



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Bachelorthesis

Tim Grießhammer

Entwicklung einer NFC-Antennenanpassung  
mit kopplungsabhängiger Leistungsregelung

Tim Griebhammer

Entwicklung einer NFC-Antennenanpassung mit  
kopplungsabhängiger Leistungsregelung

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

Betreuender Prüfer : Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel  
Zweitgutachter : Dr.-Ing. Wolfgang Tobergte, NXP

Abgegeben am 23. Mai 2017

**Tim Griebhammer**

**Thema der Bachelorthesis**

Entwicklung einer NFC-Antennenanpassung mit kopplungsabhängiger Leistungsregelung

**Stichworte**

NFC, RFID, Reader, Smartcard, kontaktlos, Antennenanpassung, Verstimmung

**Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit befasst sich mit der Antennenanpassung von NFC- und kontaktlosen Smartcard-Readern. Es werden die Vor- und Nachteile zweier Arten der Antennenanpassung gegenübergestellt, die bei verschiedenen NXP NFC-Reader-ICs angewendet werden. Zudem wird eine neue Anpassungsschaltung vorgestellt, die mithilfe eines spannungsgesteuerten, variablen Kondensators die Vorteile beider Anpassungsarten vereint. Diese ermöglicht die größtmögliche Lesereichweite, ohne dabei die Strom- und Feldstärkelimits bei geringem Kartenabstand zu überschreiten. Am Ende steht ein Vergleich der entwickelten Antennenanpassung mit den bestehenden Antennenanpassungen im Bezug auf die Performance und die Einhaltung der geltenden Normen.

**Tim Griebhammer**

**Title of the paper**

Development of an NFC antenna tuning with coupling-dependent power control

**Keywords**

NFC, RFID, reader, smartcard, contactless, antenna tuning, detuning

**Abstract**

This thesis deals with the antenna tuning of NFC and contactless smartcard readers. The advantages and disadvantages of two types of antenna tuning used with different NXP NFC ICs are contrasted. Additionally, a new NFC antenna tuning is introduced which combines the advantages of the two types of tuning by using a voltage-controlled variable capacitor. This new antenna tuning enables maximum read range without exceeding the current limit of the NFC Reader IC or the field strength limit in low distance. At the end, the developed antenna tuning is compared with the two existing types of antenna tuning regarding the reader performance and the compliance with the current standards.

# Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen bedanken, die mich in der Zeit der Entstehung meiner Bachelorarbeit unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt Renke Bienert für die Betreuung der Bachelorarbeit bei NXP und die hervorragende Unterstützung. Bei Fragen und Problemen konnte ich mich jederzeit an ihn wenden und wurde mit guten Ideen für mögliche Lösungsansätze inspiriert.

Ich danke auch Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel und Dr.-Ing. Wolfgang Tobergte, die sich bereit erklärt haben, meine Bachelorarbeit zu prüfen.

Auch möchte ich mich bei meiner Familie und meinen Freunden bedanken, die mir seit Beginn meines Studiums verständnisvoll zur Seite stehen und mich auch in schwierigen und stressigen Zeiten immer wieder motivierten.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Tabellenverzeichnis.....</b>	<b>5</b>
<b>Abbildungsverzeichnis.....</b>	<b>6</b>
<b>1 Einleitung.....</b>	<b>7</b>
<b>2 RFID bei 13,56 MHz.....</b>	<b>9</b>
2.1 Grundlagen .....	9
2.1.1 Standards .....	10
2.1.2 Energieübertragung .....	11
2.1.3 Datenaustausch .....	13
2.1.4 Transponder.....	16
2.1.5 Reference-PICC.....	17
2.1.6 Das Kunden-Evaluations-Board .....	19
2.2 Antennenanpassung eines Lesegerätes .....	20
2.2.1 Antennenspule .....	20
2.2.2 HF-Blockschaltbild eines Lesegerätes.....	22
2.2.3 Güte der Antennenschaltung.....	24
2.2.4 Messung und Simulation.....	26
2.3 Symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung .....	27
2.3.1 Grenzfrequenz des EMV-Filters .....	28
2.3.2 Übertragungsfunktion.....	28
2.3.3 Verstimmung der Lesegerätantenne .....	30
2.4 Dynamic Power Control (DPC).....	34
2.4.1 Prinzip der DPC .....	34
2.4.2 Korrelation zwischen TX-Strom und RX-Spannung.....	35
<b>3 Analoge DPC.....</b>	<b>38</b>
3.1 Idee.....	38
3.2 Spannungsgesteuerter Kondensator .....	41
3.3 Antennenanpassung für die analoge DPC.....	45
3.4 Steuerspannung.....	49
3.4.1 Gleichrichterdiode .....	50
3.4.2 Offset der Steuerspannung .....	51
3.4.3 Dimensionierung der Schaltung .....	51
3.5 Leiterplattenentwurf.....	52
3.6 Qualifizierung .....	55

3.7	Messungen nach ISO/IEC 14443 und EMVCo .....	57
3.7.1	Voraussetzungen .....	57
3.7.2	Messergebnisse nach ISO/IEC 14443.....	59
3.7.3	Messergebnisse nach EMVCo .....	60
<b>4</b>	<b>Fazit.....</b>	<b>62</b>
4.1	Zusammenfassung.....	62
4.2	Ausblick.....	63
	<b>Literaturverzeichnis.....</b>	<b>64</b>
	<b>Anhang .....</b>	<b>65</b>

# Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Grenzwerte für Modulationspuls Typ A 106 kBit/s .....	15
Tabelle 2.2: Kenndaten der Antennenspule in drei Belastungsfällen.....	30
Tabelle 3.1 Kenndaten des spannungsgesteuerten Kondensators.....	42
Tabelle 3.2: Messergebnis spannungsgesteuerter Kondensator bei 13,56 MHz .....	44
Tabelle 3.3: Bauteilwerte der Antennenanpassung .....	48
Tabelle 3.4: Lesereichweite nach ISO/IEC 14443 .....	59

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: RFID-System bei 13,56 MHz.....	9
Abbildung 2.2: EMVCo Operationsvolumen.....	12
Abbildung 2.3: Trägermodulation: Typ A und Typ B.....	14
Abbildung 2.4: Modulationspuls Typ A für 106 kBit/s.....	15
Abbildung 2.5: Spulen der ID1 Reference-PICC.....	18
Abbildung 2.6: Reference-PICC nach ISO/IEC 10373-6.....	18
Abbildung 2.7: CLEV6630B Evaluations-Board.....	19
Abbildung 2.8: Ersatzschaltbild der 65x65 mm Lesegerätantenne.....	21
Abbildung 2.9: HF-Blockschaltbild eines Lesegerätes.....	22
Abbildung 2.10: Antennenanpassung eines NFC-Lesegerätes.....	24
Abbildung 2.11: Symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung.....	27
Abbildung 2.12: Messaufbau zum Ermitteln der Übertragungsfunktion.....	28
Abbildung 2.13: Messergebnis: Übertragungsfunktionen.....	29
Abbildung 2.14: Verstimmung asymmetrisch angepasste Antenne.....	32
Abbildung 2.15: Verstimmung symmetrisch angepasste Antenne.....	33
Abbildung 2.16: Funktionsprinzip der DPC.....	35
Abbildung 2.17: Simulationsschaltung.....	36
Abbildung 2.18: Simulation der RX-Spannung in drei Belastungsfällen.....	37
Abbildung 3.1: Blockschaltbild analoge DPC.....	39
Abbildung 3.2: Simulation Antennenanpassung.....	40
Abbildung 3.3: Schaltbild spannungsgesteuerter Kondensator.....	42
Abbildung 3.4: Kapazität in Abhängigkeit der Steuerspannung.....	43
Abbildung 3.5: Antennenanpassung mit analoger DPC.....	46
Abbildung 3.6: Regelbereich bei verschiedenen Serienkapazitäten.....	47
Abbildung 3.7 Impedanz der Antennenanpassung mit analoger DPC.....	49
Abbildung 3.8: Struktur der HF-Gleichrichterschaltung.....	50
Abbildung 3.9: HF-Gleichrichterschaltung.....	51
Abbildung 3.10: EAGLE-Bauteil spannungsgesteuerter Kondensator.....	53
Abbildung 3.11: Bestückte Leiterplatten.....	54
Abbildung 3.12: CLEV6630B mit aufgesteckter Leiterplatte „Analoge DPC“.....	54
Abbildung 3.13: Korrelationsmessung.....	55
Abbildung 3.14: TX-Strom bei verschiedenen Belastungen.....	56
Abbildung 3.15: Modulationspulse Typ A 106kBit/s nach ISO/IEC 14443.....	58
Abbildung 3.16: EMVCo-Gleichspannung bei verschiedenen Abständen.....	61

# 1 Einleitung

Bei der RFID-Technik (Radio Frequency Identification, „Hochfrequenz-Identifikation“) geht es darum, Personen, Tiere oder Gegenstände (Waren) mittels eines Transponders zu identifizieren, ohne dass es einen optischen oder elektrischen Kontakt zwischen Transponder und Lesegerät geben muss. Die Geschichte der RFID-Technik geht zurück auf den zweiten Weltkrieg, hier kam die Technik erstmals für die „Freund-Feind-Erkennung“ zum Einsatz. Damals wurden Transponder mit einem Bit Informationsgehalt verwendet, womit lediglich festgestellt werden konnte, ob ein Transponder in Reichweite ist oder nicht [1]. Generell besteht ein RFID-System aus einem Schreib-/Lesegerät und mindestens einem Transponder. Das Lesegerät verfügt immer über eine eigene Energieversorgung und umfasst neben der RFID-Schnittstelle ein Hintergrundsystem zur Datenverarbeitung. Dies kann z. B. ein PC-System oder ein Mikrocontroller sein. Bei Transpondern können generell zwei Arten unterschieden werden: aktive Transponder und passive Transponder. Aktive Transponder besitzen eine eigene Energieversorgung, meist mittels Batterie, passive Transponder hingegen beziehen die zum Betrieb notwendige Energie aus dem vom Lesegerät erzeugten Feld. Je nach RFID-Technologie kann dies ein Magnetfeld sein (RFID-Systeme bis 13,56 MHz) oder ein elektromagnetisches Feld (RFID-Systeme ab 433 MHz). Passive Transponder sind ohne das Feld des Lesegerätes also funktionsunfähig. Inzwischen gibt es zahlreiche RFID-Technologien, die sich in den Kriterien Sendefrequenz, Lesereichweite, Energieversorgung des Transponders, Speicherplatz und Rechenleistung des Transponders, Sicherheit (mit oder ohne Kryptographie) unterscheiden.

Diese Arbeit befasst sich ausschließlich mit RFID-Systemen bei 13,56 MHz. Diese werden zum Beispiel für Zugangskontrollsysteme, E-Tickets im öffentlichen Personennahverkehr, elektronisches Zahlungsmittel bei Bank- und Kreditkarten, Ausweisdokumenten (Reisepass, Personalausweis der Bundesrepublik Deutschland) und in Mobiltelefonen als NFC-Technik eingesetzt. NFC steht für Near Field Communication („Nahfeldkommunikation“) und beschreibt einen Standard der RFID-Technik zum kontaktlosen Austauschen von Nachrichten über kurze Distanzen von wenigen Zentimetern. NFC ist mit vielen anderen

Standards von 13,56 MHz RFID-Systemen kompatibel. Daher wird der Begriff NFC zunehmend als Synonym für 13,56 MHz RFID-Systeme verwendet.

In dieser Arbeit werden zunächst die Prinzipien der Energie- und Datenübertragung der 13,56 MHz RFID-Technik im Hinblick auf die geltenden Normen erläutert. Anschließend werden die Komponenten eines Schreib-/ Lesegerätes und die Anpassung der Lesegerät-antenne genauer beschrieben. Es werden die Vor- und Nachteile zweier bestehender Varianten der Antennenanpassung gegenübergestellt, die bei verschiedenen NFC-Reader-ICs von NXP angewendet werden. Zudem wird im Rahmen dieser Arbeit eine neue Anpassungsschaltung „Analoge DPC“ entwickelt, die mithilfe eines spannungsgesteuerten, variablen Kondensators die Vorteile der beiden bestehenden Anpassungsarten vereint. Am Ende steht ein Vergleich der Antennenanpassung mit der analogen DPC zu den bestehenden Antennenanpassungen im Bezug auf die Performance und die Einhaltung der geltenden Normen.



## 2 RFID bei 13,56 MHz

In diesem Kapitel wird ein Überblick über die Prinzipien der Energie- und Datenübertragung der 13,56 MHz RFID-Technik gegeben. Die Normen ISO/IEC 14443, EMVCo und NFC sowie deren Anforderungen an Energie- und Datenübertragung werden vorgestellt. Anschließend werden die Komponenten eines Schreib-/ Lesegerätes und die Anpassung der Lesegerätantenne genauer beschrieben.

### 2.1 Grundlagen

Ein 13,56 MHz RFID-System besteht aus einem Lesegerät und mindestens einem passiven Transponder. Das Lesegerät lässt sich weiterhin in ein Hintergrundsystem und das RFID-Frontend unterteilen. Das Hintergrundsystem steuert den Kommunikationsablauf zwischen Lesegerät und Transponder und übernimmt die Datenverarbeitung. Das RFID-Frontend bildet die Schnittstelle zwischen dem Datenverarbeitungssystem und dem Transponder.

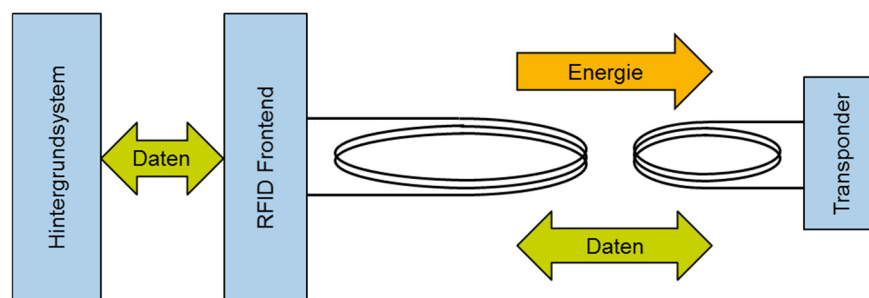


Abbildung 2.1: RFID-System bei 13,56 MHz

Die Kopplung von Lesegerät und Transponder erfolgt bei der Betriebsfrequenz von 13,56 MHz induktiv. Das Magnetfeld wird vom Lesegerät mittels einer Leiterschleife, die als Antenne fungiert, erzeugt. Dieses Magnetfeld induziert in der Leiterschleife des Transponders eine Spannung, die im Transponder-IC gleichgerichtet wird und der Energieversorgung dient. Nähert sich ein Transponder dem Lesegerät, gibt es eine induktive Kopplung zwischen den beiden Antennenkreisen. Die Kommunikation zwischen Lesegerät und Transponder muss bei einem 13,56 MHz RFID-System je nach spezifizierter Lesereichweite sowohl bei sehr loser Kopplung (maximale Reichweite) und relativ großer Kopplung (Nullabstand) möglich sein. Der Datenaustausch zwischen Lesegerät und Transponder erfolgt über verschiedene Modulationsverfahren.

### 2.1.1 Standards

RFID-Systeme bei 13,56 MHz sind im Wesentlichen in der Norm ISO/IEC 14443 spezifiziert. Diese definiert die Standards für

- die Abmessungen der Transponder (ISO/IEC 14443-1)
- Modulation und Kodierung (ISO/IEC 14443-2)
- Initialisierung und Antikollision (ISO/IEC 14443-3)
- und Übertragungsprotokoll (ISO/IEC 14443-4)

des kontaktlosen Datenaustausches.

1998 wurde der Zahlungskartenstandard EMVCo von den Kreditgesellschaften Europay, MasterCard und VISA veröffentlicht. Die kontaktlose Schnittstelle des EMVCo-Standards basiert auf der ISO/IEC 14443 Norm, allerdings werden eigene Anforderungen an Sicherheit, Lesereichweite und Übertragungsgeschwindigkeit definiert.

Im Jahre 2002 wurde dann der NFC-Standard (NFC: Near Field Communication) von Philips Semiconductors (heute NXP) und Sony entwickelt. Auch der NFC-Standard basiert auf der Norm ISO/IEC 14443 sowie auf dem eher in Japan verbreiteten Standard FeliCa. Eine wesentliche Neuerung von NFC ist die Aufhebung der strikten Trennung von Lesegerät und Transponder, da ein NFC-Endgerät sowohl als Lesegerät als auch als Transponder arbeiten kann. Zudem kann NFC auch im Peer-to-peer-Modus betrieben werden, wenn zwei NFC-Endgeräte Daten austauschen [2]. Da NFC den geltenden Standard ISO/IEC 14443 und andere proprietäre Standards unterstützt, können mit einem NFC-Lesegerät nahezu alle Typen von Transpondern, Tags und Smartcards, die bei 13,56 MHz arbeiten, gelesen werden. Mit NFC begann auch die Integration von RFID-Technik in Mobiltelefone. Während anfangs nur ausgewählte Mobiltelefone einen NFC-Chip besaßen, ist er heute in nahezu jedem Smartphone verbaut. Durch NFC-Tags in Form von Aufklebern oder Münzen und entsprechenden Applikationen für Smartphones verbreitet sich die NFC-Technik zunehmend auch im privaten Bereich.

Der Begriff Near Field Communication bzw. die Abkürzung NFC bezeichnet zum einen den gleichnamigen Standard, zum anderen aber auch das grundlegende Prinzip des kontaktlosen Datenaustausches bei der Betriebsfrequenz von 13,56 MHz. Da NFC zudem mit den anderen Standards kompatibel ist, wird der Begriff NFC zunehmend als Synonym für 13,56 MHz RFID-Systeme verwendet. Auch die Lesegerät-ICs von NXP werden als „NFC-Reader-IC“ bezeichnet, auch wenn andere Standards wie ISO/IEC 14443 und EMVCo ebenfalls unterstützt werden. So wird auch in dieser Arbeit die Bezeichnung NFC für RFID bei 13,56 MHz verwendet.

## 2.1.2 Energieübertragung

Bei 13,56 MHz RFID-Systemen werden grundsätzlich passive Transponder eingesetzt, die ihre Versorgungsspannung aus dem vom Lesegerät erzeugten Magnetfeld beziehen. Eine Ausnahme sind NFC-Endgeräte wie z. B. Smartphones, die eine eigene Energieversorgung besitzen, aber dennoch auch als Transponder im passiven Modus arbeiten können. In den Standards NFC, ISO/IEC 14443 und EMVCo sind Lesereichweiten spezifiziert, bei denen die Transponder mit ausreichend Energie versorgt werden müssen.

Im NFC-Standard beträgt die spezifizierte Lesereichweite nur 5 mm in einem definierten Volumen um die Antennenmitte herum [3]. Bezüglich der Energieübertragung ist die Einhaltung des NFC-Standards mit den heutigen NFC-Reader-ICs selbst bei ungünstigen Antennen (siehe Abschnitt 2.2.1) meist leicht möglich.

In ISO/IEC 14443 ist statt einer festgelegten Reichweite eine Mindestfeldstärke definiert, bei der die Energieversorgung jedes Transponders garantiert ist. Diese Mindestfeldstärke liegt für die Transpondergröße „Class 1“ bei  $H_{\min} = 1,5 \text{ A/m}$  [4]. Die Lesereichweite wird bei der Zertifizierung also je nach Stärke des Magnetfeldes festgelegt. Demzufolge gibt es ISO/IEC 14443 zertifizierte Lesegeräte mit geringen Reichweiten von wenigen Millimetern bis zu zehn Zentimetern. Mit der Erfassung der Lesereichweite nach ISO/IEC 14443 können verschiedene Lesegeräte bezüglich ihrer Lesereichweite direkt miteinander verglichen werden. Daher wird die ISO-Reichweite auch bei den Messungen in dieser Arbeit als Vergleichskriterium herangezogen.

Der Zahlungskartenstandard EMVCo definiert nicht nur eine Lesereichweite in der Mitte der Lesegerätantenne, sondern auch ein Volumen um ein Zentrum herum, in dem eine Transponderkarte mit ausreichend Energie versorgt werden muss. Die Position des Zentrums wird durch das „Kontaktlos-Symbol“ festgelegt, das ein Bezahlterminal besitzen muss. Demzufolge liegt das Zentrum nicht zwangsläufig in der Mitte der Lesegerätantenne [5]. Zum besseren Verständnis zeigt Abbildung 2.2 das EMVCo-Volumen.



### 2.1.3 Datenaustausch

Über die induktive Kopplung von Lesegerät und Transponder wird zum einen die Energie zur Versorgung des Transponders übertragen, zum anderen müssen aber auch Daten zwischen Lesegerät und Transponder ausgetauscht werden. Der folgende Abschnitt gibt einen Überblick über die in der ISO/IEC 14443-2 definierten Prinzipien der Datenübertragung von RFID-Systemen bei 13,56 MHz. Grundsätzlich kommunizieren Lesegerät und Transponder nach dem Prinzip „Reader Talks First“ (RTF). Die Kommunikation geht also immer vom Lesegerät aus, der Transponder sendet Daten nur als Antwort auf ein Kommando des Lesegerätes [2].

In der ISO/IEC 14443-2 werden zwei Übertragungsprinzipien unterschieden: Typ A und Typ B. Diese haben sich aus proprietären Standards entwickelt und wurden wegen deren weiter Verbreitung beide in den ISO-Standard aufgenommen. Ein Transponder muss entweder Typ A oder Typ B unterstützen, ein Lesegerät hingegen muss in der Lage sein, mit beiden Transpondertypen zu kommunizieren. Typ A und Typ B unterscheiden sich bei beiden Übertragungsrichtungen sowohl in der Datenkodierung als auch in der Modulation [6].

Sowohl für Typ A als auch für Typ B sind in der ISO/IEC 14443-2 verschiedene Übertragungsgeschwindigkeiten definiert, die alle Teiler des Trägersignals von 13,56 MHz sind. Die ursprüngliche Übertragungsgeschwindigkeit beträgt 106 kBit/s ( $f_{\text{Träger}}/128$ ). Dies ist die langsamste aller Übertragungsgeschwindigkeiten, die nach ISO/IEC 14443 unterstützt werden muss. Zusätzlich sind höhere Datenraten spezifiziert, die aber optional sind: 212 kBit/s ( $f_{\text{Träger}}/64$ ), 424 kBit/s ( $f_{\text{Träger}}/32$ ) und 848 kBit/s ( $f_{\text{Träger}}/16$ ) und seit kurzer Zeit weitere Datenraten  $> 1$  MBit/s [4]. In der Praxis werden mit großer Mehrheit Systeme mit einer Datenrate von 106 kBit/s eingesetzt. Die Datenmengen bei den meisten Identifizierungsanwendungen sind sehr gering, sodass eine höhere Datenrate nicht notwendig ist. Der Zahlungskartenstandard EMVCo schließt die höheren Datenraten aus: hier ist 106 kBit/s die einzige erlaubte Übertragungsgeschwindigkeit [5]. Der NFC-Standard unterstützt Datenraten bis 424 kBit/s [3].

Die Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder erfolgt über eine direkte Amplitudenmodulation (ASK) des Trägersignals. Bei Typ A wird „On-Off-Keying“ (OOK) mit 100% Modulationsindex angewendet, bei Typ B beträgt der Modulationsindex 10%. Durch einen Modulationsindex von  $m = 10\%$  sinkt die Amplitude der Trägerspannung auf etwa 82% ihres ursprünglichen Wertes ab. Abbildung 2.3 zeigt die Modulation der Trägerspannung für Typ A und Typ B [2].

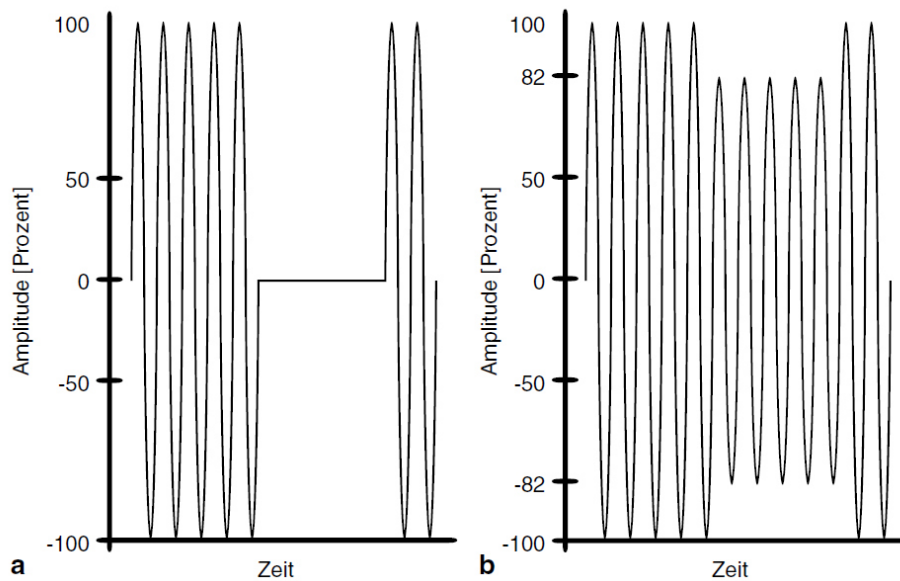


Abbildung 2.3: Trägermodulation: Typ A und Typ B.

Quelle: J. Langer, M. Roland: Anwendungen und Technik von NFC [2], Seite 25

Die Kodierung der Daten erfolgt bei Typ A mittels einer modifizierten Miller-Kodierung, bei Typ B mittels NRZ-Kodierung (NRZ: Non Return to Zero). Bei der NRZ-Kodierung werden die Datenbits nacheinander übertragen, den Datenwerten „0“ und „1“ wird jeweils eine Modulationsstufe zugeordnet. Würde die NRZ-Kodierung bei Typ A verwendet werden, könnte dies zu einem Engpass bei der Energieversorgung des Transponders führen, wenn nacheinander mehrere Bits mit dem Wert „0“ übertragen werden, das Feld also für die Dauer mehrerer Datenbits ausgeschaltet bleibt. Bei Typ B steht dem Transponder in diesem Fall noch ein Teil der ursprünglichen Energie zur Verfügung. Aus diesem Grund wird bei Typ A die modifizierte Miller-Kodierung verwendet, bei der die Daten durch kurze Pulse kodiert werden. Das Feld ist grundsätzlich eingeschaltet, bei dem Datenbit „1“ wird in der Mitte der Symboldauer ein Puls gesendet. Bei dem Datenbit „0“ wird zu Beginn der Symboldauer ein Puls gesendet, sofern mehrere „0“-Bits hintereinander übertragen werden. Folgt ein Datenbit „0“ einer „1“, so gibt es für dieses Symbol keinen Puls [6]. Diese Kodierung sorgt dafür, dass das Magnetfeld des Lesegerätes für alle Datenfolgen durchschnittlich für mehr als zwei Drittel der Zeit eingeschaltet bleibt: ISO/IEC 14443-2 Typ A 106 kBit/s Pulsdauer:  $3\mu\text{s}$ , Symboldauer:  $128/f_{\text{Träger}} = 9,44\mu\text{s}$ . Damit ist die Energieversorgung des Transponders auch während der Modulation sichergestellt.



In der ISO/IEC 14443-2 sind auch die Anforderungen an die Modulationspulse für Typ A und Typ B für alle Übertragungsgeschwindigkeiten definiert. Kriterien sind Pulsdauer, Anstiegs- und Abfallzeiten, Modulationsindex und Überschwinger. Als Beispiel ist in Abbildung 2.4 der Typ-A-Puls bei 106 kBit/s mit seinen Anforderungen in Tabelle 2.1 dargestellt.

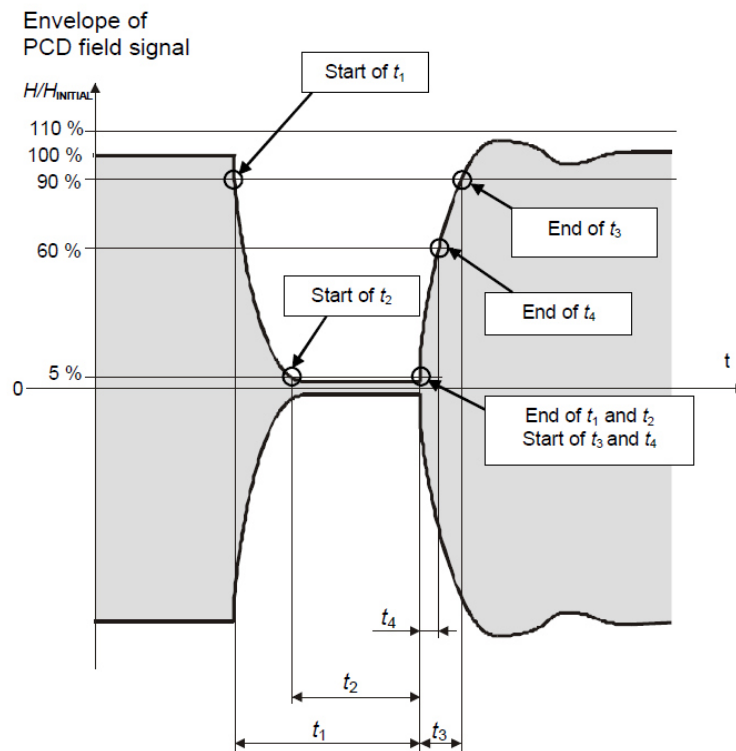


Abbildung 2.4: Modulationspuls Typ A für 106 kBit/s nach ISO/IEC 14443-2 [4]

Tabelle 2.1: Grenzwerte für Modulationspuls Typ A 106 kBit/s nach ISO/IEC 14443-2 [4].

$f_c$ : carrier frequency,  $f_{Träger}$

Parameter	Bedingung	Min	Max
$t_1$	-	$28/f_c$	$40,5/f_c$
$t_2$	$t_1 > 34/f_c$	$7/f_c$	$t_1$
	$t_1 \leq 34/f_c$	$10/f_c$	
$t_3$	-	$1,5 \times t_4$	$16/f_c$
$t_4$	-	0	$6/f_c$
<b>Modulationsindex</b>	-	95%	100%
<b>Überschwinger</b>	-	90%	110%
<b>Monotonie</b>	-	<i>muss gegeben sein</i>	

Die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät erfolgt mittels Lastmodulation mit Hilfsträger. Lastmodulation bedeutet, der Transponder variiert seine Impedanz um den Datenstrom zu modulieren. Durch die induktive Kopplung von Lesegerätantenne und Transponder bewirkt diese Laständerung Strom- und Spannungsänderungen in der Lesegerätantenne. Diese können über den Empfänger-Zweig (RX) vom NFC-Reader-IC detektiert werden. Gerade bei loser Kopplung sind die Strom- und Spannungsänderungen auf der Lesegerätseite im Vergleich zum Trägersignal minimal, daher erfolgt die Datenübertragung über einen modulierten Hilfsträger mit  $f_{\text{Hilfsträger}} = f_{\text{Träger}} / 16 = 847,5 \text{ kHz}$ . Durch den Hilfsträger, dessen Seitenbänder bei  $f_{\text{SU}} = 13,56 \text{ MHz} - 847,5 \text{ kHz}$  und  $f_{\text{SO}} = 13,56 \text{ MHz} + 847,5 \text{ kHz}$  liegen, wird das Datensignal frequenzmäßig vom Trägersignal getrennt. Für Typ A bei 106 kBit/s wird der Hilfsträger mittels Amplitudenmodulation (ASK) moduliert, es wird hier die Manchesterkodierung eingesetzt. Für die höheren Datenraten von Typ A und alle Datenraten von Typ B kommt eine binäre Phasenumtastung (BPSK) mit NRZ-Kodierung zum Einsatz [6].

Die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät, aus Sicht des Lesegerätes als Empfänger „RX“ bezeichnet, wird an dieser Stelle nicht genauer betrachtet. Diese Übertragungsrichtung ist zwar Teil der Qualifizierung eines Lesegerätes, jedoch wird der Empfänger im Rahmen dieser Arbeit nicht verändert oder optimiert. Weiterführende Informationen zur Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät kann der Literatur [2], [6] entnommen werden.

## 2.1.4 Transponder

RFID-Transponder wie kontaktlose Smartcards oder NFC-Tags bestehen aus dem Transponder-IC und einer Leiterschleife mit üblicherweise vier bis sechs Windungen. Die Leiterschleife des Transponders verläuft in den meisten Fällen möglichst weit am Rand, um die Fläche des Transponders gut auszunutzen. Zwischen den beiden Anschlüssen eines Transponder-ICs befindet sich eine Eingangskapazität, die gemeinsam mit der Transponderantenne einen Parallelschwingkreis bildet. Die Resonanzfrequenz des Transponders liegt üblicherweise etwas oberhalb der Trägerfrequenz bei ca. 15...16 MHz. Die Anpassung wird beim Transponder ausschließlich mit der passenden Leiterschleife vorgenommen, da es bei der Produktion von Smartcards oder NFC-Tags viel zu aufwändig und somit zu teuer wäre, zusätzliche Bauteile für die Anpassung einzusetzen. Der Gleichrichter für die Versorgungsspannung ist ebenfalls Teil des Transponder-ICs [2].

Die Kommunikation zwischen Lesegerät und Transponder muss bei einem NFC-System je nach spezifizierter Lesereichweite sowohl bei sehr loser Kopplung (maximale Reichweite) und relativ starker Kopplung (Nullabstand) möglich sein. Folglich muss das Transponder-IC einen großen Eingangsspannungsbereich erlauben bzw. vor zu großen Spannungen bei

starker Kopplung geschützt sein. Das wird mit einer Art integrierter Z-Diode zur Spannungsbegrenzung erreicht [2].

### 2.1.5 Reference-PICC

Für die Qualifizierung eines Lesegerätes bezüglich der Standards ISO/IEC 14443, EMVCo und NFC gibt es sogenannte Reference-PICCs. PICC steht für Proximity Integrated Circuit Card und meint eine kontaktlose Chipkarte, also den Transponder. Eine Reference-PICC belastet und verstimmt die Lesegerätantenne so wie eine „richtige“ Chipkarte, ermöglicht dabei aber Messungen zur Qualifizierung eines Lesegerätes.

Die Messmethoden sowie die Reference-PICCs für den Standard ISO/IEC 14443 sind in der ISO/IEC 10373-6 festgelegt [7]. Hier sind Reference-PICCs für sechs standardisierte Transpondergrößen definiert. Die am weitesten verbreitete Größe ist „Class 1“, dies ist die Standard-ID1-Smartcard im Scheckkartenformat. Die Spezifikation für andere Transponderbauformen wie runde Tags oder Münzen finden sich in Class 2 bis Class 6. Der Zahlungskartenstandard EMVCo definiert eine eigene Reference-PICC, deren Aufbau und Schaltung nicht öffentlich zugänglich ist. Alle Reference-PICCs haben jedoch einen ähnlichen Aufbau und ermöglichen die Erfassung und Qualifizierung der selben Parameter:

- Feldstärke (Minimum und Maximum) bzw. Energiereichweite
- Modulationspulse
- Empfänger-Empfindlichkeit

Eine Reference-PICC besitzt zwei getrennte Antennen-Leiterschleifen: eine „Main Coil“ und eine „Pick up Coil“. Mit der Main Coil ist eine Schaltung verbunden, die das Magnetfeld des Lesegerätes ähnlich wie ein Transponder verstimmt. Aus dieser Schaltung wird auch eine Gleichspannung gewonnen, die ein Maß für die magnetische Feldstärke ist. Hiermit können die Energiereichweite und die maximale Feldstärke ermittelt werden. Zudem kann über einen anderen Anschluss dieser Schaltung eine Signalsequenz zum Messen der Empfänger-Empfindlichkeit des NFC-Reader-ICs eingekoppelt werden. Die Pick up Coil besitzt nur eine Windung, die so um die Main Coil verläuft, dass die beiden Spulen bestmöglich entkoppelt sind, obwohl sie sich in unmittelbarer Nähe befinden (siehe Abbildung 2.5). Die Pick up Coil dient der Messung der Modulationspulse des Lesegerätes [7].

Anhand der Reference-PICC Class 1 nach ISO/IEC 10373-6 wird in Abbildung 2.5 das Layout der getrennten Leiterschleifen einer Reference-PICC gezeigt, Abbildung 2.6 zeigt ein Foto der Reference-PICC.

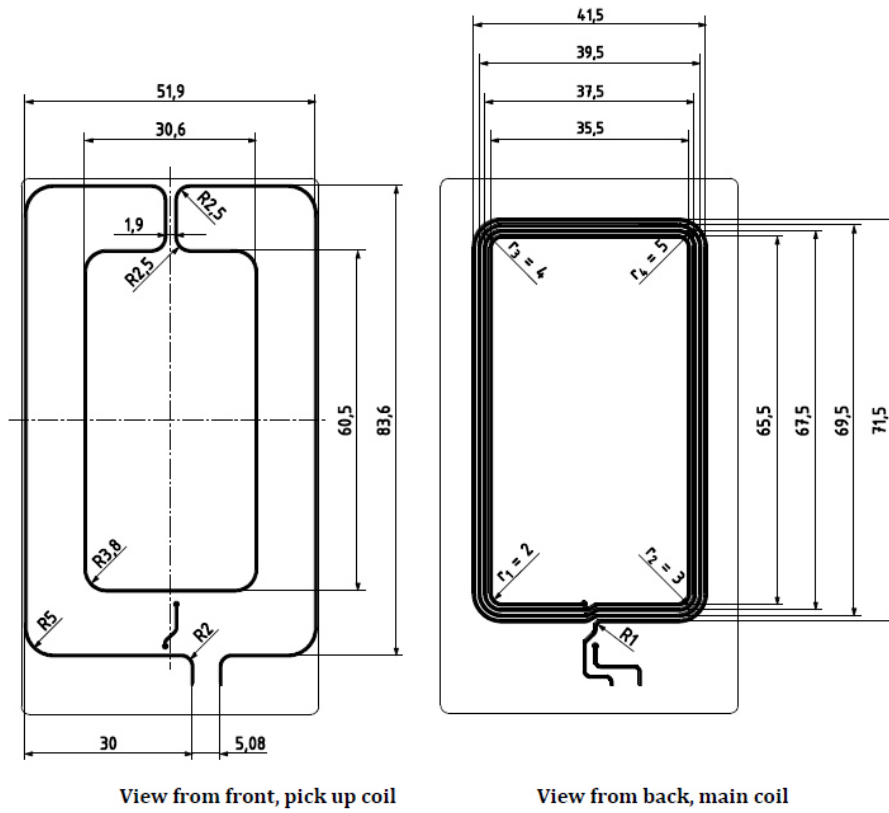


Abbildung 2.5: Spulen der ID1 Reference-PICC. Quelle: ISO/IEC 10373-6 [7]

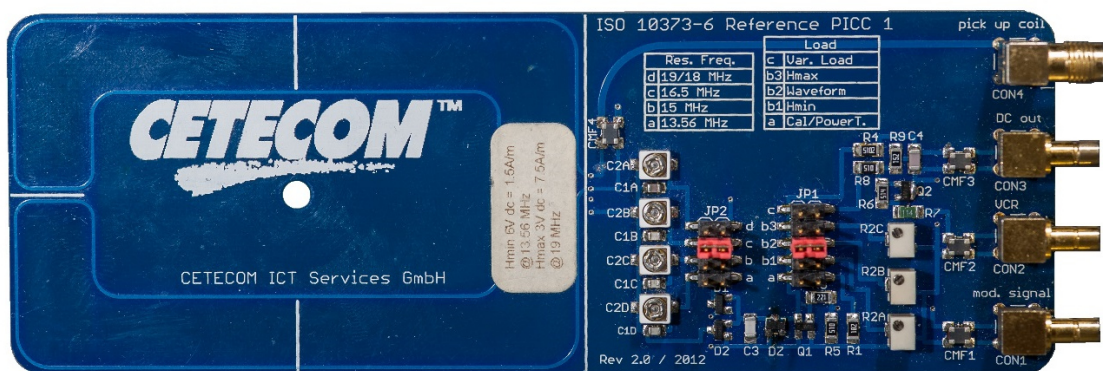


Abbildung 2.6: Reference-PICC nach ISO/IEC 10373-6

## 2.1.6 Das Kunden-Evaluations-Board

Für seine Kunden bietet NXP sogenannte Evaluations-Boards für die verschiedenen NXP NFC-Reader-ICs an. Mithilfe des Evaluations-Boards können alle wichtigen Funktionen des NFC-Reader-ICs getestet und ausgewertet werden. Das Board wird per USB an den PC angeschlossen. Zum Ansteuern des NFC-Reader-ICs stellt NXP die Software „NFC Cockpit“ zur Verfügung, mit der der NFC-Chip konfiguriert und gesteuert werden kann. Zusätzlich befindet sich ein NXP-Mikrocontroller LPC1769 auf dem Board, auf dem von NXP zur Verfügung gestellte Beispiele für NFC-Anwendungen oder eigene Applikationen implementiert werden können [8]. Abbildung 2.7 zeigt ein Foto des Evaluations-Boards CLEV6630B für den NFC-Chip CLRC663 plus mit Beschriftungen.

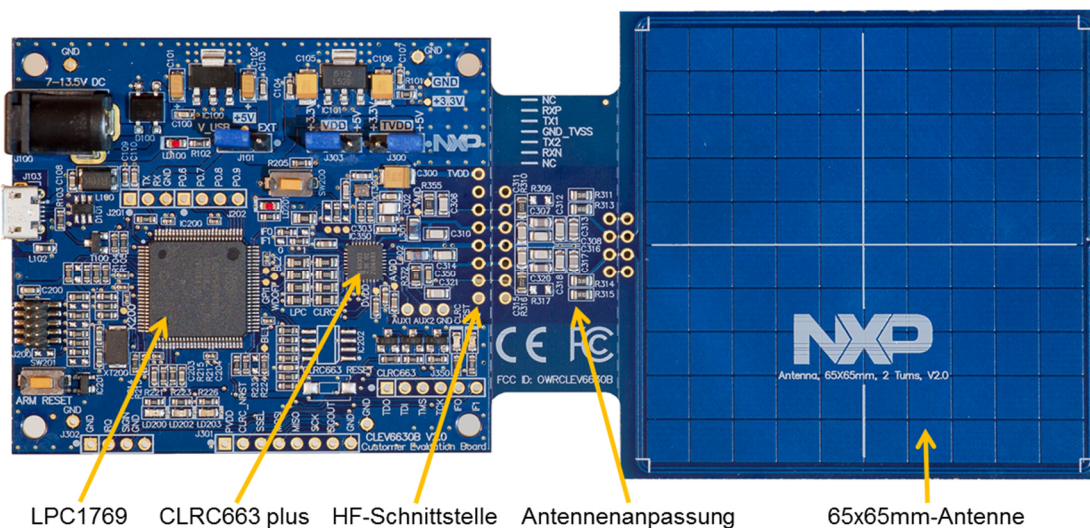


Abbildung 2.7: CLEV6630B Evaluations-Board

Für die Entwicklung und Optimierung eines Lesegerätes besteht die Möglichkeit, die Antenne abzutrennen und eine eigene Antenne anzuschließen. Die Komponenten der Antennenanpassung sind übersichtlich auf dem schmalen Teil in der Mitte des Boards angeordnet, sodass diese bei Bedarf einfach verändert werden können. An die Verbindungsleiste der HF-Schnittstelle soll die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Antennenanpassung angeschlossen werden.

Die Messungen im Rahmen dieser Arbeit und die Entwicklung der Antennenanpassung mit kopplungsabhängiger Leistungsregelung erfolgen auf Grundlage des Kunden-Evaluations-Boards CLEV6630B. Für den späteren Vergleich wird zusätzlich das Evaluations-Board PNEV5180B mit dem NFC-Reader-IC PN5180 verwendet. Beide Boards sind vom Aufbau ähnlich und besitzen die gleiche Antenne.

## 2.2 Antennenanpassung eines Lesegerätes

Das Lesegerät muss den Transponder je nach geforderter Lesereichweite mittels magnetischer Kopplung über die Distanz von mehreren Zentimetern mit Energie versorgen. Damit das Magnetfeld der Lesegerätantenne dafür stark genug ist, muss durch die Antenne ein ausreichend großer Strom fließen. Das wird erreicht, indem die Antennenspule mit einem Anpassungsnetzwerk aus Kondensatoren zu einem Schwingkreis mit der Trägerfrequenz als Resonanzfrequenz abgeglichen wird. Wird der Schwingkreis aus Antennenspule und Anpassungsnetzwerk nun mit seiner Resonanzfrequenz angeregt, tritt in ihm eine Spannungsüberhöhung und folglich eine Stromüberhöhung auf. Das bedeutet, dass die Spannung an der Antennenspule ein Vielfaches der Eingangsspannung beträgt [2].

### 2.2.1 Antennenspule

Die Antenne eines NFC-Lesegerätes ist eigentlich keine Antenne im klassischen Sinne. Vielmehr ist sie eine Leiterschleife bzw. Spule mit einer Induktivität von üblicherweise 0,5...2,5  $\mu\text{H}$  mit ein bis vier Windungen. Die Leiterschleife kann entweder als Leiterbahn auf einer Leiterplatte ausgeführt sein oder mit Draht gewickelt im Gehäuse des Lesegerätes untergebracht sein. Immer häufiger kommen auch auf Folie aufgedruckte, zum Teil flexible Antennen zum Einsatz. Die Antennenspule besitzt neben der eigentlichen Induktivität auch immer eine parasitäre Kapazität und Verluste, die sich aus dem Ohm'schen Widerstand der Windungen, dem Skin-Effekt und Verlusten bei der Ummagnetisierung zusammensetzen. Ein einfaches Ersatzschaltbild der Antennenspule besteht daher wie in Abbildung 2.8 gezeigt aus einer Induktivität, einem Widerstand und einer Kapazität [9].

Die Abmessungen der Antennenspule haben direkten Einfluss auf die Lesereichweite. Es kann gezeigt werden, dass es für eine runde Antennenspule mit dem Radius  $r$  je nach geforderter Lesereichweite  $x$  einen optimalen Antennenradius  $r$  gibt. Die Berechnung des optimalen Antennenradius ist in [6] hergeleitet. Stark vereinfacht gilt für Transponder im ID1-Scheckkartenformat Formel (2.1) [6].

$$r = x \quad (2.1)$$

Eine optimale runde Antenne für ein Bezahlterminal nach dem Zahlungskartenstandard EMVCo mit der geforderten Lesereichweite  $x = 4$  cm würde also folgenden Radius besitzen:



$$r = x = 4 \text{ cm}$$

Die Maße einer rechteckigen Antenne können näherungsweise über die äquivalente Fläche der optimalen runden Antennenspule bestimmt werden.

Daher wird zunächst die Fläche  $A$  der runden Antenne berechnet:

$$A = \pi \cdot r^2 = \pi \cdot (4 \text{ cm})^2 \cong 50 \text{ cm}^2 \quad (2.3)$$

Bei einer Fläche von  $A = 50 \text{ cm}^2$  hätte eine für den EMVCo-Standard optimale quadratische Antenne eine Seitenlänge von etwa 7 cm. Bei dieser Betrachtung bleibt unberücksichtigt, dass die Reichweite von 4 cm im spezifizierten EMVCo-Volumen erreicht werden muss. Demzufolge stellen kleine Antennen oftmals eine Herausforderung bei der Zertifizierung eines Lesegerätes dar, insbesondere wenn die EMVCo-Spezifikationen eingehalten werden sollen. Dennoch sind kleine Antennen oft wegen geringer Geräteabmessungen moderner Lesegeräte unumgänglich. Gerade in Geräten mit geringen Abmessungen befinden sich Schaltungsteile und Metall- und Masseflächen in der Nähe der Antennenspule, was die Lesereichweite zusätzlich zu den geometrisch ungünstigen Voraussetzungen der Antenne einschränkt.

Bei allen Messungen für diese Arbeit wird die quadratische Antenne des Kunden-Evaluations-Boards CLEV6630B von NXP verwendet (siehe Abbildung 2.7). Die Antenne mit einer Seitenlänge von 65 mm ist als Leiterplatte ausgeführt und besitzt zwei Windungen.

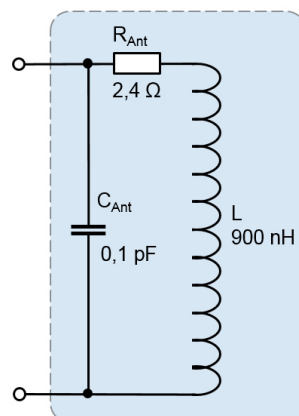


Abbildung 2.8: Ersatzschaltbild der 65x65 mm Lesegerätantenne

In Abbildung 2.7 ist zu erkennen, dass sich im Inneren der Antennenwindungen einzelne Quadrate bestehend aus dem Leiterbahnmaterial Kupfer befinden. Diese Metallflächen verringern die Güte der Antenne ähnlich wie in der Nähe befindliche Schaltungsteile oder Masseflächen, die sich in realen Lesegeräten nicht vermeiden lassen. Mit den Metallflächen wird erreicht, dass auch die Antenne des Evaluations-Boards unter realen, nicht optimalen Umgebungsbedingungen arbeitet. Die im Ersatzschaltbild der Antenne dargestellten Bauteilwerte von  $L$  und  $R_{\text{Ant}}$  wurden mit dem Netzwerkanalysator (S11-Parameter) gemessen. Der Wert der parasitären Kapazität  $C_{\text{Ant}}$  ist zu gering, um einfach mit dem Netzwerkanalysator gemessen werden zu können und ist daher ein Schätzwert. Für die Antennenanpassung ist der Schätzwert von  $C_{\text{Ant}}$  ausreichend gut [9].

## 2.2.2 HF-Blockschaltbild eines Lesegerätes

Der Hochfrequenzteil eines Lesegerätes besteht aus dem NFC-Reader-IC, einem EMV-Filter, dem Anpassungsnetzwerk und der Antenne [9]. Das EMV-Filter wird benötigt, um die Oberwellen der rechteckförmigen Spannung der Treiberausgänge des NFC-Reader-ICs zu unterdrücken. Das Anpassungsnetzwerk bildet gemeinsam mit der Antennenspule einen Schwingkreis und bestimmt die Impedanz der gesamten Antennenschaltung. Die Bestandteile des Hochfrequenz-Teils eines Lesegerätes mit Energie- und Datenfluss sind in Abbildung 2.9 dargestellt.

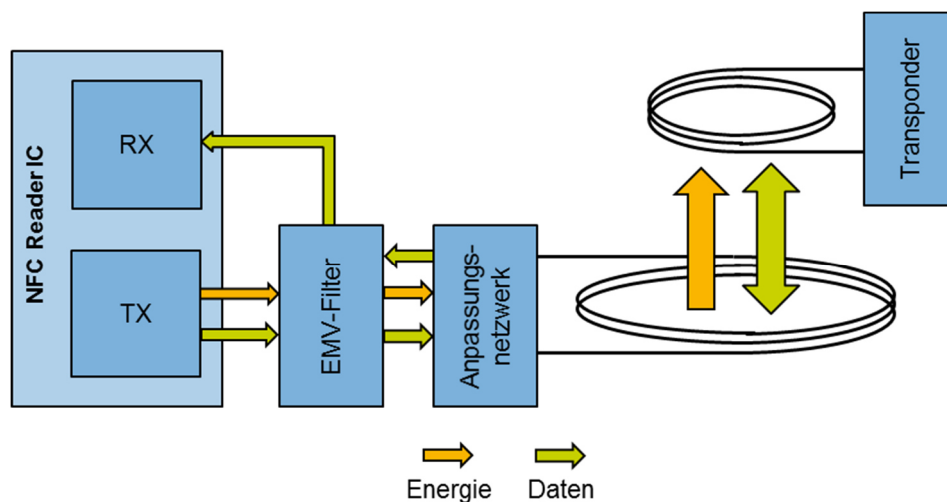


Abbildung 2.9: HF-Blockschaltbild eines Lesegerätes

Der detaillierte Schaltungsaufbau der gesamten Antennenanpassung wird im Folgenden beschrieben und ist in Abbildung 2.10 dargestellt.

Ein NFC-Reader-IC verfügt über eine Gegentaktendstufe mit den Treiberausgängen TX1 und TX2. Daher ist die gesamte Antennenschaltung symmetrisch um die Masse ( $TV_{SS}$ ) aufgebaut. Jede der Komponenten kommt zweimal vor, die gegenüberliegenden Komponenten besitzen die selbe Bezeichnung und den selben Wert. An den Treiberausgängen wird eine Rechteckspannung mit  $f_{\text{Träger}} = 13,56$  MHz ausgegeben. Da eine Rechteckspannung neben der Grundschwingung von 13,56 MHz auch Frequenzanteile von Vielfachen der Grundschwingung enthält, befindet sich an den Reader-Ausgängen zunächst ein Tiefpassfilter zweiter Ordnung. Dieses sogenannte EMV-Filter besteht aus den Serieninduktivitäten  $L_0$  und den parallelen Kapazitäten  $C_0$  gegen Masse ( $TV_{SS}$ ). Die Grenzfrequenz des Filters muss größer sein als die Trägerfrequenz von 13,56 MHz + Seitenband für die Datenübertragung und kleiner als die erste Oberwelle, dem zweifachen der Trägerfrequenz. Je nach Art der Antennenanpassung liegt die Grenzfrequenz zwischen 14,3 MHz und 22 MHz. Durch das EMV-Filter wird die vom NFC-Reader-IC ausgegebene Rechteckspannung annähernd zu einer Sinusspannung. Das eigentliche Anpassungsnetzwerk besteht aus den Serienkapazitäten  $C_1$  und den Parallelkapazitäten  $C_2$ , sowie den Serienwiderständen  $R_S$ . Die Kapazitäten  $C_2$  bilden gemeinsam mit der Antennenspule  $L$  einen Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz nahe der Trägerfrequenz. Die Kapazitäten von  $C_1$  bestimmen die Ankopplung des Antennenschwingkreises an das EMV-Filter. Mit Hilfe der Serienwiderstände  $R_S$  kann die Güte der Antenne verringert werden [9].

Die Berechnung der Komponenten des Anpassungsnetzwerks ist in [6] hergeleitet und soll hier nicht beschrieben werden. In der Praxis wird zur Berechnung der Bauteile eine MS-Excel-Vorlage verwendet, die von NXP bereitgestellt wird [9]. Nach Eingabe der Startparameter berechnet diese alle Anpassungskomponenten und erstellt die Netzliste einer Simulationsschaltung für die Simulationssoftware RFSim99.

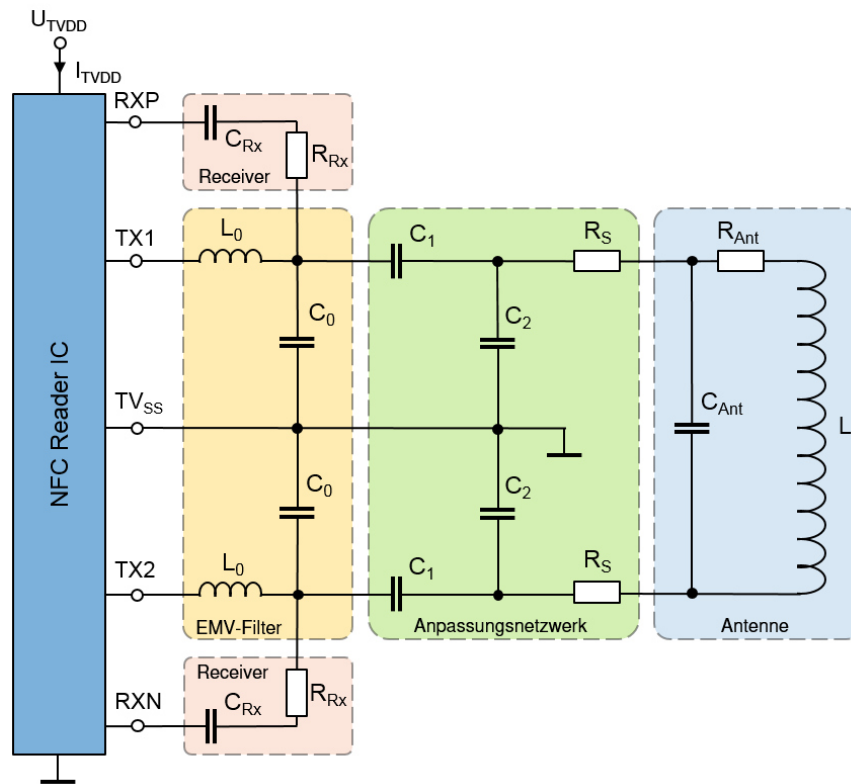


Abbildung 2.10: Antennenanpassung eines NFC-Lesegerätes

### 2.2.3 Güte der Antennenschaltung

Die Güte der Antennenschaltung hat Einfluss auf die Energieübertragungsbereichweite, die Bandbreite der Datenübertragung und die Verstimmungseigenschaften des Antennenkreises.

Für die Energieübertragung gilt: je höher die Güte, desto größer die Energieübertragungsbereichweite. Betrachtet man die Antenne in Kombination mit den Anpassungskapazitäten näherungsweise als Parallelschwingkreis, wird dieser Zusammenhang deutlich: Bei Resonanz ist die Stromüberhöhung proportional zur Güte. Geht es hingegen um die Datenübertragung, so wirkt sich hier eine geringe Güte der Antennenschaltung vorteilhaft aus [2]. Für die Modulationspulse nach Typ A (Abbildung 2.4) müssen bestimmte Anstiegs- und Abfallzeiten eingehalten werden. Je hochgütiger die Antennenschaltung ist, desto länger schwingt die Trägerspannung beim Ausschalten nach und desto länger dauert es auch, bis beim Einschalten wieder die volle Amplitude erreicht ist. Daher kann es notwendig sein, den Antennenkreis mit zusätzlichen Widerständen zu bedämpfen, um die zeitlichen Vorgaben der Pulse einhalten zu können [6].

Zur qualitativen Betrachtung der Güte kann besser die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems herangezogen werden. Diese kann mit dem Messaufbau in Abbildung 2.12 gemessen werden. Mit der Güte ändern sich Bandbreite und Amplitude der Übertragungsfunktion im Resonanzfall: Ein hochgütiger Antennenkreis ist schmalbandig, besitzt dafür eine große Amplitude im Resonanzfall bei 13,56 MHz. Ein niedergütiger Antennenkreis ist breitbandiger, aber die Amplitude bei Resonanz ist kleiner. Auch anhand der Übertragungsfunktion wird deutlich: Ein hochgütiger Antennenkreis mit schmalbandiger Übertragungsfunktion mit großer Amplitude bei 13,56 MHz eignet sich besser zur Übertragung des Trägers. Für die Datenübertragung auf den Seitenbändern der Trägerfrequenz eignet sich jedoch der Antennenkreis mit geringerer Güte, da hier die Seitenbänder deutlich besser übertragen werden.

Auch auf die Verstimmungseigenschaften hat die Güte des Systems Einfluss. Wird der Antennenschwingkreis durch die Rückwirkung des Transponders oder durch metallische Last verstimmt, verschiebt sich seine Resonanzfrequenz. Auch hier ist ein Antennenkreis mit geringer Güte wegen der größeren Bandbreite unempfindlicher als ein hochgütiger Antennenkreis [6].

Die stationäre Gesamtgüte des Antennenkreises ohne Transponder oder metallische Last setzt sich aus allen Bauteilen von EMV-Filter und Anpassungsschaltung, der Antenne sowie den Innenwiderständen der Treiberstufe des NFC-Reader-ICs zusammen. Durch Kopplung der Antenne mit einem Transponder oder Metall kommt es zur Belastung und Verstimmung der Antenne und folglich zu einer Veränderung der Güte des Antennenkreises. Zudem muss für die Güteberechnung bei Betrieb des Lesegerätes zwischen den Zuständen „Feld an“ (Treiberstufe niederohmig), „Feld aus“ (Treiberstufe je nach Einstellung niederohmig oder hochohmig) und Zwischenzuständen während der Ein- und Ausschaltvorgänge unterschieden werden.

Daher ist die quantitative Erfassung der Güte nicht sinnvoll. Vielmehr werden bei der Qualifizierung eines Lesegerätes die Anstiegs- und Abfallzeiten der Modulationspulse nach ISO/IEC 14443-2 oder EMVCo gemessen. Die Güte ist so nur indirekt als qualitative Größe von Bedeutung, weil sie Einfluss auf die Energie- und Datenübertragung hat. Beim Design eines Lesegerätes muss die Güte des Antennenschwingkreises so gewählt werden, dass die Anstiegs- und Abfallzeiten der Modulationspulse nach ISO/IEC 14443-2 oder EMVCo den Anforderungen entsprechen und die Energieübertragungreichweite trotzdem möglichst groß ist. In den meisten Lesegeräten muss die Güte mithilfe der Dämpfungswiderstände  $R_s$  verringert werden, um die Anforderungen an die Pulsformen der Modulation zu erfüllen.

## 2.2.4 Messung und Simulation

Die Impedanz der Antennenschaltung wird zwischen den Anschlüssen TX1 und TX2 mithilfe eines Netzwerkanalysators mit der S11-Parameter-Messung gemessen. Die Treiberanschlüsse des NFC-Reader-ICs sind im ausgeschalteten Zustand hochohmig und sind daher vernachlässigbar. Ebenso ist der Messfehler, der durch den falschen Massebezug bei der symmetrisch aufgebauten Anpassungsschaltung entsteht, bei der relativ geringen Frequenz von 13,56 MHz vernachlässigbar klein.

Dargestellt wird die Impedanz in Abhängigkeit der Frequenz in einem Smith-Diagramm. Ein „Marker“ bei 13,56 MHz ermöglicht es, die Impedanz bei der Trägerfrequenz genau zu ermitteln. In Abschnitt 2.3 ist ein Smith-Diagramm mit Impedanzmessungen von zwei Antennenanpassungen gezeigt.

Eine Antennenanpassung kann auch mittels Simulationssoftware simuliert werden. Dafür wird die gesamte Schaltung mit Ersatzschaltbild für die Antennenspule in der Software aufgebaut. Für die Simulation von Antennenanpassungen kann beispielsweise die kostenlose Software „RFSim99“ verwendet werden. Hiermit lässt sich sehr einfach eine Schaltung aus linearen Bauelementen aufbauen und das Smith-Diagramm simulieren. Die Simulation ist für den Entwurf oder die Optimierung einer Anpassungsschaltung ein nützliches Werkzeug, da die Auswirkungen auf die Antennenanpassung durch das Ändern bestimmter Bauteile direkt beobachtet werden kann [9].



## 2.3 Symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung

Die Bezeichnungen „symmetrisch“ und „asymmetrisch“ haben hier ihren Ursprung in der Darstellung der Antennenimpedanz im Smith-Diagramm [10]. Wird die Impedanz der Antennenanpassung mit dem Netzwerkanalysator gemessen, ergeben sich bezogen auf die reelle Achse des Smith-Diagramms entweder ein symmetrischer oder ein asymmetrischer Verlauf der Impedanz (siehe Abbildung 2.11). Für die NFC-Reader-ICs von NXP wurde bisher eine asymmetrische Antennenanpassung verwendet. Bei den neuesten NFC-Reader-ICs von NXP kommt hingegen eine symmetrische Antennenanpassung zum Einsatz. Die Vor- und Nachteile und die Unterschiede der beiden Anpassungsarten werden in diesem Kapitel erläutert.

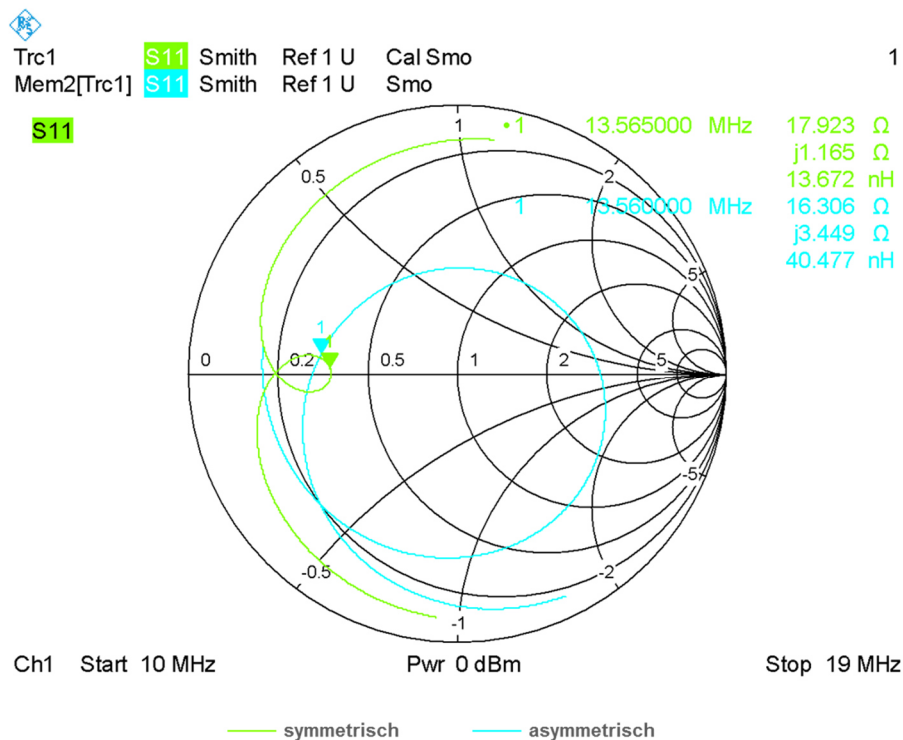


Abbildung 2.11: Symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung im Smith-Diagramm

Sowohl bei der symmetrischen, als auch bei der asymmetrischen Anpassung ist die Impedanz bei der Trägerfrequenz 13,56 MHz möglichst reell und liegt in der Größenordnung von 15...30 Ω. Symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung unterscheiden sich im Wesentlichen in drei wichtigen Punkten: Grenzfrequenz des EMV-Filters, Übertragungsfunktion und Verhalten bei Verstimmung der Lesegerätantenne [10].

### 2.3.1 Grenzfrequenz des EMV-Filters

Über die Grenzfrequenz des EMV-Filters wird festgelegt, ob die Antennenanpassung symmetrisch oder asymmetrisch ist. Bei der symmetrischen Anpassung liegt die Grenzfrequenz des EMV-Filters nah an der Trägerfrequenz bei 14,3...14,7 MHz. Die asymmetrische Anpassung verwendet hingegen ein EMV-Filter mit einer Grenzfrequenz in der Größenordnung von 17...21 MHz [10]. Die Werte der Anpassungskomponenten  $C_1$  und  $C_2$  sind für symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung ebenfalls unterschiedlich und werden daher nach Festlegung der EMV-Filterfrequenz berechnet.

### 2.3.2 Übertragungsfunktion

Die symmetrische Antennenanpassung wird bei neuen NFC-Reader-ICs verwendet, da die Übertragungsfunktion für die Datenübertragung in beide Richtungen vorteilhaft ist [10]. Die Übertragungsfunktion kann mittels Messung der Streuparameter (S21-Parameter) gemessen werden. Dafür wird der im Labor zur Verfügung stehende Netzwerkanalysator genutzt. Die Messschaltung ist in Abbildung 2.12 dargestellt und nachfolgend beschrieben.

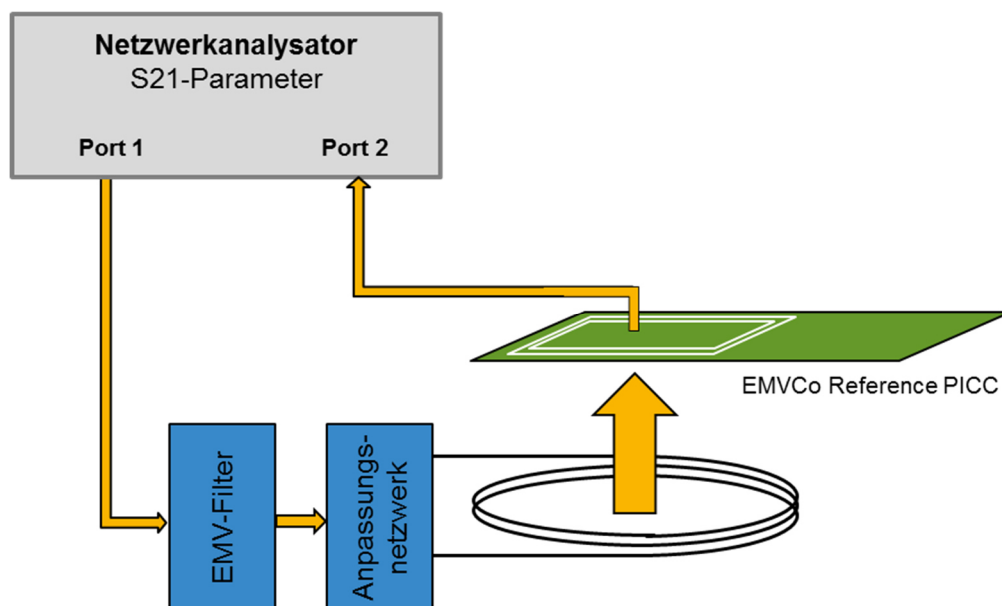


Abbildung 2.12: Messaufbau zum Ermitteln der Übertragungsfunktion

Das Ausgangssignal von Port 1 des Netzwerkanalysators wird in das EMV-Filter eingespeist, indem die Anschlüsse des Port 1 mit TX1 und TX2 verbunden werden. Über die Lesegerätantenne wird das Signal in die Antenne der EMVCo Reference-PICC eingekoppelt. Die Pick up Coil (siehe 2.1.5) der Reference-PICC ist mit Port 2 des Netzwerkanalysators verbunden. Es wird also die Übertragungsstrecke von Beginn der Lesegerät-Antennenanpassung (EMV-Filter) bis zur Reference-PICC gemessen, da diese Übertragungsstrecke auch für die Energieübertragung und die Kommunikation mit einem Transponder gilt. Bei der Messung der Übertragungsfunktionen wurde für beide Antennenanpassungen ein Abstand von Lesegerätantenne und Reference-PICC von 4 cm gewählt, da die Rückwirkung der Reference-PICC und die daraus resultierende Verstimmung der Lesegerätantenne bei diesem Abstand vernachlässigbar gering sind. Die gemessenen Übertragungsfunktionen beider Anpassungsarten sind in Abbildung 2.13 dargestellt.

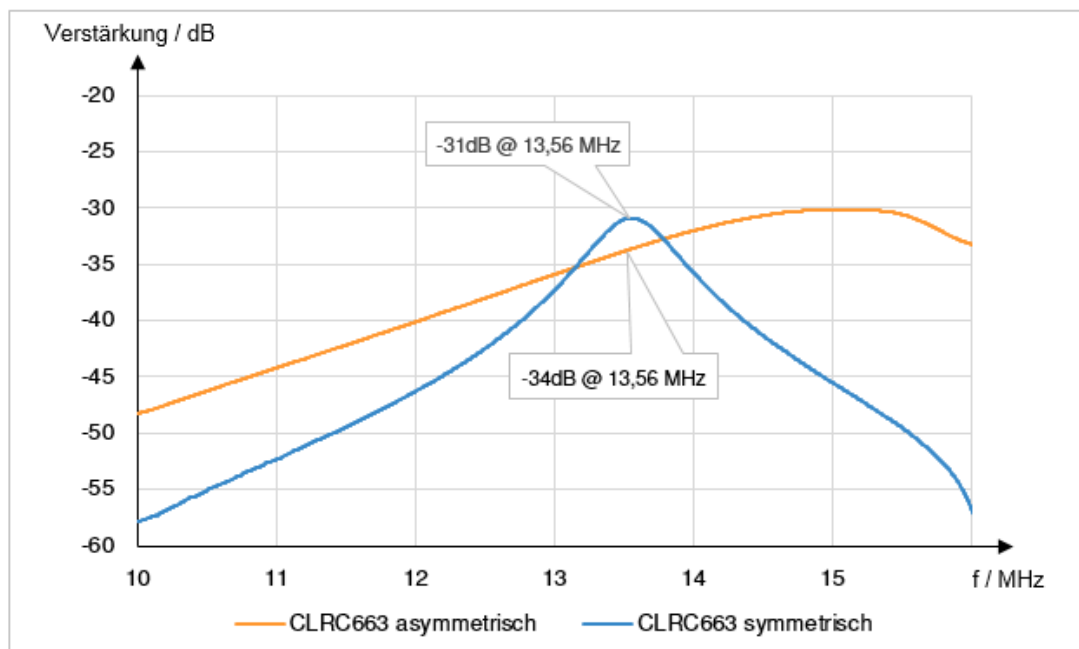


Abbildung 2.13: Messergebnis: Übertragungsfunktionen

Das Maximum der Übertragungsfunktion der symmetrischen Anpassung liegt bei der Trägerfrequenz, folglich werden unteres und oberes Seitenband gleichstark übertragen. Bei der asymmetrischen Antennenanpassung liegt das Maximum oberhalb der Trägerfrequenz bei etwa 15 MHz, deshalb ist hier das obere Seitenband deutlich stärker als das untere. Die gleichmäßige Übertragung beider Seitenbänder bei der symmetrischen Anpassung führt zu einem dazu, dass die Modulationspulse für die Datenübertragung kürzere Anstiegs-

und Abfallzeiten haben. Zum anderen ist dies auch für die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät von Vorteil, da auch hier die Seitenbänder zur Datenübertragung genutzt werden. Bei der symmetrischen Antennenanpassung kann also eine höhere Güte im Antennenschwingkreis verwendet werden als bei der asymmetrischen Anpassung. Dies hat zur Folge, dass mit symmetrisch angepassten Antennen bei gleicher Eingangsleistung und bei identischen Anstiegs- und Abfallzeiten der Modulationspulse mehr Lesereichweite erzielt werden kann (siehe auch [10]).

### 2.3.3 Verstimmung der Lesegerätantenne

Nähert sich ein Transponder dem Lesegerät, gibt es eine induktive Kopplung zwischen den beiden Antennenkreisen. Der Kopplungsfaktor  $k$  zweier Spulen kann theoretisch zwischen 0 und 1 liegen:  $k = 0$  bedeutet keine Kopplung und somit auch keine gegenseitige Beeinflussung beider Spulen,  $k = 1$  bedeutet beide Spulen werden vom selben Magnetfeld durchsetzt. Für den Kopplungsfaktor von Lesegerätantenne und Transponderantenne gilt normalerweise  $k \ll 1$ , also eine sehr geringe Kopplung [2]. Dabei variiert der Kopplungsfaktor abhängig von der Größe der beiden Antennen und dem Abstand beider Antennen. Ist die Lesegerätantenne z. B. wesentlich größer als die Transponderantenne, verändert sich der Kopplungsfaktor in Abhängigkeit des Abstandes nur begrenzt, da die Windungen der Leiterschleifen auch im Nullabstand nicht nah beieinander liegen. Sind die Antennen von Lesegerät und Transponder hingegen gleich groß, kommt es bei Nullabstand zu einem deutlich erhöhten Kopplungsfaktor in der Größenordnung von  $k \approx 0,5$ .

Zunächst soll betrachtet werden, inwiefern sich Induktivität und Güte der Lesegerätantenne durch Belastung mit der Reference-PICC oder der Metallplatte verändern. Dafür wurde die Lesegerätantenne von der restlichen Antennenanpassung getrennt und die Impedanz (S11-Parameter) der Antennenspule mit dem Netzwerkanalysator gemessen. Anschließend wurden nacheinander die Reference-PICC und die Metallplatte im Abstand von 2 cm zur Lesegerätantenne platziert. Tabelle 2.2 zeigt die Messergebnisse.

Tabelle 2.2: Kenndaten der Antennenspule in drei Belastungsfällen

	<b>L</b>	<b>R<sub>ant</sub></b>
<b>Unbelastet</b>	930 nH	2,4 $\Omega$
<b>Reference-PICC, x = 2 cm</b>	960 nH	4 $\Omega$
<b>Metall, x = 2 cm</b>	900 nH	4 $\Omega$

Durch Annähern eines Transponders wird ein zusätzlicher Resonanzkreis in die Schaltung der Lesegerätantenne eingekoppelt. Dadurch verändern sich Induktivität und Güte beider Antennen. Für die Seite des Lesegerätes bedeutet dies: Bei induktiver Kopplung mit einem Transponder wird die Lesegerätantenne verstimmt und belastet. Dadurch erhöht sich die Induktivität der Lesegerätantenne und es verringert sich die Güte durch die eingekoppelte Last. (siehe Tabelle 2.2). Mit der Erhöhung der Induktivität sinkt auch die Resonanzfrequenz des Antennenkreises. Die Impedanz des Antennenkreises des Lesegerätes ändert sich also durch Annäherung eines Transponders. Dieser Effekt kann bei der Messung der Impedanz zwischen TX1 und TX2 im Smith-Diagramm beobachtet werden: Die Impedanzkurve verformt sich und der Marker bei 13,56 MHz verschiebt sich. Je größer der Kopplungsfaktor, desto stärker ist die Antenne belastet und verstimmt und desto ausgeprägter ist die Verschiebung der Impedanzkurve im Smith-Diagramm. Auch durch Metall- und Masseflächen in der Nähe der Antenne kommt es zu einer Belastung und einer Verstimmung der Lesegerätantenne. Bei der Kopplung der Lesegerätantenne mit einer Metallfläche werden im Metall Wirbelströme induziert, das Metall wirkt wie ein Kurzschluss auf das Magnetfeld. Diese Belastung muss ebenfalls berücksichtigt werden, da Smartphones mit NFC-Technik den Antennenkreis ähnlich verstimmen wie eine Metallfläche. Wird die Lesegerätantenne durch Metall verstimmt, verringern sich Induktivität und Güte des Antennenkreises (siehe Tabelle 2.2). Die Folge ist eine Verschiebung der Resonanzfrequenz nach oben. Die Verstimmung durch Transponder bzw. metallische Last wirken sich also entgegengesetzt aus. Im Folgenden wird die Auswirkung der Verstimmung durch die EMVCo Reference-PICC auf die Impedanz des Antennenkreises gezeigt. Hierbei stellt sich ein wichtiger Unterschied zwischen asymmetrischer und symmetrischer Antennenanpassung heraus.

Die Impedanz einer verstimmt asymmetrisch angepassten Lesegerätantenne im Vergleich zur Impedanz ohne Verstimmung ist in Abbildung 2.14 dargestellt.

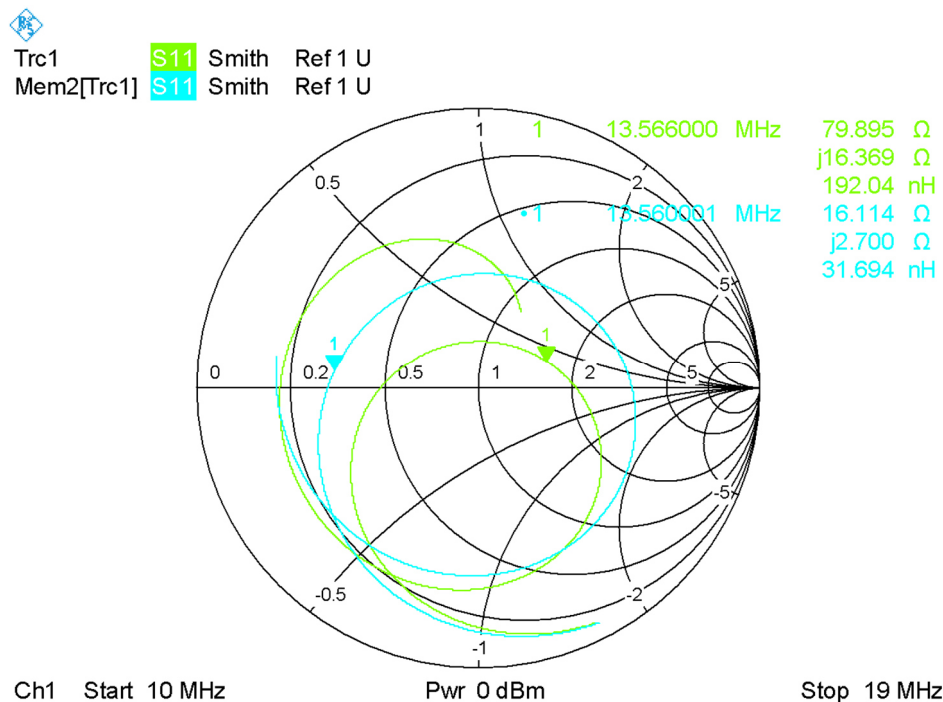


Abbildung 2.14: Verstimmung asymmetrisch angepasste Antenne. Blau: Impedanz ohne Verstimmung, grün: EMVCo Reference-PICC im Nullabstand

Im Smith-Diagramm ist zu erkennen, dass die Impedanz bei 13,56 MHz des asymmetrisch abgestimmten Antennenkreises bei Verstimmung durch die Reference-PICC steigt. Für die Impedanz sind Realteil und Imaginärteil von Bedeutung. Quadratisch addiert ergeben Real- und Imaginärteil den Betrag der Impedanz, der für den Strom des NFC-Reader-ICs maßgeblich ist. Die Verstimmung zu einer größeren Impedanz ist eine wichtige Eigenschaft der asymmetrischen Antennenanpassung. Zum einen wird so sichergestellt, dass der Strom des NFC-Reader-ICs bei jeder Kopplung mit einem Transponder oder bei der Annäherung einer Metallischen Last wie z. B. eines Smartphones niemals über das spezifizierte Stromlimit des ICs steigt. Zum anderen wird durch die Verstimmung auch die magnetische Feldstärke bei großer Kopplung begrenzt. Dadurch wird das Transponder-IC vor zu großen Feldstärken geschützt und die in ISO/IEC 14443 oder EMVCo festgelegten maximal erlaubten Feldstärken werden auch bei geringem Transponderabstand bzw. großer Kopplung nicht überschritten.

Bei Verstimmung eines symmetrisch angepassten Antennenkreises hingegen sinkt die Impedanz auf wenige Ohm, dargestellt im Smith-Diagramm in Abbildung 2.15. Das bringt zwei Nachteile mit sich: Das Stromlimit des NFC-Reader-ICs wird deutlich überschritten, was die Zerstörung des ICs zur Folge haben kann. Außerdem wird die magnetische Feldstärke bei geringem Transponderabstand größer, sodass die nach ISO/IEC 14443 oder EMVCo erlaubten maximalen Feldstärken ebenfalls überschritten werden. Ab einer Feldstärke von 12 A/m droht zusätzlich die Zerstörung des Transponder-ICs durch zu hohe Spannung [4].

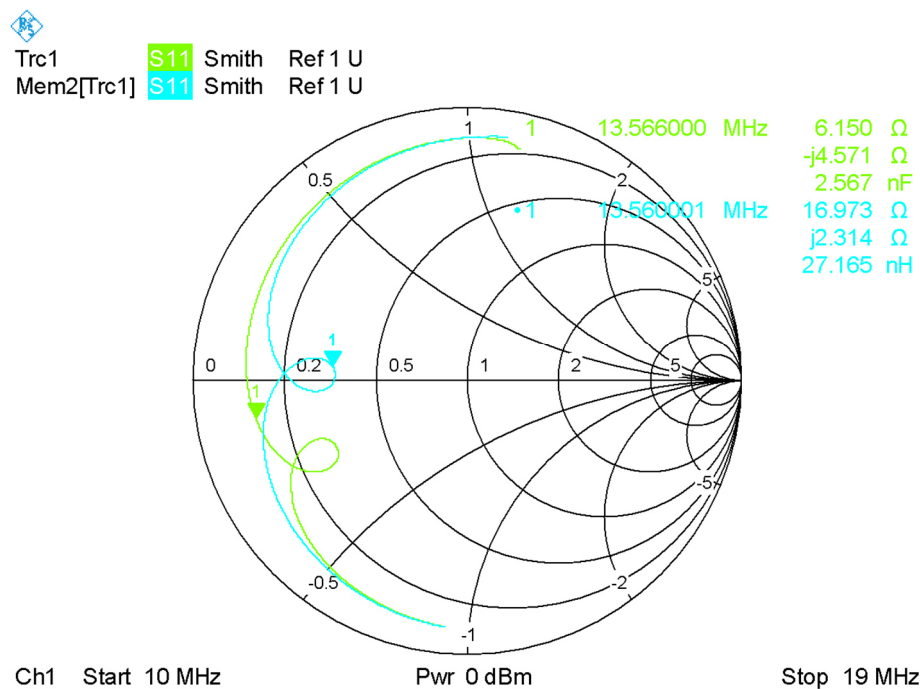


Abbildung 2.15: Verstimmung symmetrisch angepasste Antenne. Blau: Impedanz ohne Verstimmung, grün: Reference-PICC im Nullabstand

Bei Inbetriebnahme eines NFC-Lesegerätes mit normalem NFC-Reader-IC und symmetrisch angepasster Antenne besteht also bei geringer Distanz von Lesegerätantenne und Transponder die Gefahr der Fehlfunktion oder sogar Zerstörung beider NFC-ICs. Um die Vorteile der symmetrischen Antennenanpassung trotzdem nutzen zu können, verfügen die neuen NFC-Reader-ICs von NXP wie der PN5180 über eine integrierte Regelung der Ausgangsleistung. Diese Regelung wird „Dynamic Power Control“, abgekürzt DPC genannt [11].

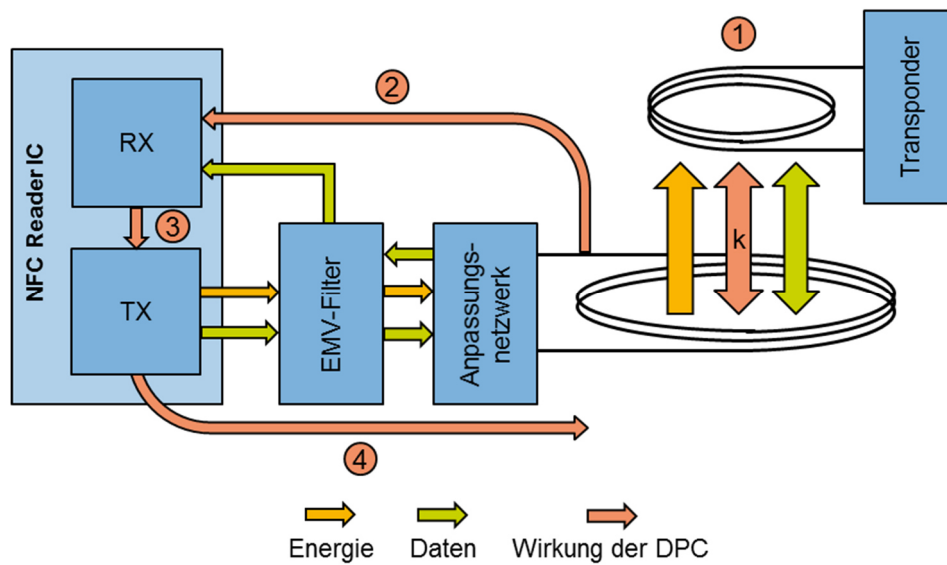
## 2.4 Dynamic Power Control (DPC)

Die DPC ist eine im NFC-Reader-IC integrierte Regelung der Ausgangsleistung, die die TX-Ausgangsspannung bei steigendem Strom herunterschaltet. Ziel dieser Regelung ist es, die symmetrische Antennenanpassung nutzbar zu machen, da diese Vorteile in den Bereichen Energie- und Datenübertragung bei loser Kopplung bzw. großer Distanz bietet. Mit dem Herunterschalten der TX-Ausgangsspannung bei größerer Kopplung werden die in Abschnitt 2.3.3 aufgezeigten Nachteile der symmetrischen Anpassung bei Verstimmung der Lesegerätantenne aufgehoben.

### 2.4.1 Prinzip der DPC

Ziel der DPC ist es, TX-Strom  $I_{TVDD}$  (siehe Abbildung 2.10), den das NFC-Reader-IC zum Erzeugen des Magnetfeldes benötigt, zu begrenzen. Zur Erfassung der Regelgröße, dem TX-Strom, wird die Amplitude der Spannung am EMV-Filter genutzt. Diese wird über den Receiver-Pfad in das NFC-Reader-IC eingekoppelt. Der Receiver eines NFC-Reader-ICs mit DPC verfügt über eine „Automatic Gain Control“ (AGC). Die AGC ist zum einen dafür zuständig, die Verstärkung des Empfänger-Signals abhängig von seinem Pegel zu variieren, damit der Signalpegel für die Weiterverarbeitung des RX-Datensignals immer gleich groß ist. Zum anderen liefert die AGC ein Maß für den Spannungspegel am EMV-Filter. Bei Korrelation von TX-Strom und dem Spannungspegel am EMV-Filter kann mithilfe des AGC-Wertes also auf den TX-Strom geschlossen werden [11]. Die Funktionsweise der DPC ist in Abbildung 2.16 dargestellt.





- ① Durch Kopplung mit einem Transponder wird die Lesegerätantenne verstimmt, die Impedanz sinkt und der TX-Strom steigt
- ② Die RX-Einheit detektiert den Anstieg des Spannungspegels am EMV-Filter
- ③ Befehl zum Schalten an die TX-Einheit
- ④ Die TX-Ausgangsspannung wird heruntersgeschaltet, der TX-Strom sinkt.

Abbildung 2.16: Funktionsprinzip der DPC

## 2.4.2 Korrelation zwischen TX-Strom und RX-Spannung

Eine wichtige Voraussetzung für das fehlerfreie Arbeiten der DPC ist die ausreichende Korrelation zwischen dem Strom, der in den Antennenkreis fließt und der Amplitude der am EMV-Filter ausgekoppelten RX-Spannung. Steigt der TX-Strom, so muss die Amplitude der RX-Spannung steigen.

Dass dieser Zusammenhang unter den gegebenen Voraussetzungen für die symmetrische Antennenanpassung gilt, kann mithilfe einer SPICE-Simulation gezeigt werden. Dafür werden die gesamte Anpassungsschaltung und das Ersatzschaltbild für die Antenne in der SPICE-Software aufgebaut. Die Gegentaktendstufe des NFC-Reader-ICs lässt sich am einfachsten durch zwei im Gegentakt betriebene Rechteck-Signalquellen mit einer Frequenz von 13,56 MHz und einem Innenwiderstand von je ca.  $1,5 \Omega$  nachbilden. Abbildung 2.17 zeigt die Simulationsschaltung.

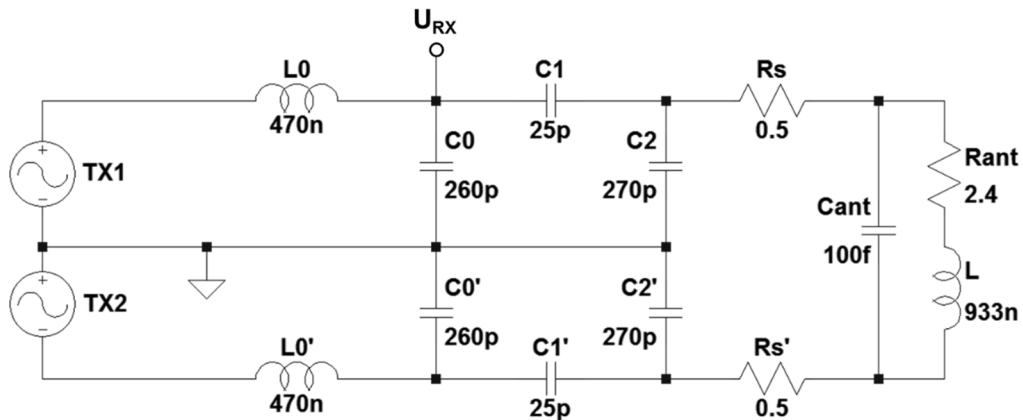


Abbildung 2.17: Simulationsschaltung

Die Schaltung muss im Zeitbereich simuliert werden, da die Betriebsfrequenz bei einem NFC-Lesegerät nicht variiert und die Schaltung einige Mikrosekunden zum Einschwingen benötigt. Aus diesem Grund wird die Funktion „Transient Analysis“, also Analyse des Zeitverhaltens verwendet. Es genügt dabei, wenn die Simulationsdauer  $10\mu\text{s}$  beträgt und die Schrittweite auf  $10\text{ns}$  gesetzt wird. Beispielhaft wird die Simulation für drei Belastungsfälle der Lesegerätantenne durchgeführt: unbelastet, belastet durch die Reference-PICC und belastet durch eine Metallplatte. Für die Simulation der Belastungsfälle werden die gemessenen Werte für die Antennenspule aus Tabelle 2.2 zugrunde gelegt.

In Abbildung 2.18 sind die Spannungsverläufe der RX-Spannung dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Amplitude der RX-Spannung in beiden Belastungsfällen, Reference-PICC und Metall, deutlich ansteigt.

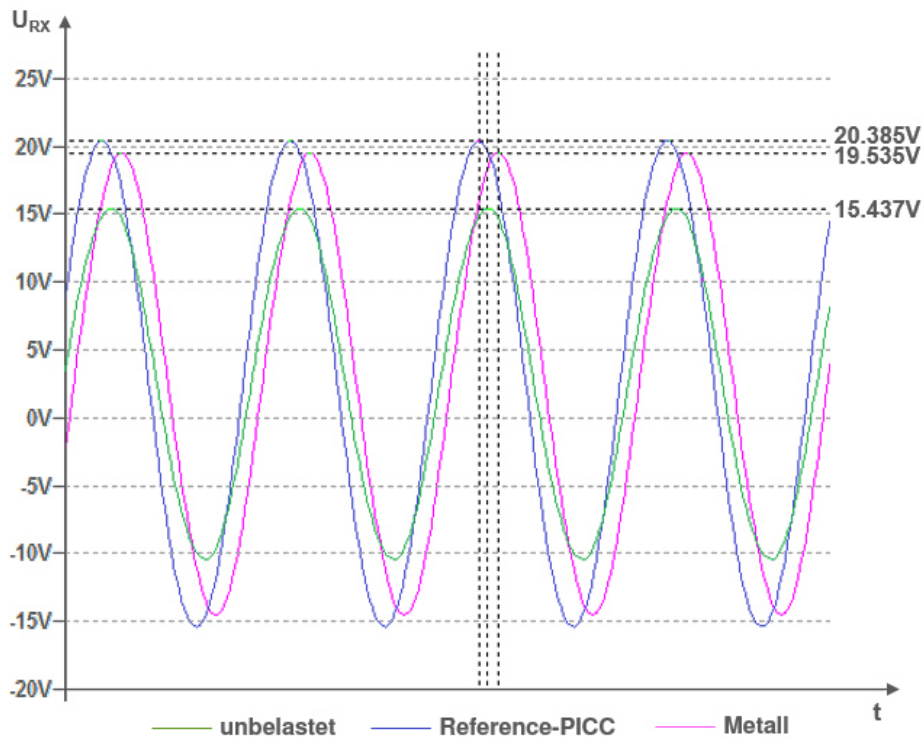


Abbildung 2.18: Simulation der RX-Spannung in drei Belastungsfällen

Ob diese Voraussetzung im jeweiligen Antennendesign gegeben ist, muss bei der Entwicklung eines Lesegerätes mit DPC geprüft werden. Hierzu kann ein „Korrelations-Test“ durchgeführt werden, bei dem TX-Strom und AGC-Wert bei beiden Belastungsfällen (Reference-PICC und Metall) in verschiedenen Distanzen gemessen werden [10]. Aus dieser Messung können Graphen wie in Abbildung 3.13: Korrelationsmessung erzeugt werden, die schnell erkennen lassen, ob Korrelation gegeben ist. Es kann gezeigt werden, dass die Korrelation von TX-Strom und RX-Spannung dann gegeben ist, wenn der Wert der EMV-Filter-Induktivität  $L_0$  mindestens halb so groß ist wie die Induktivität der Antenne [11]. Ebenso bedarf es vor Inbetriebnahme eines NFC-Lesegerätes mit DPC einer Kalibrierung der DPC: Im NFC-Reader-IC muss hinterlegt werden, bei welchen AGC-Wertebereichen welche Ausgangsstufe zu wählen ist [10]. Wird der Transponder entfernt, so schaltet die AGC die TX-Ausgangsspannung abhängig von den gesetzten Hysterese- und Schwellwerten wieder schrittweise herauf, sodass die volle Ausgangsleistung für große Lesereichweiten zur Verfügung steht.

## 3 Analoge DPC

Der Vergleich von symmetrischer und asymmetrischer Antennenanpassung zeigt, dass mit der symmetrischen Anpassung bei gleicher Eingangsleistung eine größere Lesereichweite erreicht werden kann. Wegen der in Abschnitt 2.3.3 beschriebenen unvorteilhaften Verstimmungseigenschaften kann die symmetrische Antennenanpassung bisher jedoch nur mit NFC-Reader-ICs mit DPC genutzt werden. Im Rahmen dieser Bachelorarbeit wurde eine Schaltung entwickelt, die die symmetrische Antennenanpassung mit Hilfe eines spannungsgesteuerten Kondensators und einem Hochfrequenz-Gleichrichter für alle NFC-Reader-ICs nutzbar macht: die analoge DPC. Die Idee für diese Antennenanpassung entstand bereits vor Beginn dieser Arbeit und wurde durch NXP patentiert [12].

### 3.1 Idee

Beide Anpassungsarten, symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung, haben Vorteile. Die symmetrische Anpassung ist für eine große Lesereichweite wünschenswert, gleichzeitig ist die asymmetrische Anpassung bezüglich ihrer Verstimmungseigenschaften vorteilhaft. Aus diesem Gedanken entstand die Idee, symmetrische und asymmetrische Antennenanpassung zu kombinieren. Ohne Transponder im Feld und bei sehr loser Kopplung soll die Antenne eine symmetrische Anpassung besitzen, damit die Lesereichweite maximal wird. Bei Belastung der Lesegerätantenne bei größerer Kopplung muss die symmetrische Anpassung zu einer asymmetrischen werden, um den TX-Strom und die Feldstärke zu begrenzen. Wie in 2.3.1 erläutert, wird über die Bauteile des EMV-Filters und die daraus resultierende Filterfrequenz festgelegt, ob die Antennenanpassung symmetrisch oder asymmetrisch ist. Wird die EMV-Filterfrequenz einer symmetrischen Anpassung erhöht, so verschiebt sie sich mehr und mehr zu einer asymmetrischen Anpassung (Näheres hierzu unter 2.3.1). Um die EMV-Filterfrequenz abhängig von der Belastung der Lesegerätantenne zu erhöhen, werden variable, spannungsgesteuerte Kondensatoren verwendet. Hierfür muss ein Teil der EMV-Filterkapazitäten  $C_0$  durch variable Kondensatoren ersetzt werden. Die

Steuerspannung soll wie bei der DPC des NFC-Reader-ICs aus dem RX-Spannungspegel gewonnen werden. Zur Übersicht ist in Abbildung 3.1 ein Blockschaltbild der analogen DPC dargestellt.

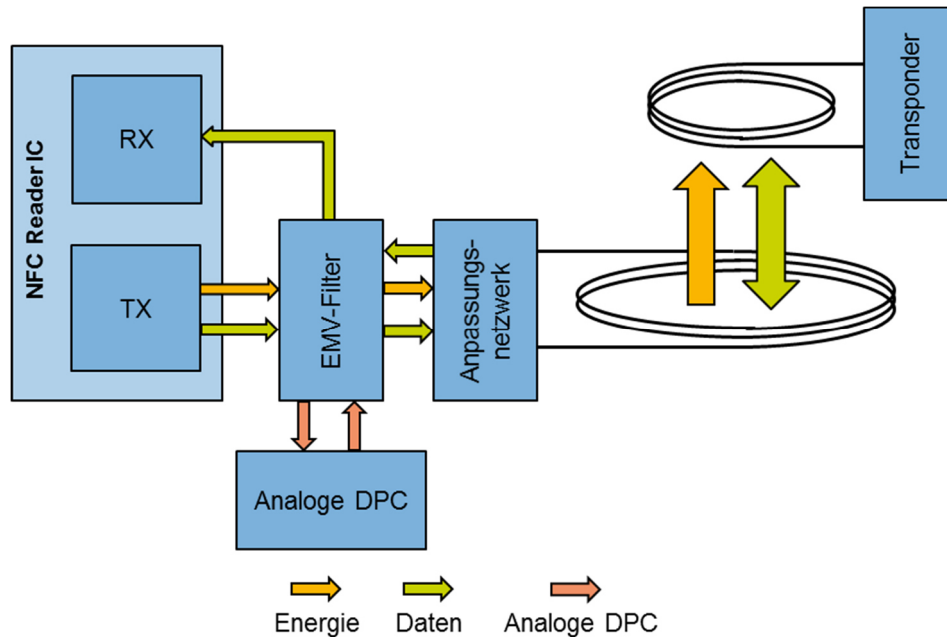


Abbildung 3.1: Blockschaltbild analoge DPC

Das Blockschaltbild lässt erkennen, dass die analoge DPC nur im Bereich des EMV-Filters wirkt. Aus der am EMV-Filter ausgekoppelten RX-Spannung soll die Regelgröße der analogen DPC gewonnen werden. Gleichzeitig wird die EMV-Filterkapazität  $C_0$  durch den Einsatz des spannungsgesteuerten Kondensators zum Stellglied der Regelung. Anhand des Blockschaltbildes lässt sich bereits erkennen, dass die analoge DPC nur in den Schaltungsteil des EMV-Filters eingreift. An den anderen Anpassungskomponenten muss keine Veränderung vorgenommen werden.

Zunächst wird betrachtet, wie sich die Impedanzkurve im Smith-Diagramm verändert, wenn die EMV-Filterfrequenz erhöht wird. Mit der Software RFSim99 wird die Schaltung der symmetrischen Antennenanpassung aus Abbildung 2.17: Simulationsschaltung mit zwei Werten für  $C_0$ , also zwei Filterfrequenzen simuliert. Um die Filterfrequenz zu erhöhen, wird die Kapazität von  $C_0 = 260 \text{ pF}$  auf  $C_0 = 200 \text{ pF}$  verringert. Daraus können mit Formel (3.1) die Grenzfrequenzen des EMV-Filters für beide Fälle berechnet werden.

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}} \quad (3.1)$$

$$f_{g(C_0=260pF)} = 14,2 \text{ MHz}$$

$$f_{g(C_0=200pF)} = 16,2 \text{ MHz}$$

Zusätzlich werden bei reduziertem  $C_0$  Antenneninduktivität und Antennengüte verändert, um die Verstimmung der Lesegerätantenne durch einen Transponder zu simulieren. Dafür werden die Messwerte aus Tabelle 2.2 für die Reference-PICC im Abstand von 2 cm verwendet.

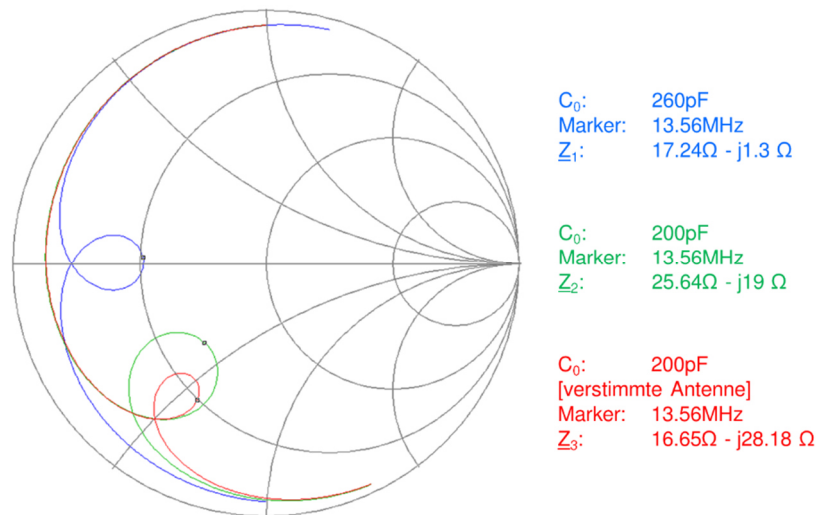


Abbildung 3.2: Simulation Antennenanpassung für  $C_0 = 260 \text{ pF}$  und  $C_0 = 200 \text{ pF}$  (unbelastet und verstimmt)

Die Simulation zeigt, dass sich die symmetrische Antennenanpassung (blaue Impedanzkurve) allein durch Verringern des Kapazitätswertes  $C_0$  stark in den kapazitiven Bereich des Smith-Diagramms verschiebt (grüne Impedanzkurve). Wird die Antennenanpassung mit verringertem  $C_0$  nun durch die Belastung der Reference-PICC verstimmt, so steigt der Betrag der Impedanz weiter (rote Impedanzkurve). Mit den Formeln (3.2) bis (3.4) werden die Beträge aller bei 13,56 MHz gemessenen Impedanzen berechnet.

$$|\underline{Z}_1|_{C_0=260pF} = \sqrt{RE\{\underline{Z}_1\}^2 + Im\{\underline{Z}_1\}^2} = 17,3 \Omega \quad (3.2)$$

$$|\underline{Z}_2|_{C_0=200pF} = \sqrt{RE\{\underline{Z}_2\}^2 + Im\{\underline{Z}_2\}^2} = 31,9 \Omega \quad (3.3)$$

$$|\underline{Z}_3|_{\text{verstimmt}} = \sqrt{RE\{\underline{Z}_3\}^2 + Im\{\underline{Z}_3\}^2} = 32,7 \Omega \quad (3.4)$$

Die Verschiebung der symmetrischen Antennenanpassung in Richtung der asymmetrischen Anpassung kann also allein durch Reduzieren der EMV-Filterkapazität  $C_0$  geschehen. Wird nur  $C_0$  verringert, erhält man bei 13,56 MHz allerdings keine asymmetrische Anpassung nahe der reellen Achse des Smith-Diagramms. Hierfür müssten auch die anderen Anpassungskapazitäten verändert werden. Vielmehr wird die Symmetrieachse der symmetrischen Anpassung durch das bloße Reduzieren von  $C_0$  gegen den Uhrzeigersinn um den Mittelpunkt des Smith-Diagramms gedreht (siehe grüne Impedanzkurve in Abbildung 3.2).

Aus der Simulation kann jedoch eine wichtige Erkenntnis gewonnen werden: Allein durch das Reduzieren der EMV-Filterkapazität  $C_0$  steigt der Betrag der Impedanz der Antennenschaltung. Bei reduziertem  $C_0$  und Verstimmung der Antenne durch die Reference-PICC oder Metall steigt die betragsmäßige Impedanz der Antennenschaltung weiter, ähnlich wie bei der asymmetrischen Antennenanpassung.

## 3.2 Spannungsgesteuerter Kondensator

Für die analoge DPC werden neue, spannungsgesteuerte Kondensatoren der Firma Murata verwendet. Diese spannungsgesteuerten Kondensatoren werden für unterschiedliche Anwendungen in verschiedenen Baugrößen und mit verschiedenen Kapazitäten hergestellt. Die Kapazität kann bei diesen Kondensatoren mit einer Gleichspannung kontinuierlich, also stufenlos gesteuert werden. Der Kapazitätswert lässt sich so um bis zu 50% der Maximalkapazität variieren. Die spannungsgesteuerten Kondensatoren besitzen vier Anschlüsse: jeweils zwei für Steuerspannung ( $V_{\text{tune}}$ , GND) und Kondensator (Port 1, Port 2). Ein Schaltbild aus der Dokumentation von Murata ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

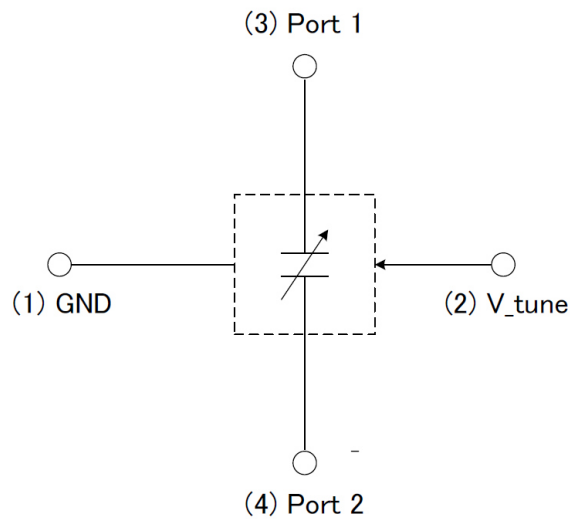


Abbildung 3.3: Schaltbild spannungsgesteuerten Kondensator. Quelle: Murata

Für die analoge DPC wird der spannungsgesteuerte Kondensator LXRWGFV201-051EVB verwendet. Dieser ist neu und noch nicht auf dem Markt verfügbar, daher gibt es noch kein offizielles Datenblatt. Die von Murata mitgeteilten Kenndaten des Kondensators sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Tabelle 3.1 Kenndaten des spannungsgesteuerten Kondensators

<b>LXRWGFV201-051EVB</b>	
Steuerspannung	0...5V
Kapazität max. ( $V_{\text{tune}} = 0\text{V}$ )	200 pF
Kapazität min. ( $V_{\text{tune}} = 5\text{V}$ )	100 pF
Spannungsfestigkeit	max. $50V_{\text{pp}}$
Anwendung	wireless charging

Dieser spannungsgesteuerte Kondensator ist ursprünglich für die Antennenanpassung für das kontaktlose Laden von Smartphones vorgesehen. Murata hat angekündigt, speziell für NFC einen anderen Typen mit dem selben Kapazitätsbereich und selber Spannungsfestigkeit bei niedrigerem Preis und kleinerer Bauform zu entwickeln. Dieser war jedoch zur Zeit der Evaluierung der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Schaltung noch nicht verfügbar, daher wurden alle Messungen mit dem Typ LXRWGFV201-051EVB mit den oben genannten Kenndaten durchgeführt.



Zunächst soll die Kapazität in Abhängigkeit von der Steuerspannung  $V_{\text{tune}}$  gemessen werden, um den Kapazitätsverlauf bei verschiedenen Steuerspannungen zu überprüfen. Dafür wird die Steuerspannung  $V_{\text{tune}}$  mittels eines Labornetzgerätes in kleinen Schritten variiert und die Kapazität an Port 1 und Port 2 mit dem Netzwerkanalysator bei 13,56 MHz (S11-Parameter) ermittelt. Das Messergebnis zeigt Abbildung 3.4.

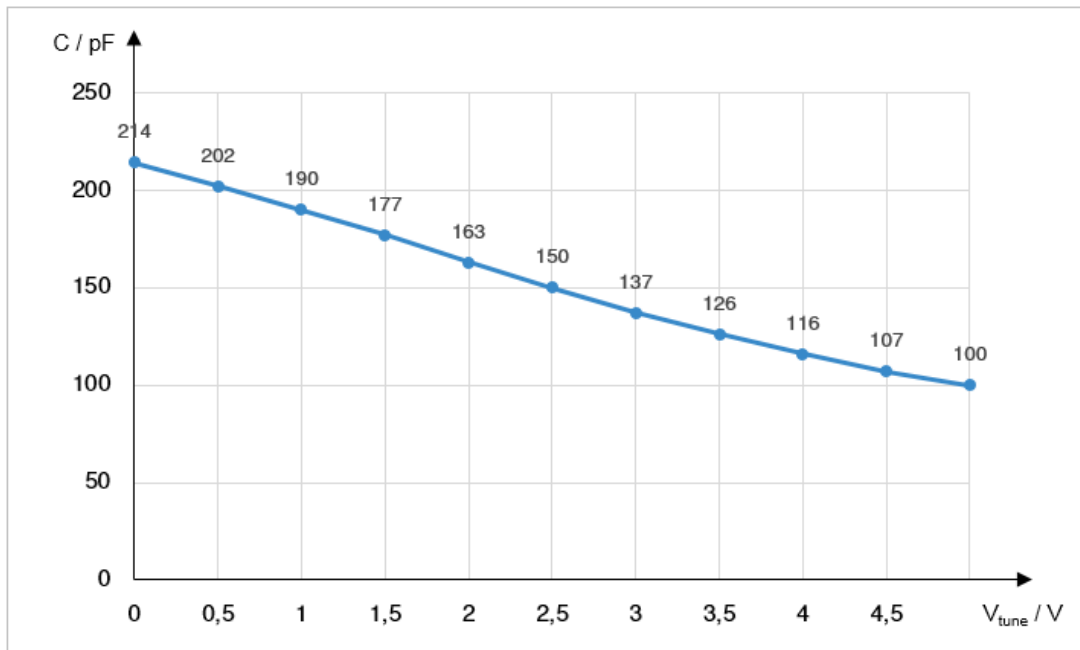


Abbildung 3.4: Kapazität in Abhängigkeit der Steuerspannung

Es ist zu erkennen, dass die Kurve fast linear und monoton fallend verläuft. Für die Idee einer Regelung mithilfe dieses spannungsgesteuerten Kondensators ist der Kurvenverlauf geeignet.

Ein weiterer wichtiger Parameter des spannungsgesteuerten Kondensators ist seine Linearität. Das bedeutet, dass er die selbe Kapazität und auch die selben Verluste bei verschiedenen Eingangsspannungen besitzt. Laut den Angaben von Murata soll sich der spannungsgesteuerte Kondensator wie ein Festkondensator weitgehend linear verhalten. Mithilfe einer S11-Parameter-Messung bei zwei verschiedenen Leistungen soll dies verifiziert werden. Hierfür wurde ein Messaufbau bestehend aus einem Netzwerkanalysator, einem 1W-Verstärker und einem Koppler verwendet. Mit diesem Aufbau kann die S11-Parameter-Messung mit einer Leistung von 30 dBm, also einem Watt durchgeführt werden. Diese Leistung entspricht in etwa der Leistung, die auch vom NFC-Reader-IC in die Antennenschaltung eingekoppelt wird. Um eine Aussage bezüglich der Linearität treffen zu können, muss

die selbe Messung auch bei einer geringeren Leistung (0 dBm, entspricht 1 mW) durchgeführt werden.

Die Messergebnisse für beide Leistungsstufen sind in Tabelle 3.2 dargestellt. Aus der Impedanz  $\underline{Z}$  wurden Kapazität  $C$ , der serielle Verlustwiderstand  $R_{ESR}$  und auch die Güte  $Q$  berechnet.

Tabelle 3.2: Messergebnis spannungsgesteuerter Kondensator bei 13,56 MHz

	$\underline{Z}$	$C$	$R_{ESR}$	$Q$
<b>0 dBm (1 mW)</b>	$(2,7 - j55) \Omega$	214 pF	2,7 $\Omega$	20
<b>30 dBm (1 W)</b>	$(3,5 - j54) \Omega$	218 pF	3,5 $\Omega$	15

Der Realteil der Impedanz  $\underline{Z}$  bzw. der Verlustwiderstand  $R_{ESR}$  kann mit dem Netzwerkanalysator nur relativ ungenau gemessen werden, da der Realteil wesentlich geringer ist als der Imaginärteil. Für eine Abschätzung der Güte der spannungsgesteuerten Kondensatoren sind die Messwerte jedoch ausreichend genau. Mit der Berechnungsformel (3.5) wird die Güte eines Kondensators mit dem vereinfachten Ersatzschaltbild einer Reihenschaltung von Kapazität und Verlustwiderstand  $R_{ESR}$  berechnet.

$$Q = \frac{X_C}{R_{ESR}} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R_{ESR}} \quad (3.5)$$

Die Güte der spannungsgesteuerten Kondensatoren liegt je nach Leistung in etwa bei  $Q \approx 15 \dots 20$  und ist im Vergleich zu der Güte von Festkondensatoren des Typs NP0 gering, hier liegt die Güte in der Größenordnung von  $Q \approx 1000$ .

Den Messergebnissen ist zu entnehmen, dass sich der spannungsgesteuerte Kondensator bezüglich seiner Kapazität im Leistungsbereich von 1 mW...1 W tatsächlich nahezu linear verhält. Die leichte Abweichung der Kapazität ist verhältnismäßig gering und könnte auch auf Ungenauigkeiten bei der Messung zurückzuführen sein. Bei größerer Leistung steigen jedoch die Verluste des Kondensators, sodass die Güte mit zunehmender Leistung geringer wird. Folglich kann der spannungsgesteuerte Kondensator nicht als lineares Bauteil bezeichnet werden. Um abschätzen zu können, ob die Änderung des Verlustwiderstands über die Leistung relevant für die Funktionsweise der analogen DPC ist, wurde zusätzlich die Impedanz der gesamten Antennenschaltung (siehe Abbildung 3.5: Antennenanpassung mit analoger DPC) gemessen. Bei dieser Messung hat sich gezeigt, dass sich die Impedanz bei den eingespeisten Leistungen von 0 dBm und 30 dBm nur in der Nachkommastelle

verändert. Daraus kann geschlossen werden, dass die Nichtlinearität des spannungsgesteuerten Kondensators bezüglich des Verlustwiderstandes keine Auswirkungen auf die Antennenanpassung und die Funktion der analogen DPC hat.

### 3.3 Antennenanpassung für die analoge DPC

Für die analoge DPC kommt die symmetrische Antennenanpassung zum Einsatz. Die Impedanz der Antennenschaltung sollte auch für die Analoge DPC im Bereich von  $15 \dots 30 \Omega$  liegen. Die Besonderheit der Antennenanpassung für die analoge DPC besteht in den spannungsgesteuerten Kondensatoren, die als Teil der EMV-Filterkapazität  $C_0$  eingesetzt werden. Die spannungsgesteuerten Kondensatoren müssen so mit Festkondensatoren kombiniert werden, dass die Antennenanpassung bei unbelasteter Antenne symmetrisch ist. Die spannungsgesteuerten Kondensatoren haben im unbelasteten Fall ihren Maximalwert, also nach den Messergebnissen aus Abbildung 3.4  $C_{V,max} = 214 \text{ pF}$ . Da beim Einsatz von zwei spannungsgesteuerten Kondensatoren nicht sichergestellt werden kann, dass beide bei identischer Steuerspannung auch exakt den selben Kapazitätswert haben, werden sie nicht wie die Festkondensatoren  $C_0$  mit der Masse  $TV_{SS}$  verbunden sondern bilden gemeinsam mit dem zusätzlichen Festkondensator  $C_S$  eine Reihenschaltung. Diese gesamte Reihenschaltung liegt parallel zu beiden Festkondensatoren  $C_0$ . Dies hat keinen Einfluss auf die Symmetrie der Anpassungsschaltung. Den Schaltungsaufbau der Anpassungsschaltung mit analoger DPC zeigt Abbildung 3.5, die Bauteilwerte sind Tabelle 3.3 zu entnehmen.

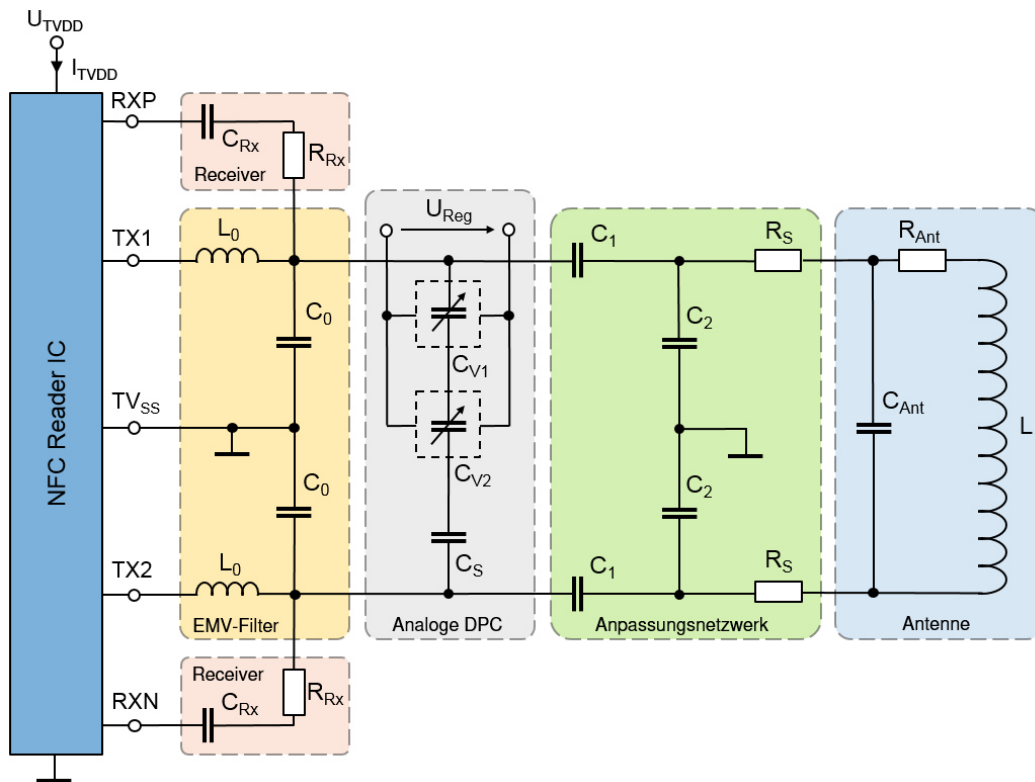


Abbildung 3.5: Antennenanpassung mit analoger DPC

Mit der Serienkapazität  $C_S$  der Anpassungsschaltung kann der Einfluss der spannungsgesteuerten Kondensatoren und ihrer geringen Güte verringert werden. Je kleiner der Kapazitätswert von  $C_S$ , desto kleiner ist die Gesamtkapazität des Blocks „Analoge DPC“ mit den niedergütigen spannungsgesteuerten Kondensatoren und desto größer können die hochgütigen Festkondensatoren  $C_0$  ausgelegt werden. Allerdings verringert sich durch ein kleineres  $C_S$  auch der Regelbereich der analogen DPC, da der Einfluss der Kapazitätsänderung der spannungsgesteuerten Kondensatoren  $C_{V1}$  und  $C_{V2}$  einen geringeren Einfluss auf die Gesamtkapazität des EMV-Filters hat. In Abbildung 3.6 ist der Kapazitätsbereich der EMV-Filterkapazität über die Steuerspannung bei verschiedenen Werten von  $C_S$  dargestellt. Dabei haben alle Kombinationen die selbe Gesamtkapazität von  $C_{EMV,ges} = 260$  pF bei  $U_{Reg} = 0$  V.

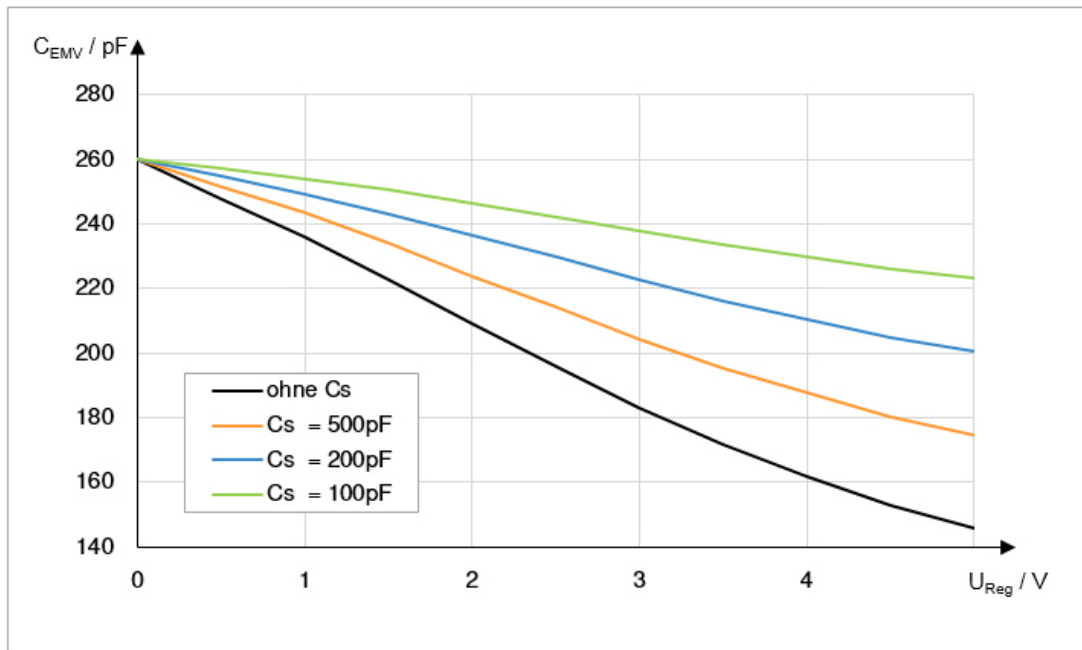


Abbildung 3.6: Regelbereich bei verschiedenen Serienkapazitäten

Für die Antennenanpassung der 65x65mm-Antenne des Kunden-Evaluations-Boards hat sich der Einsatz eines Serienkondensators in der Größenordnung von  $C_s \approx 500 \text{ pF}$  bewährt. Zum einen ist so ein ausreichendes Regelverhalten sichergestellt, zum anderen ist die Güte des Gesamtsystems ausreichend groß, um sehr gute Lesereichweiten zu erzielen. Letztendlich wurden in der Schaltung  $C_s = 470 \text{ pF} + 39 \text{ pF}$  verbaut.

Der gütebedämpfende Widerstand wurde zu  $R_s = 0,5 \Omega$  gewählt. Mit diesem Wert sind die Anstiegs- und Abfallzeiten der Modulationspulse vergleichbar mit denen des unveränderten Kunden-Evaluations-Boards CLEV6630B.

Tabelle 3.3: Bauteilwerte der Antennenanpassung

	Bauteil	Wert
<b>EMV-Filter</b>	$L_0$	470 nH
	$C_0$	68 pF + 15 pF
<b>Analoge DPC</b>	$C_{V1}, C_{V2}$	214 pF...100 pF
	$C_S$	470 pF + 39 pF
<b>Anpassung</b>	$C_1$	15 pF + 10 pF
	$C_2$	270 pF
	$R_S$	0,5 $\Omega$
<b>Antenne</b>	$L$	930 nH
	$R_{Ant}$	2,4 $\Omega$
	$C_{Ant}$	0,1 pF

Aus den Bauteilwerten des EMV-Filters und der analogen DPC können mithilfe von Formel (3.6) die Grenzfrequenzen für das EMV-Filter berechnet werden.

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot \left[ \left( \frac{1}{C_{V1}} + \frac{1}{C_{V2}} + \frac{1}{C_S} \right)^{-1} / 2 + C_0 \right]}} \quad (3.6)$$

Für maximale Kapazität von  $C_{V1}, C_{V2} = 214$  pF:

$$f_{g_{min}} = 14,4 \text{ MHz}$$

Für minimale Kapazität von  $C_{V1}, C_{V2} = 100$  pF:

$$f_{g_{max}} = 20,5 \text{ MHz}$$

Die Antennenanpassung für die analoge DPC mit der Abbildung 3.5 dargestellten Schaltung und den Bauteilwerten aus Tabelle 3.3 ergibt die folgende Impedanzkurve im Smith-Diagramm. Wie in Abbildung 3.7 zu erkennen ist, liegt die Impedanz bei 13,56 MHz bei maximaler Kapazität von  $C_{V1}, C_{V2} = 214$  pF bei etwa 22  $\Omega$ .

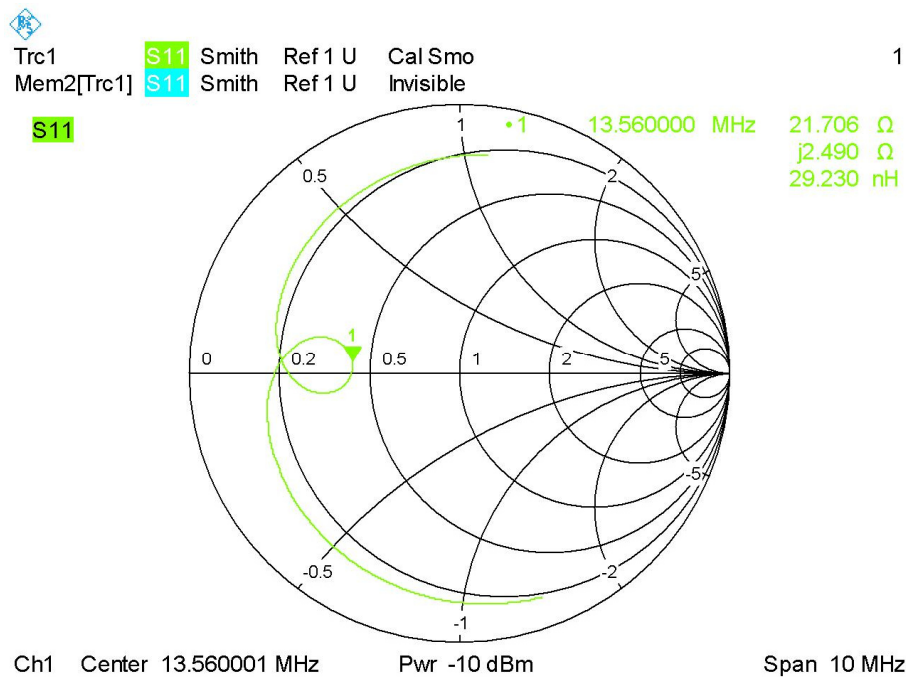


Abbildung 3.7 Impedanz der Antennenanpassung mit analoger DPC

### 3.4 Steuerspannung

Für den Regelkreis der analogen DPC muss die Regelgröße, also ein Maß für die Verstimmung der Lesegerätantenne, erfasst werden. Ausschlaggebend für die Verstimmung der Lesegerätantenne ist die Kopplung mit einem Transponder oder metallischer Last. Bei der DPC des NFC-Reader-ICs wird hierfür die RX-Spannung genutzt. Im Abschnitt 2.4.2 wird gezeigt, dass die Amplitude der RX-Spannung mit dem TX-Strom korreliert. Für die symmetrische Antennenanpassung bedeutet dies: Je größer der Kopplungsfaktor, desto größer der TX-Strom und desto größer ist auch die Amplitude der RX-Spannung. Durch die Amplitude der RX-Spannung kann also auf die Verstimmung der Lesegerätantenne geschlossen werden.

Deshalb soll auch für die analoge DPC die RX-Spannung zur Erfassung der Regelgröße genutzt werden. Da der spannungsgesteuerte Kondensator eine Gleichspannung als Steuerspannung benötigt, muss die am EMV-Filter anliegende Wechselspannung gleichgerichtet werden. Da am EMV-Filter je nach Antennenanpassung Spannungen von  $10 V_p$  bis  $40 V_p$  auftreten, muss die Spannung zudem mittels eines Spannungsteilers reduziert werden. Um eine Gleichspannung ohne Welligkeit zu erhalten, wird die reduzierte, gleichgerichtete

Spannung mit einem Kondensator geglättet. Die Struktur der Gleichrichterschaltung ist in Abbildung 3.8 dargestellt.

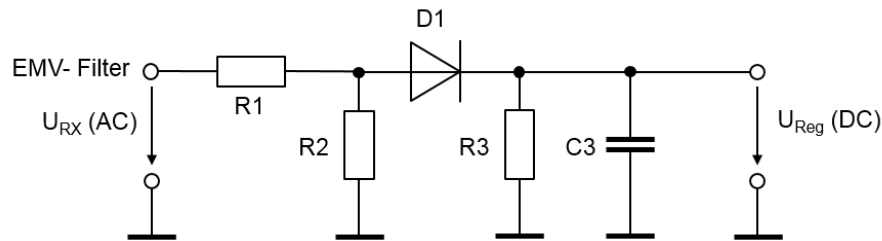


Abbildung 3.8: Struktur der HF-Gleichrichterschaltung

In der HF-Gleichrichterschaltung fungiert D1 als Gleichrichterdiode, R1 und R2 bilden den Spannungsteiler und R3 dient dazu, einen definierten Stromfluss durch die Diode sicherzustellen und den Glättungskondensator C3 zu entladen. Die Dimensionierung der Schaltungselemente ist nicht ohne weiteres zu berechnen. Beispielsweise hat die Wahl der Diode wegen ihrer nichtlinearen, parasitären Kapazitäten großen Einfluss auf das Verhalten des HF-Gleichrichters.

### 3.4.1 Gleichrichterdiode

Bei der Wahl der Gleichrichterdiode für den HF-Gleichrichter müssen parasitäre Eigenschaften der Diode berücksichtigt werden. Bei einer Frequenz von 13,56 MHz machen sich Parameter wie die Sperrverzögerungszeit der Diode bemerkbar. Die Sperrverzögerungszeit oder auch Rückwärtserholzeit  $t_{rr}$  ist die Zeit, die die Diode benötigt, um vom leitenden Zustand in den Sperrzustand überzugehen. Während des Umschaltvorganges findet am PN-Übergang ein Ladungsausgleich statt, die Ladungsträger fließen noch für die Zeit von  $t_{rr}$  entgegengesetzt der Durchlassrichtung bevor die Diode sperrt. Die Hauptursache für die Sperrverzögerungszeit sind parasitäre Kapazitäten am PN-Übergang, die sich in Abhängigkeit der Diodenspannung nichtlinear ändern. Bei Schottky-Dioden ist die Sperrverzögerungszeit im Allgemeinen deutlich geringer als bei herkömmlichen Silizium-Dioden. Allerdings ist die maximale Sperrspannung bei Schottky-Dioden geringer. Bei der Auswahl der Diode muss die maximale Sperrspannung ebenfalls berücksichtigt werden, da in dieser Anwendung Sperrspannungen von über 20 V auftreten können. Die Gleichrichterschaltung wurde mit verschiedenen Dioden betrieben, darunter waren Schottky-Dioden und schnelle Standard-Silizium-Dioden. Die Qualifizierung erfolgte mit der Schottky-Diode 1PS76SB70 aus der BAS70-Serie vom Hersteller Nexperia.



### 3.4.2 Offset der Steuerspannung

Für die Gewinnung der Steuerspannung wird die RX-Spannung am EMV-Filter der Antennenanpassung genutzt. Wie in Abbildung 2.18 zu erkennen ist, hat die RX-Spannung auch im unbelasteten Fall eine Amplitude von ca. 15 V. Diese Spannung liefert nach dem Spannungsteiler und der HF-Gleichrichtung eine Gleichspannung größer als null Volt. Damit hat die Steuerspannung  $V_{\text{tune}}$  einen gewissen Offset, der sich nicht vermeiden lässt. Der Kapazitätsbereich der spannungsgesteuerten Kondensatoren soll aber möglichst gut ausgenutzt werden, sodass die Steuerspannung bei unbelasteter Antenne möglichst 0 V betragen soll. Aus diesem Grund wird der Anschluss „GND“ des spannungsgesteuerten Kondensators nicht mit Masse verbunden, sondern erhält ebenso wie die Steuerspannung  $V_{\text{tune}}$  einen Offset. Der Einfachheit halber wird der Anschluss „GND“ des spannungsgesteuerten Kondensators deshalb mit der Versorgungsspannung  $V_{\text{dd}} = 5 \text{ V}$  verbunden.

### 3.4.3 Dimensionierung der Schaltung

Die tatsächliche Regelspannung  $U_{\text{Reg}}$  wird zwischen den Steueranschlüssen des spannungsgesteuerten Kondensators gemessen. Wegen des Offsets des GND-Anchlusses von  $U_{\text{Offset}} = 5 \text{ V}$  muss der Spannungsteiler aus R1 und R2 so ausgelegt werden, dass die Steuerspannung  $V_{\text{tune}}$  bei unbelasteter Antenne  $V_{\text{tune}} \geq 5 \text{ V}$  beträgt. Denn dann gilt bei unbelasteter Antenne:  $U_{\text{Reg}} \geq 0 \text{ V}$ . Die Gleichrichterschaltung ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

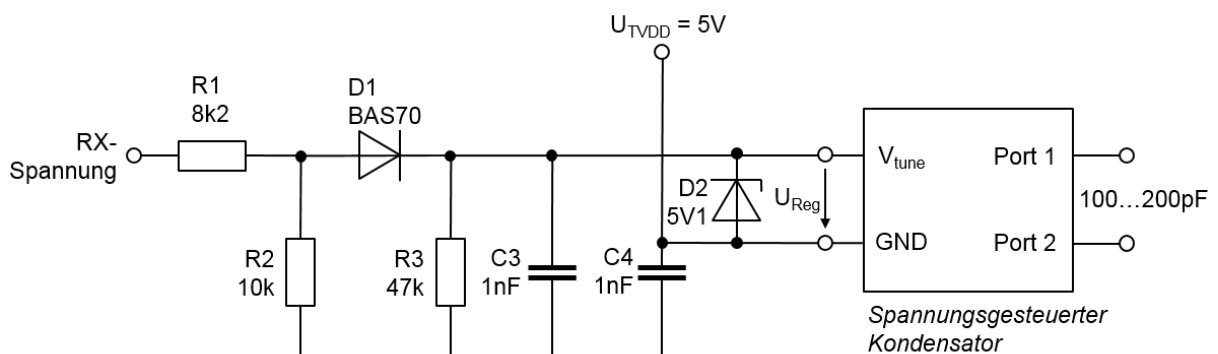


Abbildung 3.9: HF-Gleichrichterschaltung

Der Widerstand R3 soll lediglich einen definierten Stromfluss durch die Gleichrichterdiode D1 gewährleisten und den Glättungskondensator C3 entladen, ohne zu großen Einfluss auf

den Spannungsteiler zu nehmen. Daher wurde  $R3 = 47 \text{ k}\Omega$  gewählt. Der Glättungskondensator  $C3$  soll die Welligkeit der 13,56 MHz Trägerspannung gänzlich unterdrücken. Zudem soll er die Modulationspulse von Typ A mit einer Dauer von  $T_{\text{mod}} = 3\mu\text{s}$  unterdrücken, damit es während der Datenübertragung nicht erneut zu einem Einschwingverhalten der Regelung kommt. Gleichzeitig muss der Regelkreis schnell genug auf die Verstimmung der Antenne reagieren. Um beide Anforderungen zu erfüllen, wurde der Wert von  $C3 = 1\text{nF}$  gewählt. Bei diesem Wert sind die Modulationspulse in der Steuerspannung nicht mehr sichtbar, aber die Regelung passt sich wechselnden Antennenbelastungen schnell genug an.

Die HF-Gleichrichterschaltung enthält zusätzlich eine Z-Diode, die zwei Aufgaben übernimmt: Zum einen begrenzt sie die Regelspannung auf  $U_{\text{Reg}} \leq 5,1 \text{ V}$  um den spannungsgesteuerten Kondensator zu schützen. Zum anderen sorgt die Z-Diode in ihrer normalen Diodenfunktion in Durchlassrichtung dafür, dass die Spannung  $U_{\text{Reg}}$  nicht negativ wird bzw. nicht kleiner als  $U_{\text{Reg}} \approx -0,7 \text{ V}$  wird. Sind die Treiberausgänge des NFC-Reader-ICs bei ausgeschaltetem Feld hochohmig, liegt  $V_{\text{tune}}$  über  $R3$  auf Massepotential. Ohne die Z-Diode wäre  $U_{\text{Reg}} = -5 \text{ V}$ . Laut Herstellerankunft ist eine negative Steuerspannung für den spannungsgesteuerten Kondensator zwar unkritisch. Dennoch ist es für das Einschaltverhalten von Vorteil, wenn die Steuerspannung  $U_{\text{Reg}}$  bei ausgeschaltetem Feld bereits bei ca. null Volt liegt, um Einschwingeffekte zu minimieren.

### 3.5 Leiterplattenentwurf

Im Rahmen dieser Arbeit wurde aus der in 3.4 beschriebenen Schaltung ein Leiterplattenlayout entworfen. Eine Anforderung dabei war, dass die Leiterplatte mit der analogen DPC auf vorhandene Stiftleistenverbinder (HF-Schnittstelle) des Kunden-Evaluations-Boards CLEV6630B aufgesteckt werden kann (siehe Abbildung 2.7: CLEV6630B Evaluations-Board). So soll den Kunden ein Vorschlag für die Implementierung der analogen DPC mit dem NFC-Reader-IC CLRC663 angeboten werden.

Das Layout wurde mit der Software EAGLE entwickelt. Da der spannungsgesteuerte Kondensator noch nicht auf dem Markt verfügbar ist, gibt es kein entsprechendes Bauteil in der EAGLE-Bibliothek. Deshalb musste zunächst ein neues Bauteil bestehend aus Schaltplansymbol und Gehäuse erzeugt werden. Das Schaltplansymbol wurde ähnlich wie das Schaltzeichen von Murata gewählt. Die Gehäuseabmessungen und die Größe der Anschluss-Pads mussten anhand der Muster aufgrund fehlender Dokumentation durch Messen ermittelt werden. Abbildung 3.10 zeigt das in EAGLE erstellte Bauteil mit zwei Gehäuseformen: das Gehäuse der LXRW19-Serie (2), die Murata für NFC-Antennenanpassung entwickelt und das Gehäuse der größeren LXRWGFV-Serie (3), die im Rahmen dieser Arbeit verwendet wurde.

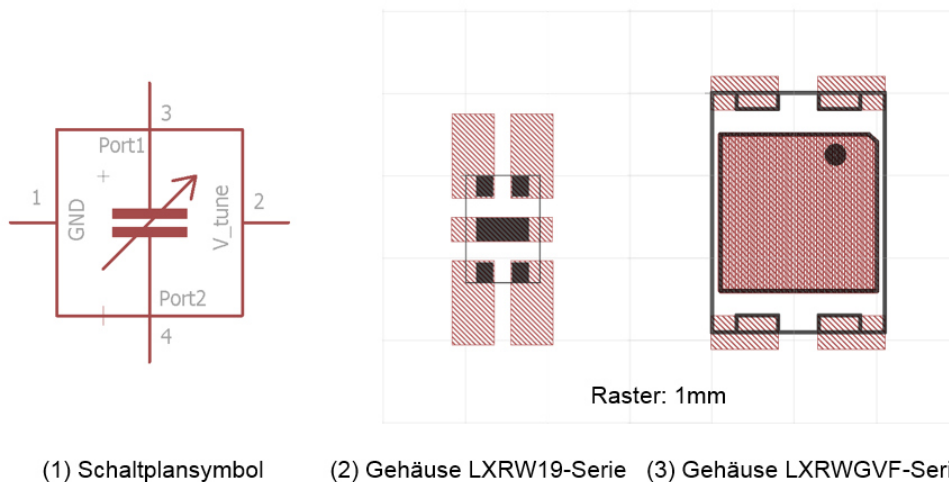


Abbildung 3.10: EAGLE-Bauteil spannungsgesteuerter Kondensator

Für die spätere Anwendung der analogen DPC sollen ausschließlich die für NFC-Anpassungsschaltungen bestimmten Kondensatoren der LXRW19-Serie verwendet werden. Da diese zum Zeitpunkt der Entwicklung der analogen DPC noch nicht zur Verfügung standen, musste zunächst eine Leiterplatte für das LXRWGVF-Gehäuse erstellt werden. Für die spätere Qualifizierung mit den LXRW19-Kondensatoren wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Mehrnutzen-Leiterplatte für beide Gehäuse der spannungsgesteuerten Kondensatoren sowie eine platzsparende Version der Leiterplatte erstellt.

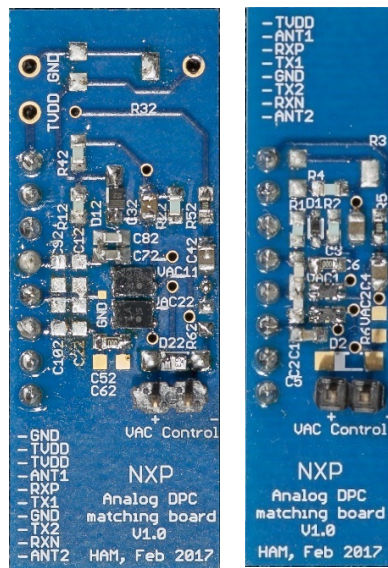


Abbildung 3.11: Bestückte Leiterplatten: links mit LXRWGVF, rechts mit LXRW19

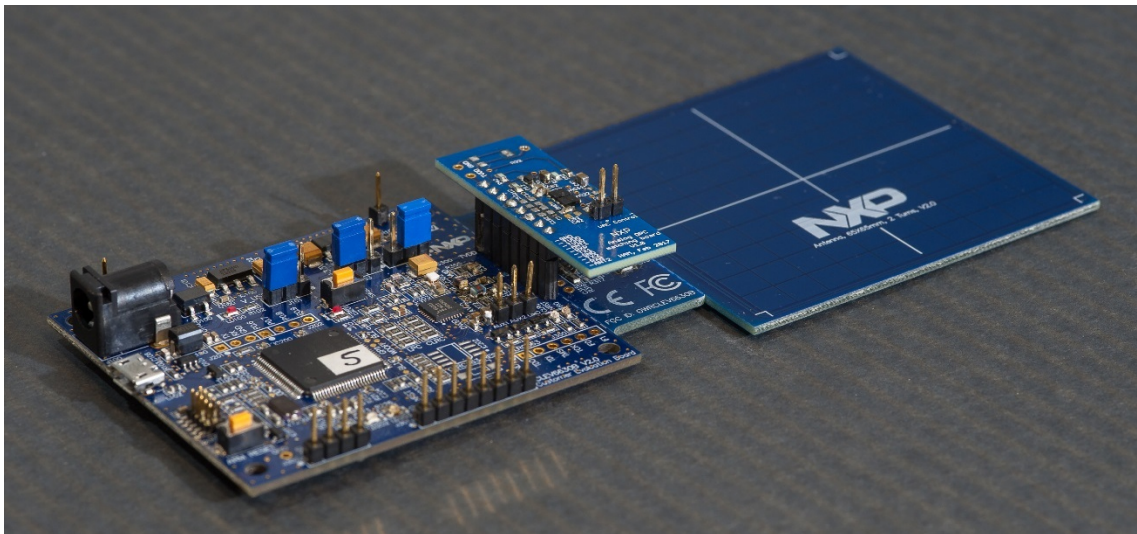


Abbildung 3.12: CLEV6630B mit aufgesteckter Leiterplatte „Analoge DPC“

## 3.6 Qualifizierung

Im Rahmen der Qualifizierung wird die Funktion der entwickelten Antennenanpassung überprüft sowie die Einhaltung des Stromlimits des NFC-Reader-ICs sichergestellt. In Abschnitt 3.7 wird die Schaltung auf die Einhaltung der Standards ISO/IEC 14443 und EMVCo geprüft.

Zunächst wird die Antennenanpassung mithilfe des Netzwerkanalysators bei verschiedenen über ein Labornetzteil eingespeisten Steuerspannungen  $U_{\text{Reg}}$  gemessen. Wie erwartet ist die Antennenanpassung bei  $U_{\text{Reg}} \approx 0 \text{ V}$  symmetrisch und wird bei zunehmender Steuerspannung mehr und mehr zu einer asymmetrischen Anpassung. Damit entspricht die Messung den Erwartungen und liefert ähnliche Ergebnisse wie die Simulation in Abbildung 3.2. Die gemessenen Smith-Diagramme befinden sich im Anhang.

Bei Inbetriebnahme der Schaltung wird zunächst die Korrelation zwischen dem TX-Strom  $I_{\text{TVDD}}$  und der Steuerspannung  $U_{\text{Reg}}$  überprüft. Dafür wird die Steuerspannung  $U_{\text{Reg}}$  von den Steuereingängen des Kondensators getrennt und diese werden kurzgeschlossen, sodass die Kapazität der spannungsgesteuerten Kondensatoren für die Korrelationsmessung konstant auf deren Maximalwert bleibt. Die Korrelationsmessung wird für zwei Belastungsfälle durchgeführt: Reference-PICC und Metall. Abbildung 3.13 zeigt das Messergebnis.

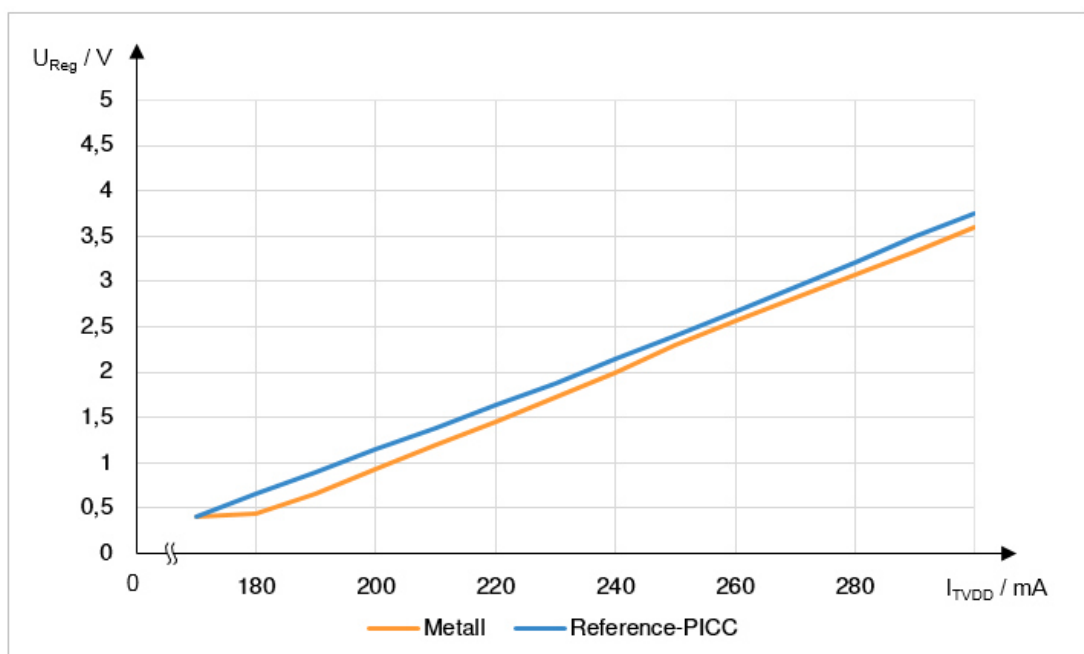


Abbildung 3.13: Korrelationsmessung

Für die nächste Messung wird der Regelkreis geschlossen. Es wird der TX-Strom  $I_{TVDD}$  in zwei Belastungsfällen (Reference-PICC und Metall) bei verschiedenen Distanzen gemessen. So wird sichergestellt, dass das Stromlimit des NFC-Reader-ICs CLRC663 plus bei der Antennenanpassung mit analoger DPC eingehalten wird. Zum Vergleich mit der asymmetrischen Anpassung des CLEV6630B Evaluations-Boards sind im Diagramm in die Stromkurven für beide Antennenanpassungen dargestellt.

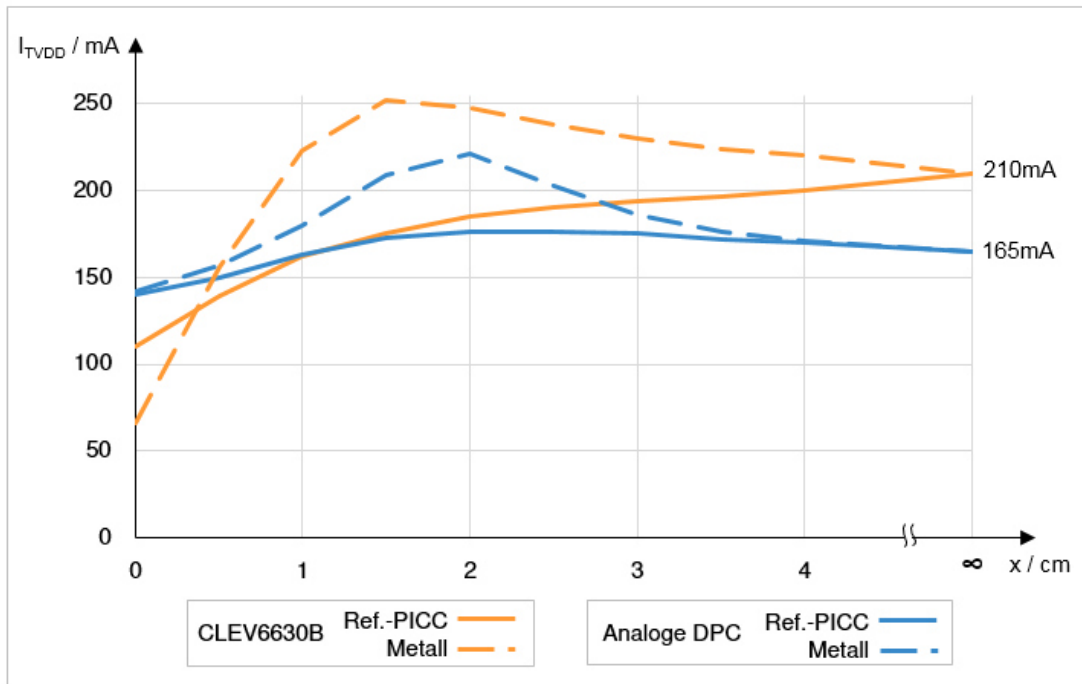


Abbildung 3.14: TX-Strom bei verschiedenen Belastungen

Die Messung bestätigt, dass das Stromlimit des CLRC663 plus von 350 mA [13] bei der analogen DPC an in keinem Belastungsfall überschritten wird. Der maximale TX-Strom liegt bei  $I_{TVDD, \max} = 220$  mA bei metallischer Last im Abstand  $x = 2$  cm. Bei der asymmetrischen Antennenanpassung liegt der Maximalwert bei  $I_{TVDD, \max} = 255$  mA. Im Vergleich zur asymmetrischen Antennenanpassung ist die Stromaufnahme der analogen DPC bei fast allen Abständen geringer.

Folglich funktioniert die Regelung der analogen DPC wie erwartet. Die maximale Stromaufnahme von  $I_{TVDD, \max} = 220$  mA ist so gering, dass sogar NFC-Reader-ICs mit geringerem Stromlimit von 250 mA für den Betrieb der in Abschnitt 3.3 beschriebenen Antennenanpassung für die analoge DPC eingesetzt werden könnten.

Auch bei unbelasteter Antenne ( $x = \infty$ ) ist der TX-Strom der analogen DPC um 45 mA geringer. Gerade bei mobilen Lesegeräten, die ihre Energie aus einer Batterie oder einem Akku beziehen, ist die Gesamtstromaufnahme und folglich auch der TX-Strom von besonderer Bedeutung. Es zeigt sich, dass die analoge DPC bei vergleichbarer Lesereichweite (siehe Kapitel 3.7: Messungen nach ISO/IEC 14443 und EMVCo) deutlich weniger Strom benötigt. Für mobile Lesegeräte bedeutet dies eine längere Akkulaufzeit mit Antennenanpassung mit analoger DPC.

## 3.7 Messungen nach ISO/IEC 14443 und EMVCo

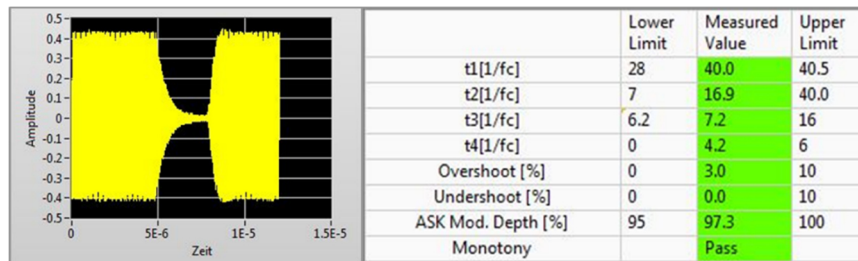
Die entwickelte Antennenanpassung mit der analogen DPC soll im Hinblick auf die Lesereichweite mit den bestehenden Kunden-Evaluations-Boards (kurz: Eval-Boards) CLEV6630B und PNEV5180B verglichen werden. Dieser Vergleich erfolgt nach den Kriterien von ISO/IEC 14443 und dem Zahlungskartenstandard EMVCo. Für beide Standards werden die selben Messverfahren angewendet, jedoch gelten zum Teil unterschiedliche Grenzwerte und Definitionen (siehe Abschnitt 2.1.2). Die Qualifizierung eines Lesegerätes nach ISO /IEC 14443 oder EMVCo erfolgt mit der jeweiligen Reference-PICC. Für den ISO-Standard wird nur die Reference-PICC „Class 1“ verwendet.

### 3.7.1 Voraussetzungen

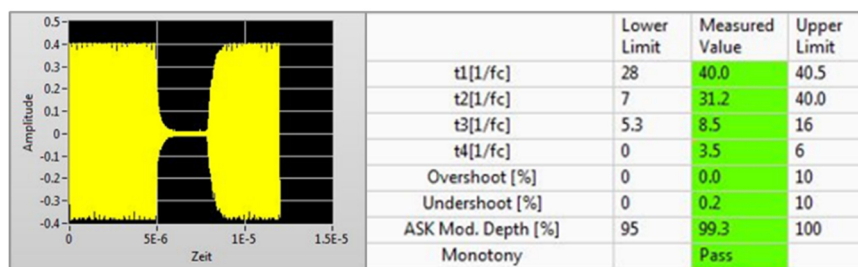
Um eine Vergleichbarkeit bezüglich der Lesereichweite zu gewährleisten, muss sichergestellt sein, dass die Anforderungen an die Modulationspulse von allen Antennenanpassungen gleichermaßen gewährleistet sind. Die Kunden-Evaluations-Boards von NXP sind bereits nach ISO/IEC 14443 und EMVCo qualifiziert worden. Das Eval-Board CLEV6630B erfüllt die Kriterien aller Übertragungsgeschwindigkeiten bis 424 kBit/s. Das im PNEV5180BB verwendete NFC-Reader-IC PN5180 verfügt über spezielle Register, mit denen die Modulationspulse optimiert werden können, daher werden hier alle Übertragungsgeschwindigkeiten bis 848 kBit/s unterstützt.

Die analoge DPC soll bezüglich der Modulationspulse genau wie das Eval-Board CLEV6630B Übertragungsgeschwindigkeiten bis 424 kBit/s unterstützen. Im Abschnitt 3.3 Antennenanpassung für die analoge DPC wurden die gütebedämpfenden Widerstände mit  $R_s = 0,5 \Omega$  daher so gewählt, dass die Anstiegs- und Abfallzeiten der Modulationspulse nach ISO/IEC 14443 bei 424 kBit/s eingehalten werden. Beispielhaft ist in Abbildung 3.15 eine Messung der Modulationspulse dargestellt. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der gemessenen Pulse sind nicht identisch, sie liegen aber bei beiden Antennenanpassungen weit von den Limits entfernt. Die Modulationspulse vom Eval-Board CLEV6630B

und der analogen DPC sehen auf den ersten Blick unterschiedlich aus, dies ist auf die Art der Anpassung (symmetrische oder asymmetrische Anpassung) zurückzuführen.



Analoge DPC



CLEV6630B

Abbildung 3.15: Modulationspulse Typ A 106kBit/s nach ISO/IEC 14443, Abstand  $x = 5$  cm

Neben der Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder muss auch die Empfänger-Empfindlichkeit der Antennenanpassung mit analoger DPC überprüft werden, um die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät sicherzustellen. Die Überprüfung erfolgte anhand der in ISO/IEC 14443 und EMVCo spezifizierten Grenzwerte. Bei der Messung hat sich herausgestellt, dass die Grenzwerte der Normen eingehalten werden und dass die Empfänger-Empfindlichkeit bei der Antennenanpassung mit analoger DPC ähnlich wie beim CLEV6630B-Board mit asymmetrischer Anpassung ist.

Unter dieser Voraussetzung kann ein Vergleich der analogen DPC zu den zwei Kunden-Evaluationsboards bezüglich der Lesereichweite erfolgen. Dieser Vergleich erfolgt anhand der in ISO/IEC 10373-6 spezifizierten Messmethoden zur Einhaltung der ISO/IEC 14443, zum anderen nach den Spezifikationen des EMVCo-Standards.



### 3.7.2 Messergebnisse nach ISO/IEC 14443

In der ISO/IEC 10373-6 sind im Wesentlichen zwei Größen definiert, die die Lesereichweite eines Lesegerätes nach ISO/IEC 14443 festlegen: Die Feldstärken  $H_{\min}$  und  $H_{\max}$ . Die Messung erfolgt mit der in ISO/IEC 10373-6 spezifizierten Reference-PICC (nur Class 1, Scheckkartenformat). Die Lesereichweite wird nach ISO/IEC 10373-6 ausschließlich in der Mitte der Lesegerätantenne erfasst. Die Feldstärken  $H_{\min}$  und  $H_{\max}$  werden als Gleichspannung  $U_{DC}$  am DC-Ausgang der Reference-PICC abgegriffen. Die maximale Lesereichweite ist der Abstand, bei dem die Feldstärke  $H_{\min} = 1,5 \text{ A/m}$  beträgt. Die Reference-PICC ist so abgeglichen, dass die Feldstärke dann  $1,5 \text{ A/m}$  beträgt, wenn am DC-Ausgang  $U_{DC} = 6 \text{ V}$  gemessen werden. Zusätzlich ist der Wert  $H_{\max}$  definiert, mit dem die Einhaltung der maximalen Feldstärke bei großer Kopplung gemessen werden kann.  $H_{\max}$  wird ebenfalls über die Spannung am DC-Ausgang erfasst, jedoch müssen Jumper auf der Reference-PICC umgesteckt werden. In der ISO/IEC 14443 ist spezifiziert:  $H_{\max} \leq 7,5 \text{ A/m}$  (entspricht  $U_{DC} \leq 3 \text{ V}$ ) [7].

In der folgenden Tabelle sind die Messergebnisse der drei Antennenanpassungen bezüglich ihrer Lesereichweite nach ISO/IEC 14443 dargestellt.

Tabelle 3.4: Lesereichweite nach ISO/IEC 14443

Eval-Board	<b>CLEV6630B</b>	<b>PNEV5180BB</b>	<b>Analog DPC</b>
NFC-Reader-IC	CLRC663 plus	PN5180 (mit DPC)	CLRC663 plus
$H_{\min}$	4,9 cm	5,0	5,3 cm
$H_{\max}$	1 cm	-	-
$H_{\min} - H_{\max}$	3,9 cm	5,0	5,3 cm

In Tabelle 3.4 ist zu erkennen, dass nur das Eval-Board CLEV6630B mit asymmetrischer Antennenanpassung die maximale Feldstärke von  $H_{\max} = 7,5 \text{ A/m}$  bei einem Abstand von  $x = 1 \text{ cm}$  überschreitet. Bei Distanzen unter  $1 \text{ cm}$  ist nicht sichergestellt, dass alle zu ISO/IEC 14443 kompatible Transponder fehlerfrei arbeiten. Deshalb erstreckt sich der Bereich der „erlaubten“ Feldstärke hier nur über einen relativ kleinen Lesebereich von  $x(H_{\min}) - x(H_{\max}) = 3,9 \text{ cm}$ . Beim PN5180 wird das Limit von  $H_{\max}$  nicht erreicht, da die DPC so konfiguriert werden kann, dass die Feldstärke für jeden Abstand nahezu optimal ist. Die analoge DPC überschreitet die maximal erlaubte Feldstärke ebenfalls nicht. Anhand der Messergebnisse werden die Vorteile der analogen DPC gegenüber der asymmetrischen Antennenanpassung bereits deutlich: Bei großer Distanz ist die Feldstärke der Anpassung

mit analoger DPC größer (= größere Lesereichweite), bei geringer Distanz ist sie geringer (Einhaltung der maximalen Feldstärke).

### 3.7.3 Messergebnisse nach EMVCo

Der Zahlungskartenstandard EMVCo stellt die höchsten Anforderungen an die Lesereichweite (siehe Abschnitt 2.1.2 Energieübertragung). Alle drei Antennenanpassungen erfüllen die EMVCo-Spezifikationen bezüglich der Lesereichweite und der Modulationspulse (Messergebnisse für die Qualifizierung der Antennenanpassung mit der analogen DPC befinden sich im Anhang). Bei der EMVCo-Zertifizierung eines Lesegerätes wird nur geprüft, ob alle Spezifikationen eingehalten werden. Es gibt also nur zwei mögliche Ergebnisse einer EMVCo-Messung: bestanden und nicht bestanden. Daher ist ein Vergleich verschiedener Lesegeräte anhand des EMVCo-Standards nur eingeschränkt möglich.

Trotzdem sollen Antennenanpassungen anhand der EMVCo-Grenzwerte verglichen werden. Beispielsweise geht aus den Messungen zur Lesereichweite im EMVCo-Operationsvolumen hervor, ob Reserve vorhanden ist oder die Spezifikationen nur knapp erfüllt sind. Eine Reserve zahlt sich bei realen Lesegeräten beispielsweise bei Bauteiltoleranzen oder Toleranzen der Antennenleiterschleife in der Serienproduktion aus. Werden die Spezifikationen nur knapp eingehalten, kann eine minimale Veränderung der Antennenanpassung durch Toleranzen bedeuten, dass die in Serie produzierten Lesegeräte außerhalb der spezifizierten Limits liegen.

Für einen Vergleich wurde im Zentrum der Lesegerätantenne die Gleichspannung  $U_{DC}$  in den geforderten Abständen von  $0 \text{ cm} \leq x \leq 4 \text{ cm}$  gemessen. Bei dieser Messung werden nur das CLEV6630B mit asymmetrischer Antennenanpassung und die analoge DPC verglichen. Das PNEV5180B-Board ist für diesen Vergleich ungeeignet, da die Feldstärke bei verschiedenen Abständen je nach Kalibrierung der DPC variiert, bzw. mithilfe der DPC optimiert werden kann. Dargestellt sind die EMVCo-Gleichspannungen, die ein Maß für die Feldstärke sind. Zusätzlich sind die im EMVCo-Standard spezifizierten Grenzwerte der minimalen und maximalen Spannung dargestellt.

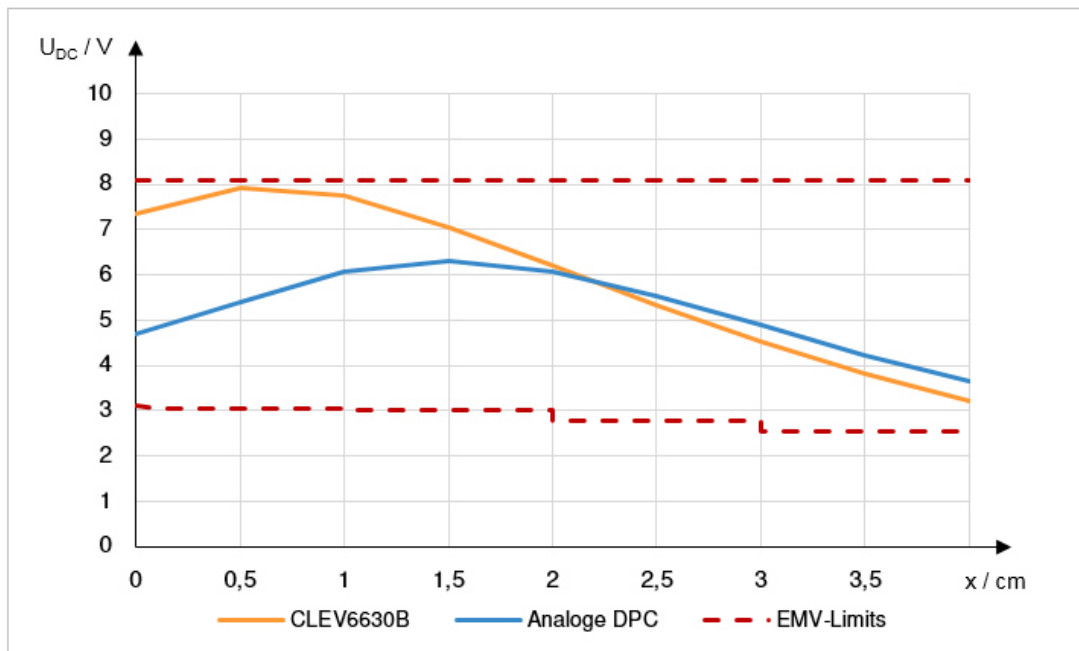


Abbildung 3.16: EMVCo-Gleichspannung bei verschiedenen Abständen

Im Diagramm ist zu erkennen, dass die EMVCo-Spannung der Antennenanpassung mit analoger DPC im Allgemeinen flacher verläuft als die des CLEV6630B mit asymmetrischer Anpassung. Die Kurve des CLEV6630B verläuft bei etwa  $x = 0,5$  cm sehr nah an der Obergrenze der EMVCo-Spannung, gleichzeitig liegt sie bei großen Abständen ( $x > 2,5$  cm) näher am unteren Limit. Die Antennenanpassung mit der analogen DPC zeigt also über die gesamte EMVCo-Lesereichweite ein besseres Verhalten bezüglich der Energieübertragung. Bei großen Distanzen bietet sie größere Feldstärke, bei geringen Distanzen steigt die Feldstärke weniger stark an. Die analoge DPC führt also zu einer deutlich größeren Reserve bei der Einhaltung der Feldstärkeober- und Untergrenze. Diese Messung bestätigt die Erkenntnisse aus 3.7.2 Messergebnisse nach ISO/IEC 14443.

# 4 Fazit

## 4.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden die Vor- und Nachteile der symmetrischen und asymmetrischen Antennenanpassung gegenübergestellt. Anhand von Messungen wurde gezeigt, dass die symmetrische Antennenanpassung bessere Übertragungseigenschaften bezüglich Energie- und Datenübertragung besitzt. So kann bei symmetrischer Antennenanpassung bei gleicher Eingangsleistung mehr Lesereichweite erzielt werden. Wird die Lesegerätantenne jedoch durch einen Transponder oder ein Smartphone belastet, verstimmt sich die Lesegerätantenne und die Impedanz der Antennenschaltung sinkt. Die Folgen sind die Überschreitung des Stromlimits des NFC-Reader-ICs und zu große Feldstärken für den Transponder bei geringem Abstand zur Lesegerätantenne. Neue NFC-Reader-ICs von NXP verfügen über eine integrierte Regelung „Dynamic Power Control (DPC)“. Die DPC ist in der Lage, die Belastung der Antenne zu erfassen und die Ausgangsleistung entsprechend zu reduzieren. Durch die DPC kann die symmetrische Antennenanpassung trotz der ungünstigen Verstimmungseigenschaften genutzt werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine Antennenanpassung mit kopplungsabhängiger Leistungsregelung entwickelt, um die Vorteile der symmetrischen Antennenanpassung auch bei NFC-Reader-ICs ohne DPC nutzen zu können. Für die Realisierung werden neue, spannungsgesteuerte Kondensatoren eingesetzt, die ihren Kapazitätswert um die Hälfte reduzieren können. Die Kondensatoren werden als Teil der EMV-Filterkapazität eingesetzt. Wird diese Kapazität reduziert, ändert sich die Grenzfrequenz des Filters und die ursprüngliche symmetrische Anpassung verschiebt sich, sodass die Impedanz des Antennenkreises steigt. Damit dies in Abhängigkeit der Kopplung bzw. der Belastung der Antenne geschieht, wird aus dem Antennenkreis eine Spannung ausgekoppelt und mit einem HF-Gleichrichter gleichgerichtet. Diese Gleichspannung wird als Regelspannung für die spannungsgesteuerten Kondensatoren genutzt. Wird die Lesegerätantenne nun belastet, so vergrößert sich die aus dem Antennenkreis ausgekoppelte Spannung, die Regelspannung steigt und der

Kondensator verringert seinen Wert. Auf diese Weise entsteht ein geschlossener Regelkreis, der die Ausgangsleistung des NFC-Reader-ICs bei Belastung der Antenne begrenzt.

Die abschließenden Messungen haben gezeigt, dass das Stromlimit des NFC-Reader-ICs und die Feldstärkelimits der Normen ISO/IEC 14443 EMVCo von der Antennenanpassung mit der analogen DPC eingehalten werden. Im Vergleich zur asymmetrischen Antennenanpassung bietet die analoge DPC eine etwa 10% größere Lesereichweite bei 20% geringerer Eingangsleistung.

Die analoge DPC könnte zum einen für Hersteller von Bezahl-Terminals interessant sein, die die im Standard EMVCo definierten Lesereichweiten mit kleinen oder ungünstigen Lesegerätantennen einhalten wollen. Zum anderen ist die Schaltung für Hersteller mobiler Lesegeräte interessant, da mithilfe der analogen DPC die gleiche Lesereichweite mit wesentlich weniger Energie erreicht werden kann.

## 4.2 Ausblick

Für die Entwicklung der analogen DPC wurden spannungsgesteuerte Kondensatoren verwendet, die eigentlich nicht für NFC-Anpassungsnetzwerke vorgesehen sind. Der Hersteller kündigte aber an, solche Kondensatoren mit gleichem Kapazitätsbereich und gleicher Steuerspannung speziell für NFC-Anwendungen zu entwickeln. Leider waren diese während der Entstehung dieser Arbeit noch nicht verfügbar. In einem nächsten Schritt müssten die Messungen bezüglich der Lesereichweite und der Einhaltung der Normen also noch einmal mit den für NFC-Anwendungen vorgesehenen spannungsgesteuerten Kondensatoren durchgeführt werden.

Auch konnten im Rahmen der Bachelorarbeit keine weiterführenden Qualifizierungsmessungen wie Dauertests oder Tests bei verschiedenen Temperaturen durchgeführt werden. Ebenso muss für die Serienproduktion untersucht werden, inwiefern sich Bauteiltoleranzen auf die korrekte Funktion der Regelschaltung der analogen DPC auswirken. In einem letzten Schritt muss auch die Einhaltung der geltenden EMV-Richtlinien geprüft werden. Da die spannungsgesteuerten Kondensatoren Teil der EMV-Filterkapazität sind, hat ein Lesegerät mit analoger DPC möglicherweise andere Abstrahlungseigenschaften. Bevor Kunden von NXP die Schaltung der analogen DPC als Referenz erhalten können, müssen die oben aufgeführten Qualifizierungsschritte erfolgen.

# Literaturverzeichnis

- [1] K. Finkenzeller, RFID Handbuch, München: Hanser-Verlag, 2012.
- [2] J. Langer und M. Roland, Anwendungen und Technik von Near Field Communication (NFC), Heidelberg: Springer-Verlag, 2010.
- [3] Norm NFC Forum: NFC Analog Technical Specification V2.0, 08.07.2016.
- [4] Norm ISO/IEC 14443-2 Identification cards - Contactless integrated circuit cards - Proximity cards - Part 2: Radio frequency power and signal interface, 01.09.2010.
- [5] Norm EMVCo Contactless Specifications for Payment Systems, Book D: EMV Contactless Communication Protocol Specification 2016-03 V2.6.
- [6] G. H. Schalk und R. Bienert, RFID, Aachen: Elektor-Verlag, 2011.
- [7] Norm ISO/IEC 10373-6 Identification cards - Test methods - Part 6: Proximity Cards, 15.07.2016.
- [8] NXP Semiconductors, „Application Note AN11022: CLRC663 Evaluation board quick start guide,“ 3 Mai 2017. [Online]. Available: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN11022.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11022.pdf). [Zugriff am 9 Mai 2017].
- [9] NXP Semiconductors, „Application Note AN11019: CLRC663, MFRC630, MFRC631, SLRC610 Antenna Design,“ 3 Mai 2017. [Online]. Available: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN11019.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11019.pdf). [Zugriff am 3 Mai 2017].
- [10] NXP Semiconductors, „Application Note AN11741: How to design an antenna with DPC,“ 24 November 2015. [Online]. Available: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN11741.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11741.pdf). [Zugriff am 21 April 2017].
- [11] N. Semiconductors, „Application Note AN11742: Dynamic Power Control,“ 3 December 2016. [Online]. Available: [http://cache.nxp.com/documents/application\\_note/AN11742.pdf](http://cache.nxp.com/documents/application_note/AN11742.pdf). [Zugriff am 18 April 2017].
- [12] R. Bienert und T. Griesshammer, „Load dependent (de-) tuning for NFC Reader antenna“. United States of America Patent 82072380US01, 6 Februar 2017.
- [13] NXP Semiconductors, „Datasheet: CLRC663 and CLRC663 plus,“ 2 Mai 2017. [Online]. Available: [http://cache.nxp.com/documents/data\\_sheet/CLRC663.pdf](http://cache.nxp.com/documents/data_sheet/CLRC663.pdf). [Zugriff am 15 Mai 2017].

# Anhang

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

# Erklärung zur selbstständigen Erstellung der Arbeit

Hiermit versichere ich, Tim Gießhammer, dass ich die vorliegende Arbeit mit dem Titel:

„Entwicklung einer NFC-Antennenanpassung mit kopplungsabhängiger Leistungsregelung“

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

---

Ort, Datum

---

Unterschrift