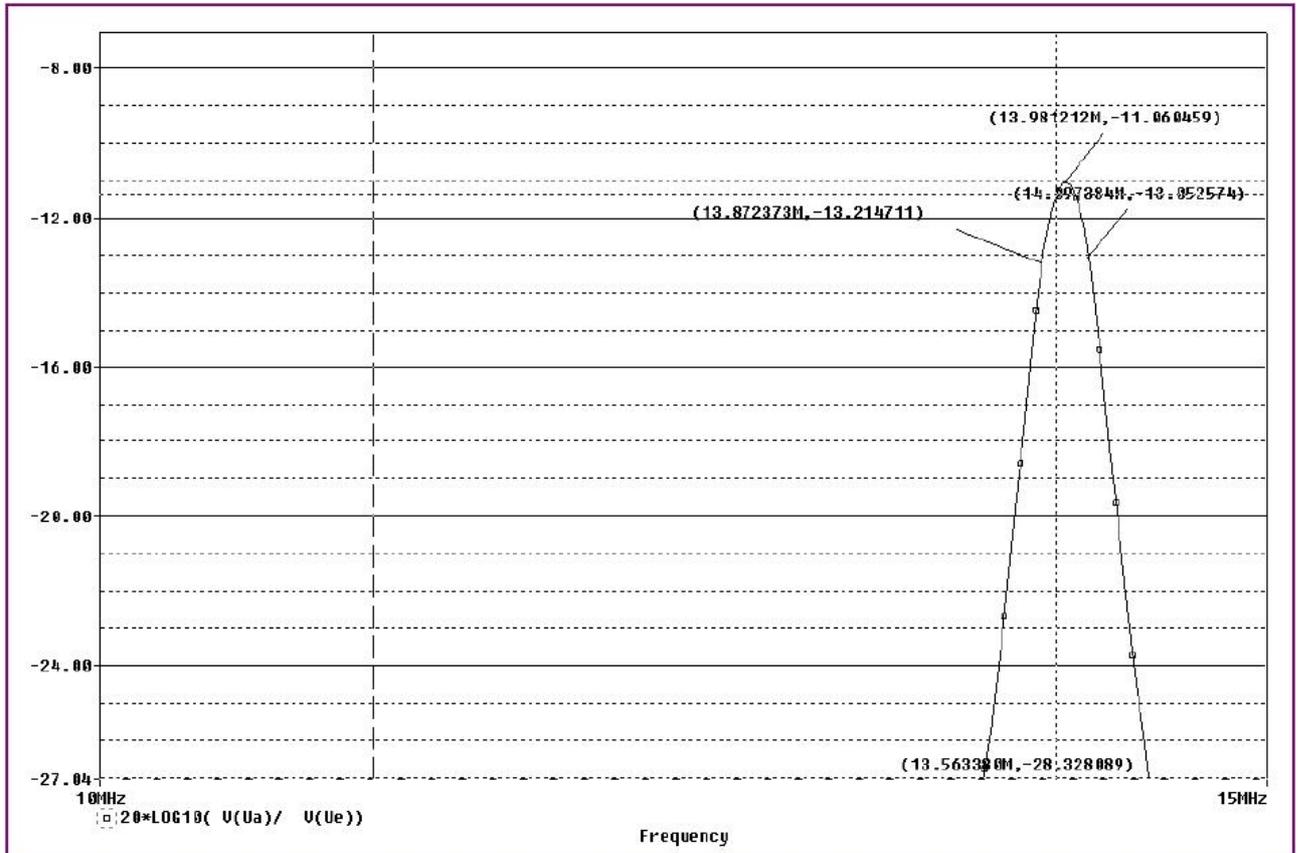


Abbildung 4.10: Bode-Diagramm der Simulation eines passiven Band-Pass-Filters 4. Ordnung

4.5.2 Tuning des Receive-Pfades

Das Tuning des Receive-Pfades ist von entscheidender Bedeutung für die Gesamtperformance.

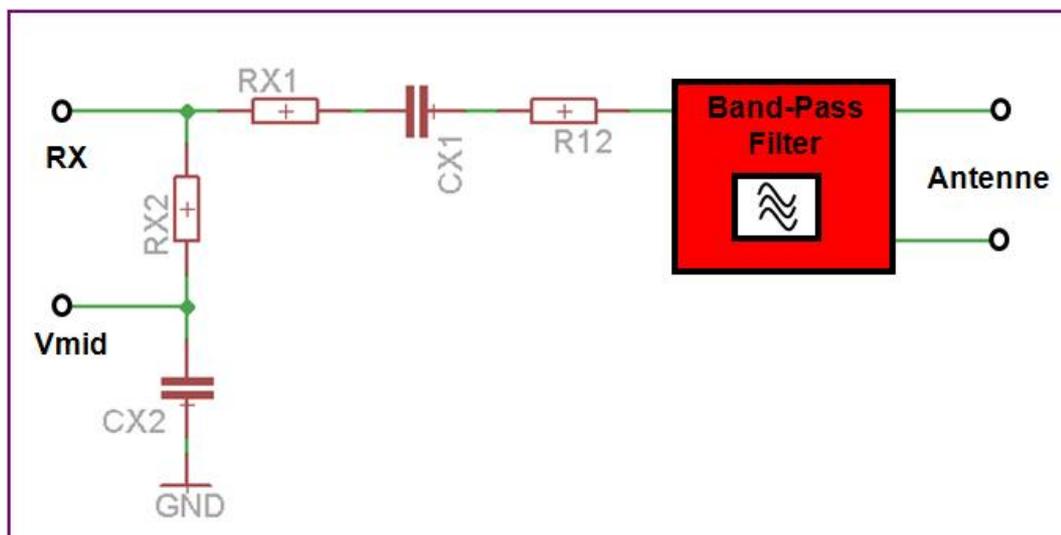


Abbildung 4.11: Receive-Pfad bestehend aus Band-Pass-Filter und Spannungsteiler

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Der Eingang RX des Reader ICs akzeptiert nur Spannungen in einen gewissen Bereich (z.B. 1,5 V-3 V beim CLRC632).

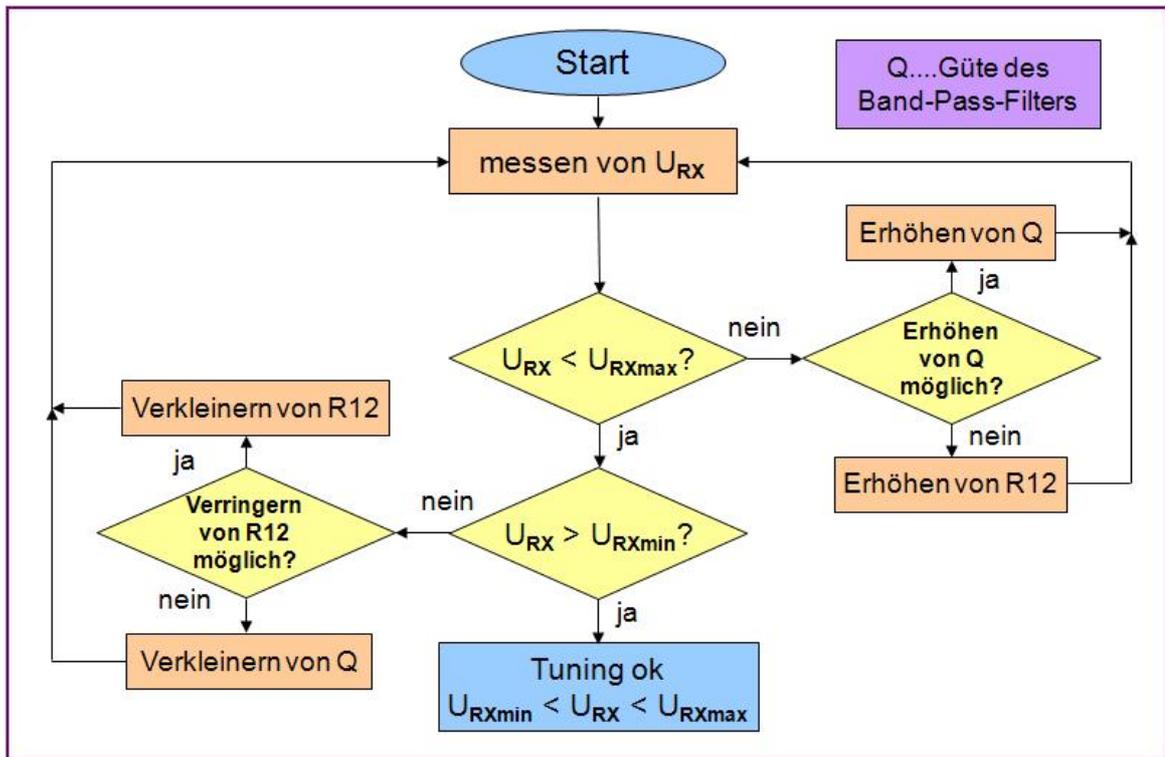


Abbildung 4.12: Tuning-Prozedur des Receive-Pfades

Welche Schritte notwendig sind, um die Ausgangsspannung des Band-Pass-Filters mithilfe des Spannungsteilers in die passenden Regionen zu bringen, ist in Abbildung 4.12 ersichtlich.

Dabei ist es wichtig, U_{RX} möglichst nahe an den Wert von U_{RXmax} zu bringen, um die höchstmögliche Performance zu erzielen.

R12 ist eine Feinabstimmungskomponente und kann mit R1 zusammengefasst werden. Sollte U_{RX} auch nach dem Verringern der Güte zu klein sein, dann ist es auch möglich, den Wert von R1 zu verringern. Sollte auch dies keine Abhilfe bringen, so ist entweder die Dämpfung des Band-Pass-Filters zu hoch oder das Signal am Eingang des Band-Pass-Filters zu klein. Im ersten Fall ist ein Neuentwurf des Band-Pass-Filters vonnöten, im zweiten Fall müssen die Prozeduren, beschrieben in den Kapiteln 4.3 und 4.4, wiederholt werden.

4.6 Kontrolle des Q-Faktors

Da der Gütefaktor Q einen direkten Einfluss auf die Form der Modulation hat, sollte er, wie nachfolgend beschrieben, geprüft werden.

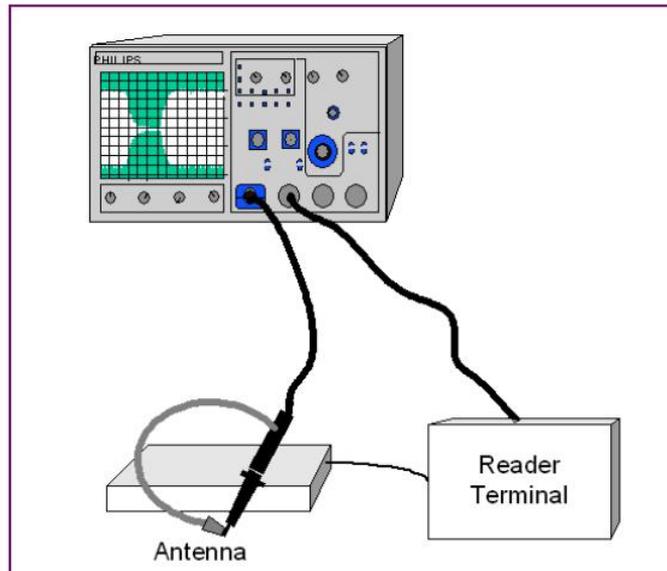


Abbildung 4.13: Messaufbau zur Überprüfung des Gütefaktors

Als Geräte werden dazu ein Oszilloskop mit mindestens 50 MHz Bandbreite sowie zwei Tastköpfe, verbunden mit dem System wie in Abbildung 4.13, benötigt.

CH1: Um eine induktive Signalkopplung zu ermöglichen, muss eine Schlinge mit der Masse des Tastkopfes geformt werden. Die Schlinge wird knapp über der Antenne fixiert.

CH2: Dieser Tastkopf wird mit dem Pin 4 des Reader IC's (MFout-Signal) verbunden, am Oszilloskop wird CH2 als Triggerquelle eingestellt. Das MFoutSelect-Register (26h) muss auf folgende Parameter gesetzt werden:

- “2” (Modulationssignal (Einhüllende) vom internen Kodierer, *Miller kodiert*)
- oder “3” (Serieller Datenfluss, nicht *Miller kodiert*)

Für genauere Informationen siehe die entsprechenden Micore Datenblätter [7].

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

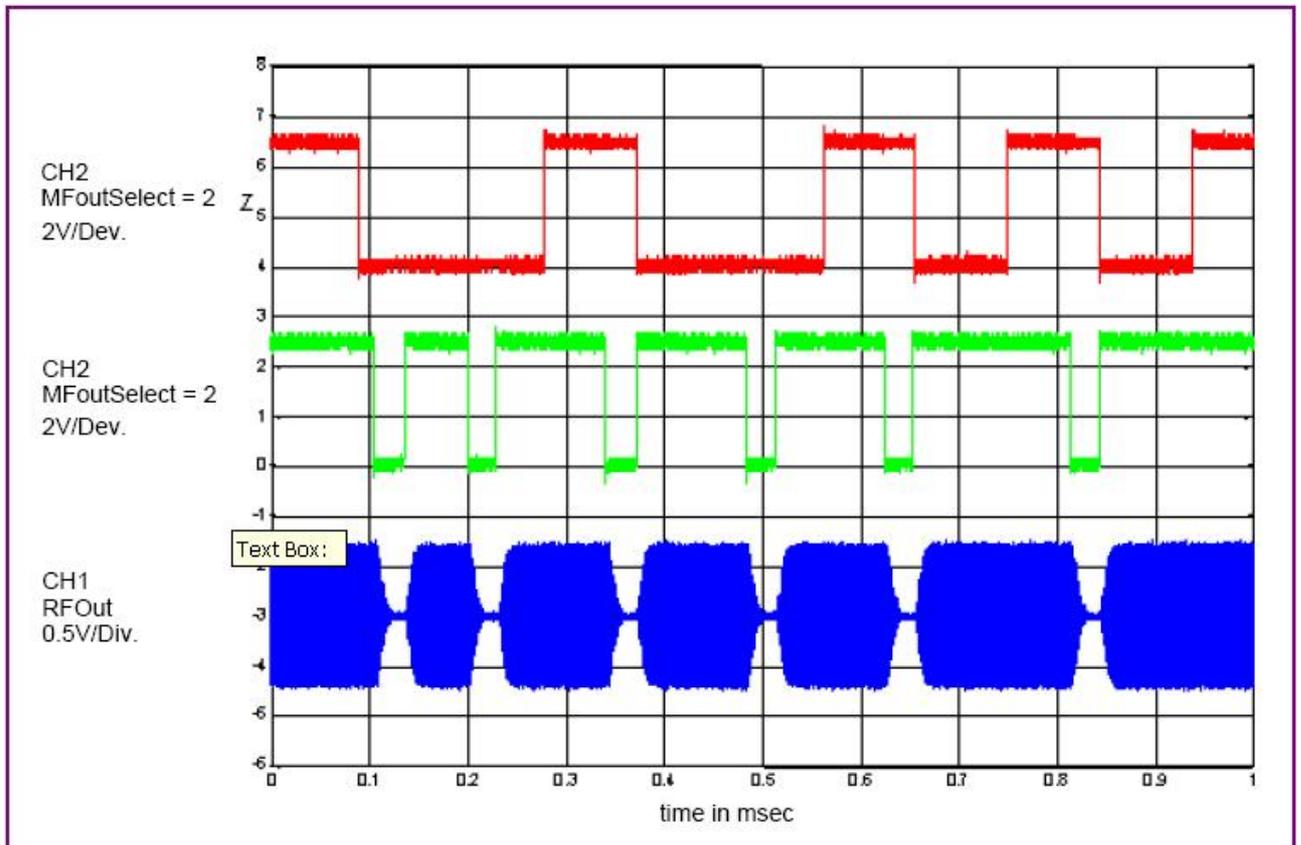


Abbildung 4.14: Testsignale der Micro-Antenne

Ein Beispiel dieser Testsignale ist in Abbildung 4.14 abgebildet.

Es ist ratsam, die Impulsform zu überprüfen und mit der in Abbildung 4.15 zu vergleichen.

Die entsprechenden Werte können in Tabelle 4.3 gefunden werden.

Die absolut gemessene Spannung an CH1 hängt von der Stärke der Kopplung (= Distanz) zwischen der Tastkopfschleife und der Lesegerät-Antenne ab. Der Einfluss der Kopplung auf die Signalform kann vernachlässigt werden.

Die komplette Abstimmung der Antenne und der Überprüfung des Q-Faktors erfolgt ohne Belastung durch einen Transponder. Das komplette System muss jedoch gegenüber dem Standard ISO/IEC 14443 (siehe [4]) mithilfe der Reference PICCs bezogen auf ISO/IEC 10373-6 (siehe [5]) überprüft werden. Dies benötigt z.B. die Überprüfung der Pulsform in unbelastetem und belastetem Zustand (unter Benützung der Reference PICC definiert in [5]).

4.6.1 Impulsform gemäß ISO/IEC 14443A

Für die Mikrochips der Familie MF RC5xx und dem Mikrochip CLRC632 soll die Impulsform (und der damit verbundene Q-Faktor) nach ISO/IEC 14443A überprüft werden. Der Reader IC SL RC400 bedarf einer eigenen Prozedur, welche in Kapitel 4.6.2 beschrieben wird.

Die Zeit t_1 - t_2 beschreibt die Zeitspanne, in welcher das Signal von 90% auf 5% der Signalamplitude fällt. Da die Pulslänge der Micore Familie genau genug ist, muss hier nur für die Dauer von t_2 überprüft werden, ob die Signalamplitude weniger als 5% beträgt.

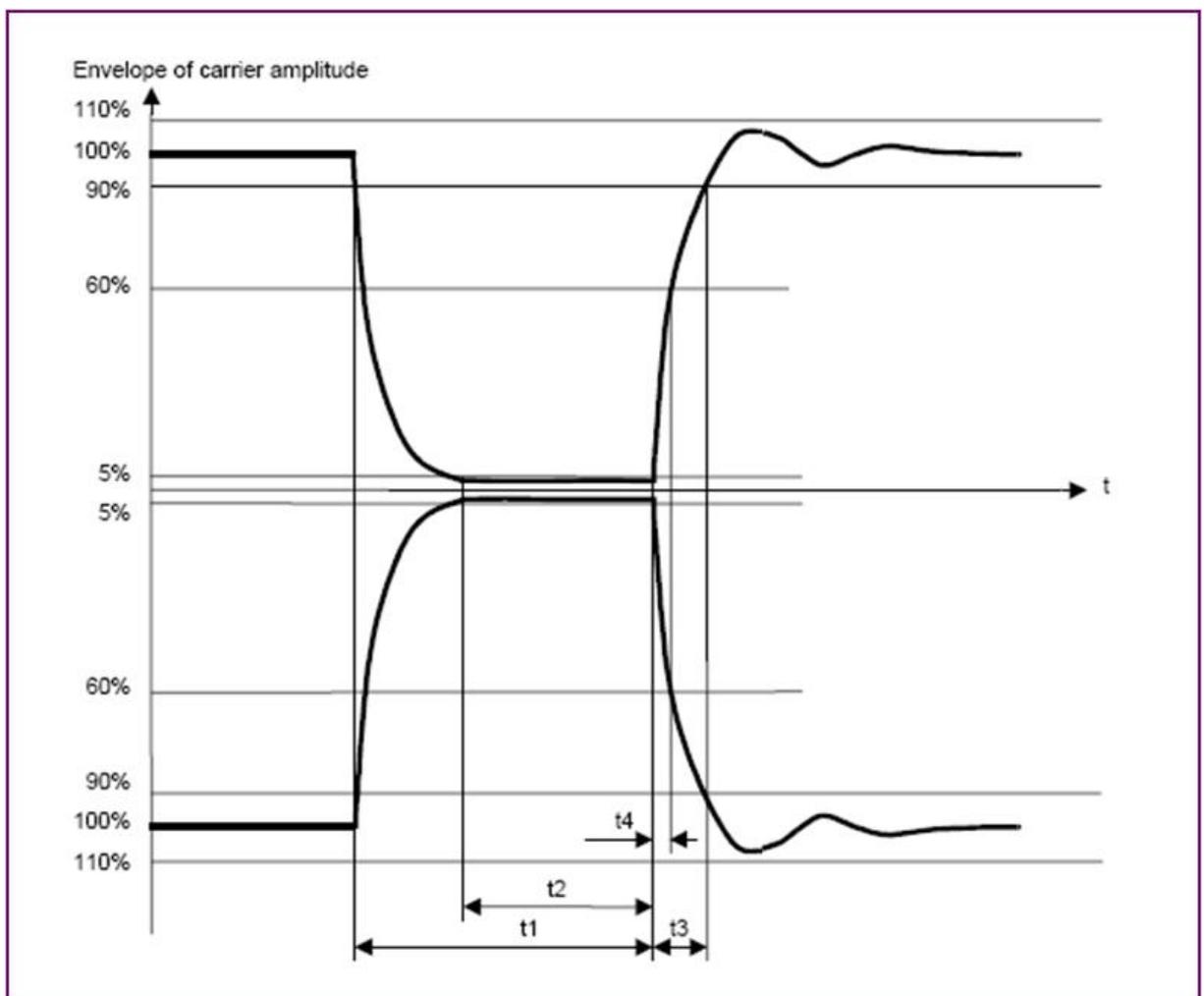


Abbildung 4.15: Impulsform gemäß ISO/IEC 14443A

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Tabelle 4.3: Impulsdauer gemäß ISO/IEC 14443A

Impulslänge	t1 [μs]	t2 [μs]	t3 [μs]	t4 [μs]
T ₁ max	3.0	1.4	1.0	0.4
T ₂ min	2.0	0.7	1.0	0.4

Zwei Bedingungen sind wichtig und müssen eingehalten werden, um einen korrekten Vorgang zu garantieren:

- I) Das Signal muss unter den Wert von 5% fallen
- II) Die Zeit **t2** muss sich im Limit $0.7\mu\text{s} < \mathbf{t2} < 1.4\mu\text{s}$ befinden

Wenn t2 kleiner als 0.7μs ist, dann ist der Q-Faktor der Antenne zu hoch ($Q > 35$) und der Wirkwiderstand der Antenne muss erhöht werden. Wenn $t2 > 1.4\mu\text{s}$, dann ist der Q-Faktor zu klein. Damit wird die Lesereichweite nicht zufriedenstellend sein, demzufolge muss der Wirkwiderstand verkleinert werden, um den Q-Faktor zu erhöhen.

4.6.2 Impulsform beim Reader IC SL RC400

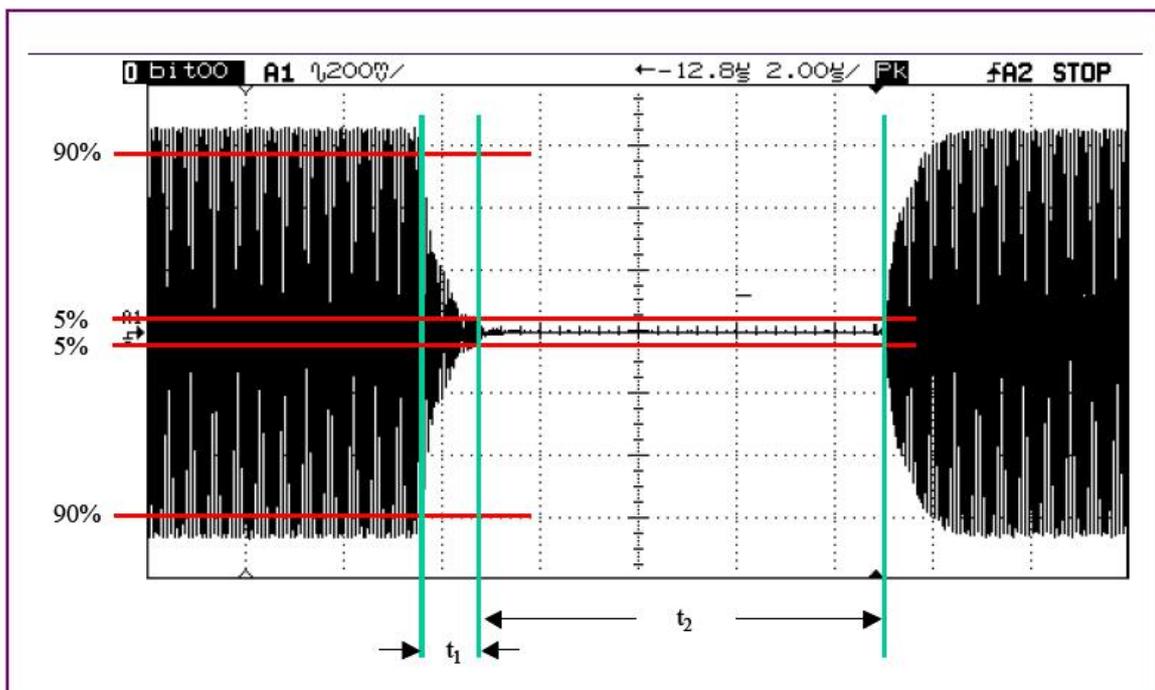


Abbildung 4.16: Impulsform für den SL RC400

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Der I-Code Impuls wird auf 100% ASK gesetzt, um den Q-Faktor, wie in Abbildung 4.16 gezeigt, zu überprüfen. Die Zeit t_1 beschreibt die Zeitspanne, in welcher das Signal von 90% auf 5% der Signalamplitude fällt. Da die Pulslänge der Micore Familie genau genug ist, muss hier nur die für die Dauer von t_2 überprüft werden, ob die Signalamplitude weniger als 5% beträgt.

Tabelle 4.4: Impulsdauer beim SL RC400

Impulslänge	t_2 [μs]
T max	8.7
T min	7.2

Auch hier muss man wie bei den anderen Reader IC's auf zwei Dinge achten:

- I) Das Signal muss unter den Wert von 5% fallen
- II) Die Zeit t_2 muss sich im Limit $7.2\mu\text{s} < t_2 < 8.7\mu\text{s}$ befinden

Wenn $t_2 < 7.2\mu\text{s}$, so ist der Q-Faktor der Antenne zu hoch ($Q > 35$). Der Wirkwiderstand der Antenne muss erhöht werden.

Falls $t_2 > 8.7\mu\text{s}$, dann ist der Q-Faktor zu klein. Demnach besteht Möglichkeit, durch Verkleinerung des Wirkwiderstandes den Q-Faktor zu erhöhen und damit die Lesereichweite zu verbessern.

4.7 Elektromagnetische Abstrahlung

In der Praxis sind auch die staatlichen Regulationen bezüglich der erlaubten elektromagnetischen Abstrahlung von Bedeutung.

In Abbildung 4.17 ist ein Beispiel (Ergebnis der Simulation aus Kapitel 5) angeführt, in dem das System in einer GTEM-Zelle unter festgelegten Bedingungen gemessen wurde.

KAPITEL 4. VORGEHENSWEISE ZUR REALISIERUNG DER VERSTÄRKERSTUFE IN EINEM RFID-SYSTEM

Neben den amerikanischen Limits FCC Part 15 Subpart J Class B (hellblaue Linie in Abbildung 4.17) sind auch die europäischen Regulationen EN 55011/1991 Group 1 Class B von Bedeutung, welche aber beinahe identisch mit den amerikanischen sind.

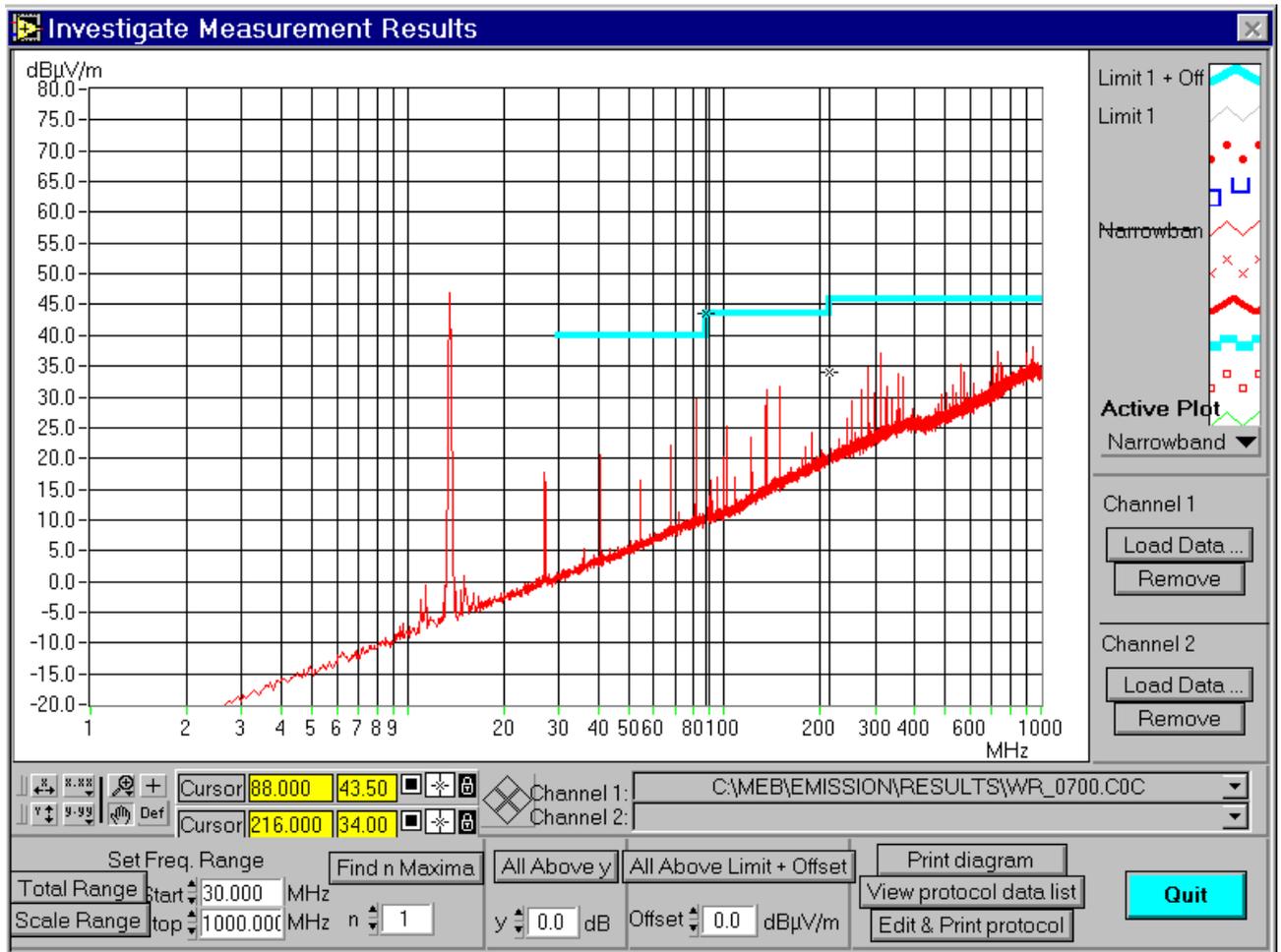


Abbildung 4.17: Beispiel der elektromagnetische Abstrahlung verglichen mit dem amerikanischen Standard FCC Part 15 Subpart J Class B

5. Simulation und Ergebnisse

Aufgabenstellung dieser Arbeit war nicht nur die Entwicklung einer Verstärkerstufe für RFID-Systeme, sondern auch eine Simulation derselben bzw. die Realisierung eines funktionstüchtigen Systems. In diesem Kapitel werden die Ergebnisse zweier Beispiele (je eines mit direkter Anpassung und eines mit Anpassung an 50Ω), welche in die Praxis umgesetzt wurden, präsentiert.

Die Antenne des Lesegerätes, die in beiden Beispiele zur Anwendung kommt, ist eine nach ISO/IEC zertifizierte Antenne und wird in Kapitel 3.3.4 detailliert erklärt.

Beide Experimente wurden nach den Abstrahlungsnormen, beschrieben in Kapitel 4.7, geprüft und blieben innerhalb der vorgeschriebenen Limits.

Band-Pass-Filter: Der Transponder MIFARE Classic 4k hat seine Seitenbänder bei einer Frequenz von $13,56 \text{ MHz} \pm 848 \text{ kHz}$. Die Seitenbänder der ICODE-Etiketten liegen bei $13,56 \text{ MHz} \pm 400 \text{ kHz}$. Tests haben gezeigt, dass die Verwendung eines Band-Pass-Filters mit den Grenzfrequenzen bei den Seitenbandfrequenzen der Proximity-Karte MIFARE Classic 4k ($13,56 \text{ MHz} + 0,848 \text{ MHz} = 14,41 \text{ MHz}$ und $13,56 \text{ MHz} - 0,848 \text{ MHz} = 12,71 \text{ MHz}$), in den besten Ergebnissen resultiert.

Der Grund dafür liegt darin, dass die Proximity-Karten im Gegensatz zu den Vicinity-Karten besonders viel Energie benötigen, für die Vicinity-Transponder ist hingegen ein schönes Signal mit möglichst wenigen harmonischen Störfrequenzen von größerer Wichtigkeit.

Nachfolgend ist in Abbildung 5.1 ein Bode-Diagramm des Band-Pass-Filters (mit Grenzfrequenzen bei $12,71 \text{ MHz}$ und $14,41 \text{ MHz}$ sowie einer Dämpfung von $38,5\text{dB}$ bei der Basisfrequenz (im Vergleich zu den Grenzfrequenzen)) zu sehen. Beachtenswert ist die Schärfe der Bänder, welche notwendig ist, um eine hohe Dämpfung des Trägersignals gegenüber den Seitenbändern zu erreichen.

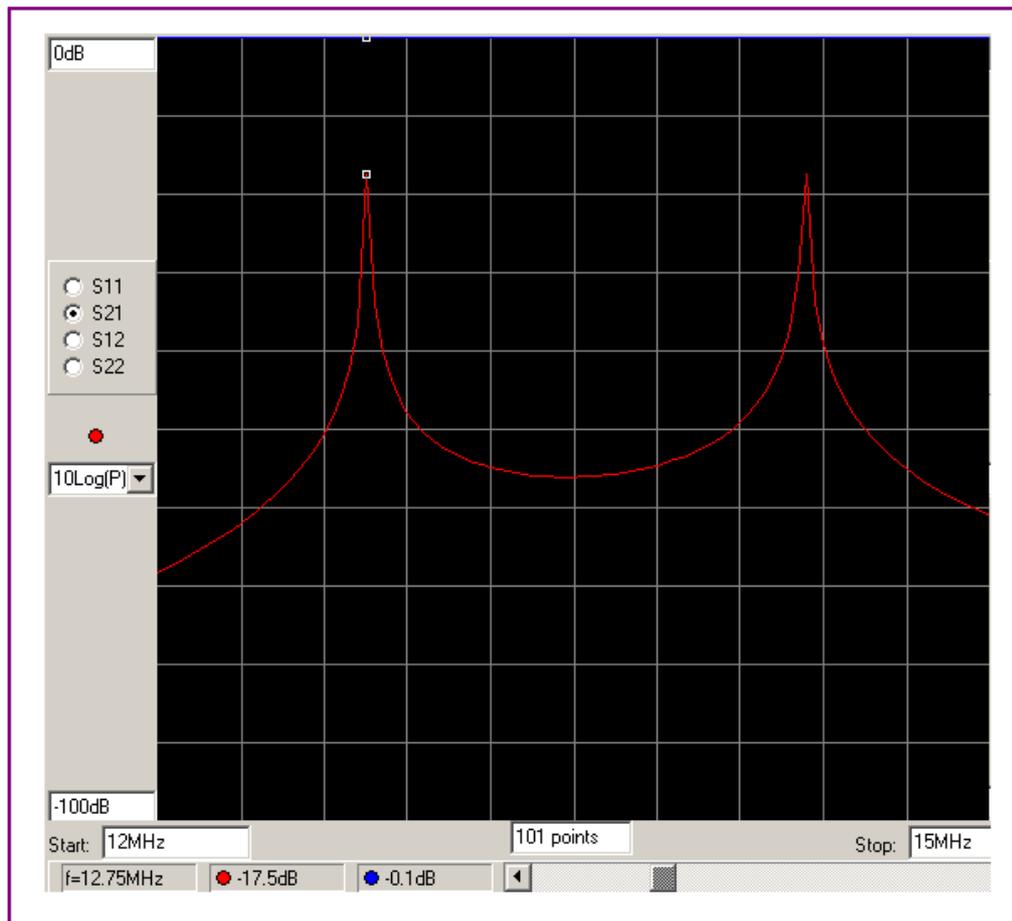


Abbildung 5.1: Bode Diagramm des in Beispiel 1 und 2 verwendeten Band-Pass-Filters

5.1 Experiment 1

Beim Experiment 1 wurden die Konzepte von Kapitel 3 und 4 mit direkter Anpassung in die Praxis umgesetzt.

Reader IC: CLRC 632

Transponder: MIFARE Classic 4k, ICODE SLI, ICODE SLI-S, ICODE SLI-L, MIFARE DESFire

Anpassung: direkte Anpassung

Antenne: zweischichtige, kreisförmige Antenne mit 150mm Durchmesser (siehe ISO/IEC 10373-6, Annex A [5])

5.1.1 Schaltplan

Der blau unterlegte Teil des Schaltplans befindet sich auf einer eigenen Platine der RF Power A/B Amplifier PCB. Das Anpassungsnetzwerk der Antenne ist auf der Platine der Antenne untergebracht, der Großteil des Spannungsteilers befindet sich auf der Platine des Mikrochips. Die Komponenten mit dem Anhängsel „A“ dienen zur Feinabstimmung um bestimmte Bauteilwerte genau erreichen zu können.

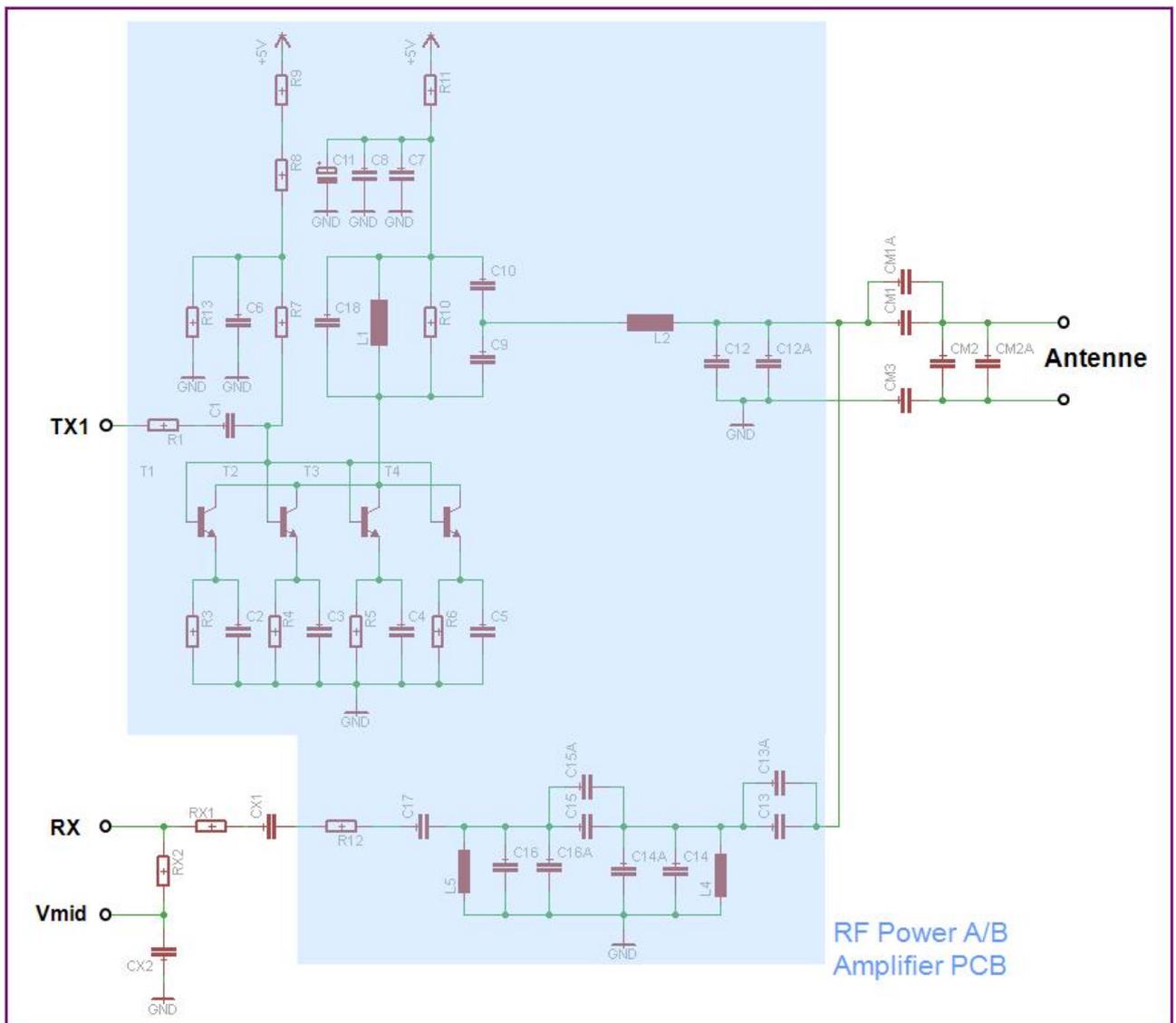


Abbildung 5.2: Schaltplan von Beispiel 1, direkte Anpassung

5.1.2 Layout

Bei der Erstellung des Layouts wurde aus wirtschaftlichen Gründen besonders auf die Größe (je kleiner desto preiswerter) geachtet. Um die Abstrahlung zu minimieren wurde zudem versucht, Schleifen zu vermeiden.

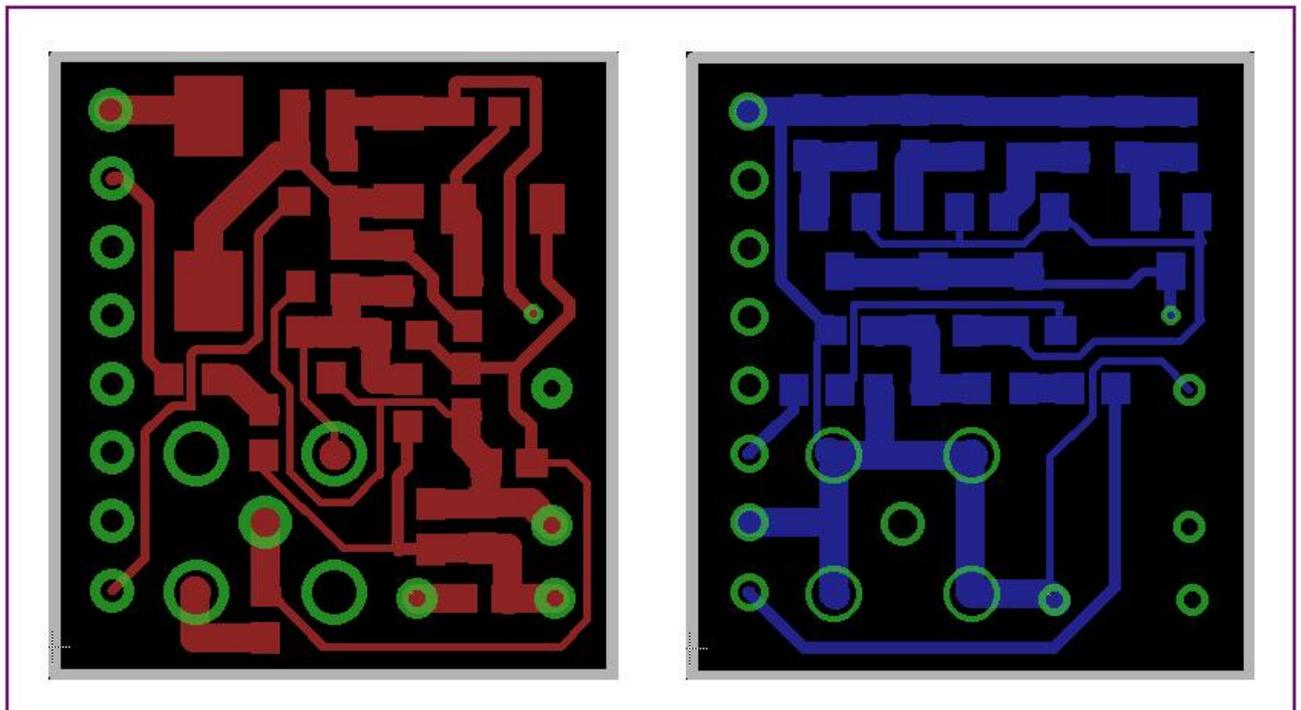


Abbildung 5.3: Layout der RF Power A/B Amplifier PCB für direkte Anpassung

In Abbildung 5.3 ist das Layout der Oberseite (rot) und Unterseite (blau) dargestellt. Die Originalgröße beträgt 22mm x 22mm.

5.1.3 Komponenten

Der Reader IC CLRC 632 hat eine Ausgangsspannung an TX1 von 5 V. Für die Verwendung eines Mikrochips mit 3,3 V Ausgangsspannung ist es notwendig, R1 zu verkleinern, um an der Basis der Transistoren dieselbe Spannung zu erhalten.

Tabelle 5.1: Bauteilwerte des RFID-Systems in Beispiel 1, direkte Anpassung

Komponente	Wert
<i>T1...T4</i>	MMBT3904 NPN Transistor
<i>R1</i>	620Ω SMD
<i>R3...R6</i>	56Ω SMD
<i>R7</i>	560Ω SMD
<i>R8</i>	1kΩ SMD
<i>R9</i>	1,2kΩ SMD
<i>R10</i>	2,2kΩ SMD
<i>R11</i>	4,7Ω SMD
<i>R12</i>	0Ω, abhängig vom gewünschten Spannungspotential an RX
<i>R13</i>	82Ω
<i>C1</i>	100nF SMD
<i>C2...C5</i>	1nF SMD
<i>C6, C7</i>	100nF SMD
<i>C8</i>	1nF SMD
<i>C9</i>	330pF SMD
<i>C10</i>	1nF SMD
<i>C11</i>	10uF / 35V Elko SMD
<i>L1</i>	470nH SMD
<i>L2</i>	1μH SMD
<i>C12</i>	47pF SMD
<i>C12A</i>	68pF SMD
<i>CM1</i>	33pF SMD
<i>CM1A</i>	0pF SMD
<i>CM2</i>	6pF SMD
<i>CM2A</i>	10pF SMD
<i>CM3</i>	56pF SMD
<i>CM3A</i>	12pF SMD
<i>C13</i>	1pF SMD
<i>C14</i>	68pF SMD
<i>L4</i>	1,8μH (Induktivität mit hoher Güte, z.B. Neosid V8)
<i>C15</i>	9pF SMD
<i>C16</i>	68pF SMD
<i>C17</i>	15pF SMD
<i>L5</i>	1,8μH (Induktivität mit hoher Güte, z.B. Neosid V8)
<i>CX1</i>	1nF SMD
<i>RX1</i>	560Ω SMD
<i>RX2</i>	820Ω SMD
<i>CX2</i>	100nF SMD
<i>Vss</i>	5V - 24V Versorgungsspannung

5.1.4 Messergebnisse

Die Energiereichweite entspricht der Distanz des Transponders zum Lesegerät, in der der Transponder mit genügend Energie vom Feld des Lesegeräts versorgt wird, um eine Rückantwort zu senden. Die Lesereichweite entspricht der Entfernung des Transponders zum Lesegerät, in welcher das Lesegerät die Antwort des Transponders lesen und zumindest die Identifizierung durchführen kann. Kompliziertere Befehle benötigen eventuell mehr Energie (und arbeiten daher nur mit geringeren Distanzen).

Der Unterschied von der Lese- zur Energiereichweite ist ein guter Indikator, wie gut der Receiving-Pfad den Anforderungen entspricht. Ist die Differenz klein, so ist der Receiving-Pfad gut eingestellt.

In den folgenden Beispielen erreicht die Proximity-Karte MIFARE Classic 4k ein besseres Lese/Energiereichweitenverhältnis als die anderen Transponder. Der Grund dafür ist in Abbildung 5.1 zu sehen: Der Band-Pass-Filter, welcher für die Beispiele 1 und 2 der Simulation verwendet wurde, hat seine Spitzen exakt auf den Seitenbandfrequenzen der MIFARE Classic 4k Karte (12,71 MHz und 14,41 MHz).

Tabelle 5.2: Energie- und Lesereichweite von Beispiel 1 mit unterschiedlichen Transpondern

		Versorgungsspannung			
		5V	9V	12V	24V
Lesereichweite [mm]	Transponder				
	MIFARE Cl. 4k	85	115	130	155
	SLI-S/SLI-L	235	265	275	295
	SLI	205	240	255	255
	DESFire	35	75	95	125
Energiereichweite [mm]	MIFARE Cl. 4k	95	120	130	165
	SLI-S/SLI-L	235	275	290	310
	SLI	230	255	280	310
	DESFire	70	95	105	125
	I _{max}	20mA	30mA	35mA	55mA
	U _{RX}	1,3V	2,1V	2,5V	3,5V

Um die Ergebnisse der anderen Transponder zu verbessern (DESFire, ICODE SLI...), ergibt es Sinn, auch (oder stattdessen) deren Seitenbandfrequenzen durch den Band-Pass-Filter, im Vergleich zum Träger, hervorzuheben.

5.2 Experiment 2

Beim Experiment 1 wurden die Konzepte von Kapitel 3 und 4 mit 50Ω Anpassung in die Praxis umgesetzt.

Reader IC: CLRC 632

Transponder: MIFARE Classic 4k, ICODE SLI, ICODE SLI-S, ICODE SLI-L, MIFARE DESFire

Anpassung: Anpassung an 50Ω

Antenne: zweischichtige, kreisförmige Antenne mit 150mm Durchmesser (siehe ISO/IEC 10373-6, Annex A [5])

Der Unterschied zwischen Beispiel 1 und Beispiel 2 liegt allein in der Art der Anpassung (was natürlich auch in einer anderen Abstimmung resultiert). Während Beispiel 1 eine direkte Anpassung verwendet, wird bei Beispiel 2 eine Anpassung an 50Ω vorgenommen. Weder beim Schaltplan noch am Layout ändert sich besonders viel. Einzig das Anpassungsnetzwerk ist betroffen. Aufgrund unterschiedlicher Abstimmungen ändern sich aber auch die Werte einiger anderer Bauteile, z.B. beim Spannungsteiler.

Klar zu sehen ist die Differenz in den Ergebnissen. Bei Verwendung der Anpassung an 50Ω treten in diesem Beispiel, je nach Transponder, Einbußen bei der Lesereichweite auf.

5.2.1 Schaltplan

Wie auch in Beispiel 1 befindet sich der blau unterlegte Teil des Schaltplans auf der Platine des RF Power A/B Amplifier. Die Komponenten mit dem Anhängsel „A“ dienen zur Feinabstimmung, um bestimmte Bauteilwerte genau erreichen zu können.

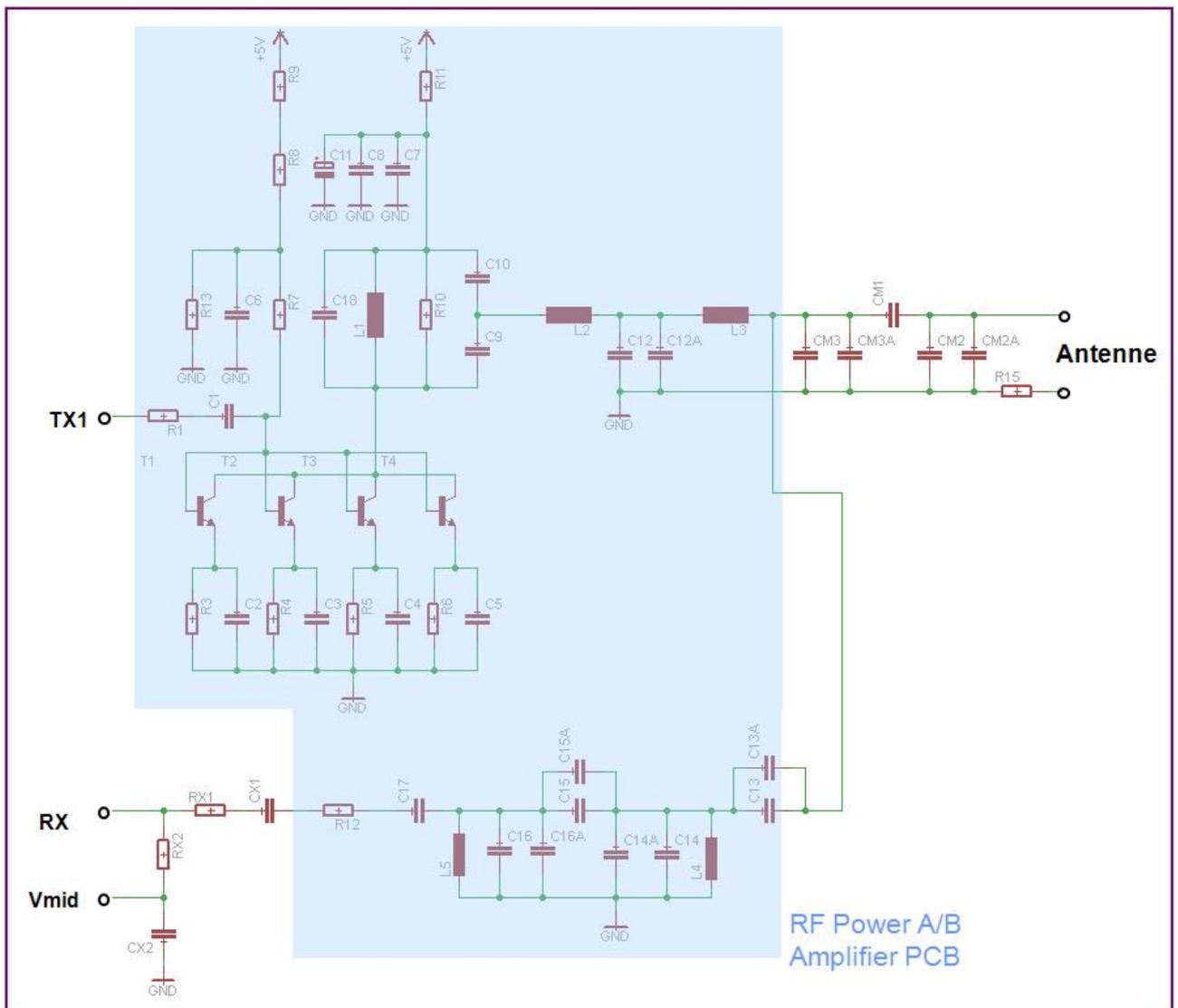


Abbildung 5.4: Schaltplan von Beispiel 2, Anpassung an 50Ω

5.2.2 Layout

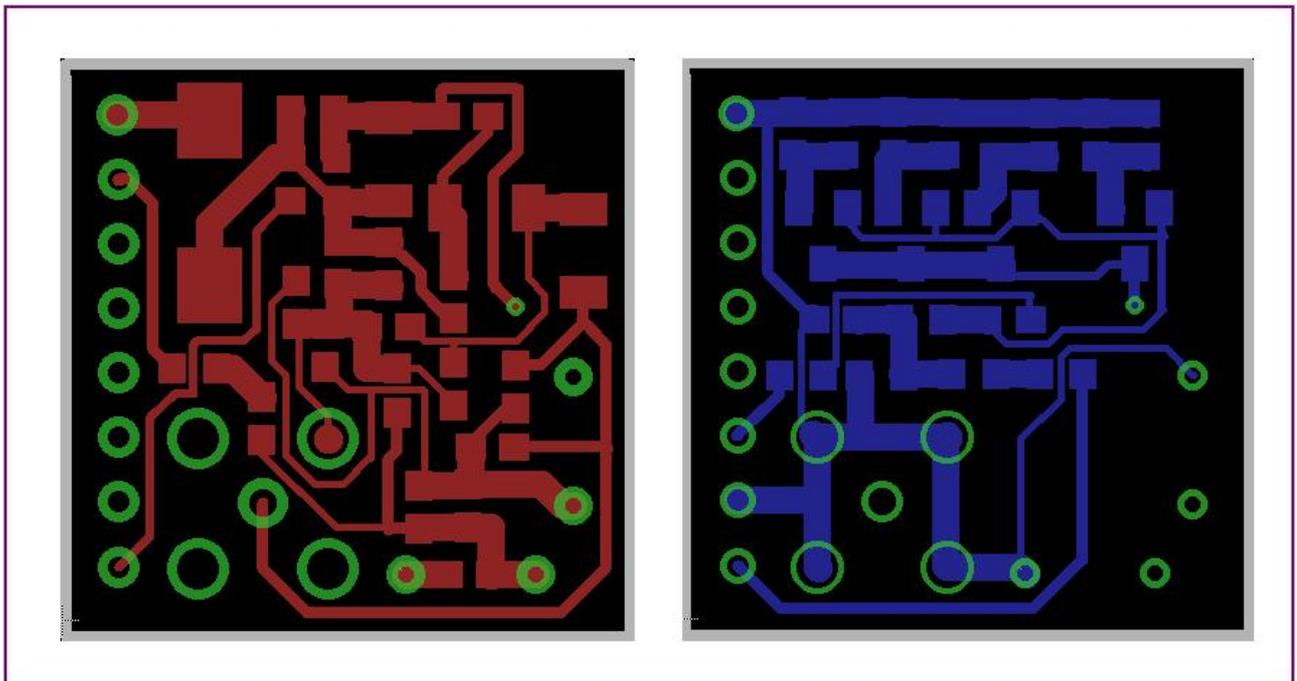


Abbildung 5.5: Layout der RF Power A/B Amplifier PCB für Anpassung an 50Ω

In Abbildung 5.3 ist das Layout der Oberseite (rot) und Unterseite (blau) dargestellt. Die Originalgröße beträgt 22mm x 22mm.

5.2.3 Komponenten

Tabelle 5.3: Bauteilwerte des RFID-Systems in Beispiel 2, Anpassung an 50Ω

Komponente	Wert
<i>T1...T4</i>	MMBT3904 NPN Transistors
<i>R1</i>	620 Ω SMD
<i>R3...R6</i>	56 Ω SMD
<i>R7</i>	560 Ω SMD
<i>R8</i>	1k Ω SMD
<i>R9</i>	1,2k Ω SMD
<i>R10</i>	2,2k Ω SMD
<i>R11</i>	4,7 Ω SMD

Komponente	Wert
<i>R12</i>	0Ω, abhängig vom gewünschten Spannungspotential an RX
<i>R13</i>	82Ω SMD
<i>C1</i>	100nF SMD
<i>C2...C5</i>	1nF SMD
<i>C6, C7</i>	100nF SMD
<i>C8</i>	1nF SMD
<i>C9</i>	330pF SMD
<i>C10</i>	1nF SMD
<i>C11</i>	10uF / 35V Elko
<i>L1</i>	470nH SMD
<i>L2</i>	1μH SMD
<i>L3</i>	0μH
<i>C12</i>	47pF SMD
<i>C12A</i>	68pF SMD
<i>CM1</i>	22pF SMD
<i>CM1A</i>	6,8pF SMD
<i>CM2</i>	33pF SMD
<i>CM2A</i>	27pF SMD
<i>CM3</i>	12pF SMD
<i>CM3A</i>	12pF SMD
<i>RM=R15</i>	0Ω
<i>C13</i>	15pF SMD
<i>C14</i>	68pF SMD
<i>L4</i>	1,8μH (Induktivität mit hoher Güte, z.B. Neosid V8)
<i>C15</i>	2,2pF SMD
<i>C16</i>	68pF SMD
<i>C17</i>	15pF SMD
<i>L5</i>	1,8μH (Induktivität mit hoher Güte, z.B. Neosid V8)
<i>CX1</i>	1nF SMD
<i>RX1</i>	560Ω SMD
<i>RX2</i>	820Ω SMD
<i>CX2</i>	100nF SMD
<i>Vss</i>	5V - 24V Versorgungsspannung

5.2.4 Messergebnisse

Tabelle 5.4: Energie- und Lesereichweite von Beispiel 2 mit unterschiedlichen Transpondern

		Versorgungsspannung			
Transponder		5V	9V	12V	24V
Lesereichweite [mm]	MIFARE Cl. 4k	90	115	125	140
	SLI-S/SLI-L	225	235	235	240
	SLI	205	170	145	140
	DESFire	60	80	90	105
Energie-reichweite [mm]	MIFARE Cl. 4k	90	115	125	140
	SLI-S/SLI-L	230	245	245	250
	SLI	215	215	200	185
	DESFire	60	80	90	105
I _{max}		20mA	40mA	50mA	70mA
U _{RX}		1,1V	1,9V	2,3V	3,2V

6. Schlussfolgerung und Ausblick

Die Entwicklung der Verstärkerstufe hat durchaus mehr Zeit in Anspruch genommen als geplant. Dies ist auf eine lange Einarbeitungszeit zurückzuführen, welche notwendig war, um die Sachlage nicht nur zu verstehen, sondern auch in der Praxis einzusetzen.

Letztendlich hat die neu entwickelte Verstärkerstufe allerdings die Kriterien erfüllt: Eine deutliche Steigerung der Lesereichweite für bereits im Handel befindliche kontaktlose NXP Semiconductors RFID-Systeme (sowie volle Kompatibilität zu allen kontaktlosen Reader ICs von NXP Semiconductors und höchstwahrscheinlich auch zu denen vieler anderer Hersteller) bei geringen Kosten (~0,72€).

6.1 Aufgetretene Probleme

Zu Beginn bestand lange das Problem, viel Energie auf die Antenne des Lesegerätes zu bringen. Dies war auf eine schwierige Abstimmung der Verstärkerschaltung sowie auf die Empfindlichkeit der Anpassung zurückzuführen. Genauso bereitete der Receive-Pfad, im Speziellen die Entwicklung des Band-Pass-Filters, Probleme. Genauer dazu findet sich in den Kapiteln 5.1.1 und 5.1.2.

Zusammenfassend kann man sagen, dass die größten Probleme des RFID-Systems mit der Verstärkerstufe in der Empfindlichkeit der Abstimmung liegen. Zusätzlich ist es von großer Bedeutung, den richtigen Kompromiss zwischen dem Pushen des elektromagnetischen Feldes und der Reinheit des Signals zu finden. Dies hängt auch sehr vom verwendeten Transponder ab und ist deswegen, bei der gleichzeitigen Abstimmung auf mehrere verschiedene Arten von Transpondern, nicht unproblematisch.

6.1.1 Anpassung

Die Probleme bei der Anpassung lagen vor allem an der Empfindlichkeit der Systems. Selbst geringe Fehlanpassungen führen bereits zu großen Leistungseinbußen. Ist es bei der direkten Anpassung noch möglich, relativ leicht eine gute Lösung zu finden, so steht man bei der Anpassung an 50Ω vor dem Problem der Nichtmessbarkeit der Impedanz des Systems. Dies resultiert in der Notwendigkeit der Abstimmung über einen Referenzwiderstand, was ein exaktes Erreichen der 50Ω beinahe unmöglich macht. Ähnlich schwierig ist es, die Antenne auf exakt 50Ω einzustellen, womit eine gewisse Fehlanpassung automatisch gegeben ist.

6.1.2 Band-Pass-Filter

Die Funktion des Band-Pass-Filters ist es, das modulierte Antwortsignal des Transponders vom Träger zu trennen. Die Frequenz des Trägers liegt allerdings sehr nahe an den Seitenbandfrequenzen. Um hier ein hohes Signal/Rausch-Verhältnis zu erreichen, werden Spulen mit hoher Qualität benötigt. Diese Spulen sind aber teuer und brauchen viel Platz – beides ist nicht vorteilhaft. In diesem Fall ist es aber nicht möglich, darauf zu verzichten, da es keine Alternativen dazu gibt. So machen die zwei Spulen für den Band-Pass-Filter beinahe 30% der gesamten Kosten aus.

6.2 Ausblick

Der Hauptgrund für die Entwicklung der in dieser Arbeit vorliegenden Verstärkerstufe war das Erreichen einer höheren Lesereichweite mit gängigen RFID-Systemen. Es gibt generell drei Möglichkeiten, eine Erhöhung der Lesereichweite zu erzielen:

- Erhöhen des vom Lesegeräts ausgesendeten elektromagnetischen Feldes
- Verbessern der Empfindlichkeit des Receiving-Pfades
- Verbessern des Energieverbrauchs der Transponder

Im ersten Punkt ist das Potential begrenzt, da einerseits das Feld mit der Distanz quadratisch abnimmt und auf der anderen Seite die maximale Feldstärke, welche ausgesendet werden darf, strengen Reglementierungen unterliegt.

Bei den anderen beiden Punkten ist das Potential aber praktisch unbegrenzt und so wird im Lauf der Zeit, durch die ständige Weiterentwicklung elektronischer Bauteile, eine automatische Verbesserung der Reichweite erfolgen.

Es ist auch jetzt noch etwas Potential vorhanden, was die Optimierung der Abstimmung der Verstärkerstufe angeht, diese würde aber hauptsächlich auf der Verwendung von hochpräzisen und teuren Komponenten beruhen. Hier wurde darauf verzichtet, weil dies die Kosten in die Höhe schnellen lassen und somit die Wirtschaftlichkeit in Frage stellen würde.

Literaturverzeichnis

- [1] K. Finkenzeller, *RFID-Handbuch*, 3. Auflage, Carl Hanser Verlag: München, Wien, 2002.
- [2] H. Kuchling, *Taschenbuch der Physik*, Verlag Hari Deutsch, Thun und Frankfurt/Main 1985
- [3] T. Roz and V. Fuentes, *Using low power transponders and tags for RFID applications*, Firmenschrift EM Microelectronic Marin, CH-Marin.
- [4] International Standard, *Radio frequency power and signal interface*, ISO/IEC FDIS 14443-2, 2001
- [5] International Standard, *Identification cards — Test methods — Part 6: Proximity cards*, ISO/IEC FCD 10373-6, 1998
- [6] International Standard, *Identification cards — Contactless integrated circuit cards – Vicinity cards — Part 3*, ISO/IEC 15693-3, 2009
- [7] http://www.nxp.com/acrobat_download2/literature/9397/75016728.pdf, verfügbar am 26.03.2010
- [8] http://www.nxp.com/documents/data_sheet/MMBT3904.pdf, verfügbar am 26.03.2010
- [9] NXP Semiconductors intern sheet: M. Michelitsch: „Passiv Bandpass 4th Order“, October 2004
- [10] http://de.wikipedia.org/wiki/RFID#Antikollisions-_oder_Multi-Zugangsverfahren_.28Anti-collision.29
- [11] NXP Semiconductors data sheet: *MIFARE Pegoda Contactless Card Reader MF RD700*
- [12] NXP Semiconductors data sheet: *ISO 14443 Reader IC MF RC530*
- [13] St. W. Amos, *Transistorschaltungen – Entwurf und Arbeitsweise*, VCH-Verl.-Ges., 1991

- [14] H. Baggen, *Filtertechnik – Berechnungen – Anwendungen – Schaltungen*, Elektor.-Verl., 1991
- [15] D. E. Johnson, *Introduction to filter theory*, Prentice-Hall, 1976
- [16] W. Chen, *The circuits and filters handbook*, CRC Press, 1995
- [17] E. Herter, W. Lörcher, *Nachrichtentechnik – Übertragung, Vermittlung, Verarbeitung*, Hanser, 2000
- [18] N. Bartneck, *Optimizing processes with RFID and Auto ID: fundamentals, problems and solutions, example applications*, Publicis Publ., 2009
- [19] D. M. Dobkin, *The RF in RFID, passive UHF RFID in practice*, Elsevier, 2008
- [20] V. Daniel Hunt, *RFID-A guide to radio frequency identification*, Wiley-Interscience, 2007
- [21] H. Lehpamer, *RFID design principles*, Artech House, 2008
- [22] NXP Semiconductors application note: *RF Amplifier for NXP Contactless Reader IC's*, AN1746xx
- [23] R. Kügel, *Emulator für kontaktlose Smartcards*, 2008 Diplomarbeit an der Hochschule Mittweida (FH)
- [24] M. Gossar, *Designmethodologie für kontaktlose Smartcard-Systeme in ADS*, 2008 Diplomarbeit an der TU Graz
- [25] M. Drahavets, *Flexible Anwendung von Smartcards an eine Sicherheitsinfrastruktur*, 2006 Diplomarbeit an TU Darmstadt
- [26] H. Plötz, *Mifare Classic – Eine Analyse der Implementierung*, 2008 Diplomarbeit an der Humboldt-Universität zu Berlin

Abbildungsverzeichnis

2.1. Die Bestandteile eines RFID Systems [1].....	3
2.2: Beispiel eines 13,56 MHz Transponders [10]].....	8
2.3. Spannungsversorgung eines induktiv gekoppelten Transponders [1].....	9
2.4. Erzeugen einer Lastmodulation durch Schalten eines Widerstandes [1]].....	10
2.5. Erzeugtes Spektrum durch Lastmodulation mit einem Hilfsträger [1].....	10
2.6. Feldlinienverlauf um eine kurze, zylindrische Spule [1].....	12
2.7. Kopplung zweier Spulen über den magnetischen Teilfluss [1].....	16
2.8. Kurvenverlauf des Koppelfaktors für Leiterschleifen verschiedener Größe[1].....	17
2.9. Magnetisch gekoppelte Leiterschleifen (links), Ersatzschaltbild (rechts) [1].....	18
2.10. Ersatzschaltbild Schwingkreis [1].....	20
2.11. Spannungsverlauf mit und ohne Resonanzschwingkreis [1].....	20
2.12. Übertragungstypen A und B [4].....	23
2.13. Standard für Unterbrechung des Signals [4].....	24
2.14. Standard für Signalform bei Typ B [4].....	25
3.1 Blockdiagramm für das Lesegerät des RFID-Systems mit Verstärkerstufe.....	28
3.2 Detaillierter Blick auf die Bestandteile des Lesegeräts.....	30
3.3 PEGODA Reader mit Smartkarte.....	30
3.4 Schaltplan des RF Power A/B Amplifiers	32
3.5 zweischichtige, kreisförmige Antenne mit 150mm Durchmesser.....	35
3.6 Band-Pass-Filter 4. Ordnung.....	36
3.7 Spannungsteiler des RFID Systems mit Verstärkerstufe.....	37
3.8 Netzwerk für direkte Anpassung des Verstärkers an die Antenne.....	38
3.9 Netzwerk für 50Ω Anpassung des Verstärkers an die Antenne.....	39
4.1 Schaltplan der Verstärkerstufe im RFID-System.....	43

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

4.2 Schaltplan des RF Power A/B Amplifiers mit eingezeichneten Abstimmungskomponenten.	48
4.3 Antennenseitige Anpassungsnetzwerke von direkter (links) und 50Ω-Anpassung (rechts)...	49
4.4 Messanordnung zur Abstimmung bei direkter Anpassung.....	50
4.5 Netzwerk für direkte Anpassung.....	51
4.6 Netzwerk für die 50Ω Anpassung mit Anpassungsimpedanz Z.....	52
4.7 Beispiel der Abstimmung auf 50Ω mit Hilfe eines Netzwerkanalysators.....	53
4.8 Setup für die Abstimmung mit einem Referenzwiderstand ZREF	54
4.9 Schaltplan der Simulation eines passive Band-Pass-Filters 4. Ordnung.....	61
4.10 Bode-Diagramm der Simulation eines passiven Band-Pass-Filters 4.Ordnung.....	62
4.11 Receive-Pfad bestehend aus Band-Pass-Filter und Spannungsteiler.....	62
4.12 Tuning-Prozedur des Receive-Pfades.....	63
4.13 Messaufbau zur Überprüfung des Gütefaktors.....	64
4.14 Testsignale der Micore-Antenne.....	65
4.15 Impulsform gemäß ISO/IEC 14443A	66
4.16 Impulsform für den SL RC400.....	67
4.17 Beispiel der elektromagnetische Abstrahlung verglichen mit dem amerikanischen Standard FCC Part 15 Subpart J Class B.....	69
5.1 Bode Diagramm des in Beispiel 1 und 2 verwendeten Band-Pass-Filters.....	71
5.2 Schaltplan von Beispiel 1, direkte Anpassung.....	72
5.3 Layout der RF Power A/B Amplifier PCB für direkte Anpassung.....	73
5.4 Schaltplan von Beispiel 2, Anpassung an 50Ω.....	77
5.5 Layout der RF Power A/B Amplifier PCB für Anpassung an 50Ω.....	78

Tabellenverzeichnis

4.1 Bauteilwerte des RFID-Systems mit direkter Anpassung.....	44
4.2 Bauteilwerte des RFID-Systems mit Anpassung auf 50Ω	45
4.3 Impulsdauer gemäß ISO/IEC 14443A.....	67
4.4 Impulsdauer beim SL RC400.....	68
5.1 Bauteilwerte des RFID-Systems in Beispiel 1, direkte Anpassung.....	74
5.2 Energie- und Lesereichweite von Beispiel 1 mit unterschiedlichen Transpondern...	75
5.3 Bauteilwerte des RFID-Systems in Beispiel 2, Anpassung an 50Ω	78
5.4 Energie- und Lesereichweite von Beispiel 2 mit unterschiedlichen Transpondern...	80