

# **Analyse und Simulation von Multi-Transpondersystemen für Proximity-Coupling-RFID-Systeme**

MASTERARBEIT

durchgeführt von

WALTER WINKLER

---

Institut für Breitbandkommunikation  
Technische Universität Graz



Begutachter: Ao.Univ.-Prof. Dr. Erich Leitgeb

Betreuer: Dr. Harald Witschnig (NXP Semiconductors)

Graz, im Jänner 2011



## Eidesstattliche Erklärung

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

Graz, am .....

.....

(Unterschrift)



## **Kurzfassung**

Durch die stetig zunehmende Verbreitung von RFID-Systemen und kontaktlosen Chipkarten im 13,56 MHz-Frequenzband steigt die Anzahl der eingesetzten batterielosen passiven Transponder. Infolgedessen ergeben sich immer mehr Anwendungsgebiete, in welchen mehrere Transponder im selben magnetischen Feld betrieben werden. Davon ausgehend stellt sich die Frage, ob die von einem Lesegerät zur Verfügung gestellte Energie für deren Betrieb ausreicht. In dieser Arbeit wird anhand von Simulationen festgestellt, unter welchen Bedingungen die gegenseitige Verstimmung für die im Standard ISO/IEC 14443 definierten Proximity Cards zu groß und dadurch die Funktionstüchtigkeit des Systems beeinträchtigt wird.

Ausgehend von einem idealen Modell für die Kopplung von Schleifenantennen im induktiven Nahfeld wird das Verhalten der Resonanzfrequenzen der einzelnen Transponder betrachtet. Darauf aufbauend wird in einem zweiten Schritt das ideale Lesegerät durch ein reales ersetzt und dessen Einfluss auf das Energieverhalten des Gesamtsystems aufgezeigt. Abschließend erfolgt der Austausch der idealen Transponder durch reale. Dadurch entsteht ein annähernd reales System. Dabei steht neben der Analyse des Verhaltens der Resonanzfrequenzen und der Energie jene der Spannung am Chip der einzelnen Transponder mit verschiedenen Antennentypen bei unterschiedlichen magnetischen Feldstärken im Mittelpunkt.

In zahlreichen Simulationen mit dem Programmpaket Cadence OrCAD hat sich gezeigt, dass die Verstimmung abhängig von der räumlichen Anordnung des Lesegeräts und der Transponder ist und dabei die verwendeten Antennen eine entscheidende Rolle spielen.



## **Abstract**

Due to the steady rise of RFID systems and contactless smart cards in the 13.56 MHz frequency band, the variety of battery-less contactless transponders in practical applications increases rapidly. Consequently, more and more applications arise for which more than one transponder is operated in the same reader H-field. This raises the question if the energy, generally provided by a reader, is sufficient for a reliable operation. This master thesis provides extensive simulations to consider under which frame conditions the mutual detuning of proximity cards as defined in the ISO/IEC 14443 standard becomes too dominant and so prohibits proper function of the system.

Starting with an ideal model for the coupling of loop antennas in the inductive near field the behaviour of the resonance frequencies of individual transponders is considered. In a further simulation step the ideal reader is replaced by a real one and the energy behaviour of the system is demonstrated under its influence. Moreover, a real transponder replaces the ideal one, to form a close-to-nature system. Besides the empirical analysis of the resonance frequencies behaviour and the energy, this work investigates the chip voltage of the individual transponders by using various antenna types at different magnetic field strengths.

In extensive simulations, using the software package Cadence OrCAD, it can be shown that the detuning significantly depends on the disposal of the reader and the transponders as well as the geometry of the used antennas.





## Danksagung

An dieser Stelle möchte ich allen danken, die mich im Laufe des Studiums und im besonderen bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben.

Zu Beginn möchte ich mich bei Herrn Dr. Harald Witschnig für seine kompetente fachliche Unterstützung herzlich danken und für die Geduld, die er mir über den gesamten Erstellungszeitraum dieser Arbeit entgegengebracht hat. Für die Betreuung von universitärer Seite her danke ich ganz besonders Herrn Dr. Erich Leitgeb, der stets ein offenes Ohr für mich hatte und einen unkomplizierten Ablauf der Arbeit ermöglichte.

Für die angeregten Fachdiskussionen danke ich meinen Arbeitskollegen und Arbeitskolleginnen bei NXP Semiconductors. Im besonderen Martin und Yvonne, mit denen ich das Büro teilen durfte und dort immer ein angenehmes Arbeitsklima vorfand.

An meine Studienkollegen und Freunde Andreas, Arnold, Pirmin und Stefan geht ebenso mein Dank. Ihre meist kontroversen Meinungen in oft nervenaufreibenden, zeitintensiven, teils unnötigen, aber umso interessanteren und informativen Gesprächen haben viele meiner Entscheidungen im Laufe des Studiums entscheidend mitbestimmt.

Weiters gilt mein Dank all meinen Freunden und Freundinnen, im speziellen Klaus und Verena, und all jenen, die mich sowohl in Graz als auch zuhause in Südtirol, direkt oder indirekt, auf dem Weg durch mein Studium begleitet haben.

Ein besonders herzlicher Dank geht an meine Eltern und meine Schwester, die mir erst das Studium ermöglicht haben und stets ein Rückhalt waren.

Nicht zuletzt gilt mein besonderer Dank meiner Freundin Romana, die mir in den vergangenen, mitunter anstrengenden Jahren und Monaten, stets mit allergrößtem Verständnis und unermüdlich mit Rat und Tat zur Seite stand.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	RFID-Systeme . . . . .	2
1.2	Motivation . . . . .	4
1.3	Überblick . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1	Magnetische Feldstärke . . . . .	7
2.2	Induktivität . . . . .	9
2.3	Gegeninduktivität . . . . .	11
2.4	Koppelfaktor . . . . .	14
2.5	Induktionsgesetz . . . . .	15
2.6	Resonanz, Güte und Bandbreite . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Modellbildung und Parameteranalyse von Multi-Transpondersystemen</b>	<b>21</b>
3.1	Reader und Transponder . . . . .	21
3.1.1	Reader . . . . .	22
3.1.2	Transponder . . . . .	22
3.1.3	Koppelfaktor zwischen zwei ID-1-Antennen . . . . .	22
3.2	Transponder mit gleichen Resonanzfrequenzen . . . . .	23
3.3	Transponder mit verschiedenen Resonanzfrequenzen . . . . .	25
3.3.1	Zwei Transponder . . . . .	26
3.3.2	Drei Transponder . . . . .	27
3.3.3	Mehr als drei Transponder . . . . .	28
3.3.4	Paralleles Annähern an den Reader . . . . .	31
<b>4</b>	<b>Modellbildung eines Reader-Transponder-Systems</b>	<b>33</b>
4.1	Reader und Transponder . . . . .	33
4.1.1	Realer Reader . . . . .	33
4.1.2	Idealisierter Transponder . . . . .	34
4.1.3	Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne . . . . .	35
4.2	Energiebetrachtungen . . . . .	35
4.2.1	Reader und ein Transponder . . . . .	36
4.2.2	Reader und zwei Transponder . . . . .	39
<b>5</b>	<b>Analyse des Energieverhaltens eines realen Reader-Transponder-Systems</b>	<b>45</b>
5.1	Reader und Transponder . . . . .	45
5.1.1	Realer Reader . . . . .	45

5.1.2	Realer Transponder . . . . .	46
5.2	Kalibrierung der Feldstärke . . . . .	46
5.3	Energiebetrachtung mit einem ISO-Reader . . . . .	48
5.3.1	Reader und ein Transponder . . . . .	48
5.3.2	Reader und zwei Transponder . . . . .	49
5.4	Energiebetrachtung mit einem ID-1-Reader . . . . .	52
5.4.1	Reader und ein Transponder . . . . .	52
5.4.2	Reader und zwei Transponder . . . . .	54
<b>6</b>	<b>Analyse des Spannungsverhaltens eines realen Reader-Transponder-Systems</b>	<b>57</b>
6.1	Spannungsverhalten mit einem ISO-Reader . . . . .	57
6.1.1	Reader und ein Transponder . . . . .	57
6.1.2	Reader und zwei Transponder . . . . .	58
6.1.3	Reader und zwei parallele Transponder . . . . .	63
6.2	Spannungsverhalten mit einem ID-1-Reader . . . . .	66
6.2.1	Reader und ein Transponder . . . . .	66
6.2.2	Reader und zwei Transponder . . . . .	67
6.2.3	Reader und zwei parallele Transponder . . . . .	73
<b>7</b>	<b>Schlussfolgerung</b>	<b>79</b>
7.1	Zusammenfassung . . . . .	79
7.2	Ausblick . . . . .	83
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>85</b>
<b>A</b>	<b>Koppelfaktoren</b>	<b>87</b>
A.1	Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne . . . . .	88
A.2	Koppelfaktor zwischen zwei ID-1-Antennen . . . . .	89
<b>B</b>	<b>Koppelfaktoren mit OrCAD/PSpice</b>	<b>91</b>
<b>C</b>	<b>Anhang zur Modellbildung eines Reader-Transponder-Systems</b>	<b>95</b>

# 1 Einleitung

Kontaktlose Identifikationssysteme sind seit Jahrzehnten in verschiedensten Anwendungsgebieten in Verwendung. Von Jahr zu Jahr steigt die Anzahl der Systeme und Applikationen, die auf der Technologie von Radio Frequency Identification (RFID) beruhen. Von der einfachsten Variante als Warensicherung in Kaufhäusern oder als Ticketing im Nahverkehr bis hin zu Zutrittskontrollen und Zeiterfassung ist RFID ein fester Bestandteil des Alltags. Es bietet die Möglichkeit, Medikamente eindeutig identifizierbar und sicher vor Fälschungen zu machen, erhöht die Sicherheit im Automobilsektor durch die elektronische Wegfahrsperre oder vereinfacht die Logistik im Güterverkehr [www09, FD06, Swe05]. Neben sicherheitsrelevanten Anwendungen wie dem elektronischen Reisepass hat die RFID-Technologie auch Einzug im Unterhaltungssektor gefunden. So kann beispielsweise eine getaggte Kaffeetasse automatisch über den Internetservice Twitter die gesamte Welt informieren, sobald ein Schluck aus ihr



Abbildung 1.1: Aufbau eines elektronischen Reisepasses, modifiziert aus [Bun]

gemacht wird [Vic09].

Mit der zunehmenden Verbreitung der Anwendungen und Einsatzgebiete steigen auch die Anforderungen an die zugrundeliegende Technik. Der Ruf nach höheren Datenraten, um mehr Information zwischen RFID-Komponenten auszutauschen, wird laut. Gleichzeitig sollen die Systeme mit der zur Verfügung stehenden Energie mehr Funktionalität und Sicherheit bieten. Viele Probleme und Anforderungen sind durch schaltungstechnische Aufwände oder neue Modulationsverfahren zu lösen. Die Frage bleibt aber, wie sich die physikalischen Größen mit steigender Komponentenanzahl eines RFID-Systems ändern.

## 1.1 RFID-Systeme

Der folgende Abschnitt beschäftigt sich mit den Grundlagen eines RFID-Systems, wie es in [Fin02] dargelegt ist. RFID-Systeme bestehen grundsätzlich aus zwei Systemteilen. Einerseits aus einem Lesegerät, auch als Reader bezeichnet, und andererseits aus einem Transponder. Wie der Name des Lesegeräts bereits aussagt, ist dieser Teil für das Lesen/Empfangen von Daten, welche der Transponder aussendet, zuständig. Je nach Anwendungszweck kann es gleichwohl Daten aussenden und dadurch gegebenenfalls den Transponder steuern oder beschreiben. Vereinfacht dargestellt besteht ein Lesegerät aus einem Hochfrequenzmodul als Sender bzw. Empfänger, einer Kontrolleinheit und einer Antenne zum Koppeln mit dem Transponder. Der Transponder besitzt zum Koppeln ebenfalls eine Antenne und einen Chip, auf welchem die Informationen gespeichert sind.

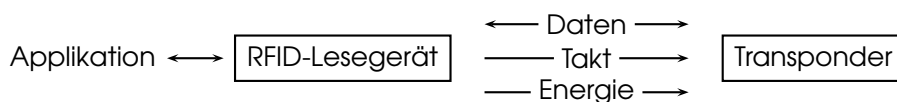


Abbildung 1.2: Grundbestandteile eines RFID-Systems, modifiziert aus [Fin02]

RFID-Systeme, bei denen der Transponder weiters eine Batterie oder eine andere Energiequelle besitzt, werden als aktiv bezeichnet. Üblicherweise sind jedoch passive Systeme im Betrieb, bei denen die notwendige Energie, um den Transponder zu betreiben, vom Lesegerät zur Verfügung gestellt wird.

Neben der Unterscheidung zwischen aktivem und passivem System sind die Reichweite, die Betriebsfrequenz und die Art der Kopplung weitere Differenzierungsmerkmale. Close-coupling-Systeme ermöglichen den Betrieb bis zu einem Abstand von 1 cm und haben damit die kürzeste Reichweite. Ihre Betriebsfrequenz reicht von Gleichspannung bis zu 30 MHz und die Kopplung kann entweder elektrisch oder magnetisch erfolgen.

Für viele Applikationen wie kontaktlose Chipkarten, Tieridentifikation oder Industrieautomation wird ein induktiv-gekoppeltes Remote-coupling System verwendet. Dieses arbeitet mit einer Reichweite von bis zu 1 m. Die verwendeten Frequenzen liegen unter 135 kHz und bei 13,56 MHz. Nur ein geringer Teil der Systeme arbeitet mit kapazitiver Kopplung.

Die größten Reichweiten werden mit Long-range-Systemen erreicht. Passive Systeme erreichen eine Entfernung von bis zu 3 m, bei aktiven sind 15 m möglich. Die Kopplung erfolgt weitgehend nach dem Backscattering-Prinzip. Die Sendefrequenz liegt im UHF-Frequenzbereich bei 868 MHz in Europa und 915 MHz in den USA, sowie bei 2,5 GHz und 5,8 GHz (Mikrowellen).

### Passiv-Induktiv-gekoppeltes Remote-Coupling-System im 13,56 MHz-Bereich

In weiterer Folge wird in dieser Arbeit nur mehr ein passives induktiv-gekoppeltes Remote-Coupling-System im 13,56 MHz-Bereich betrachtet.

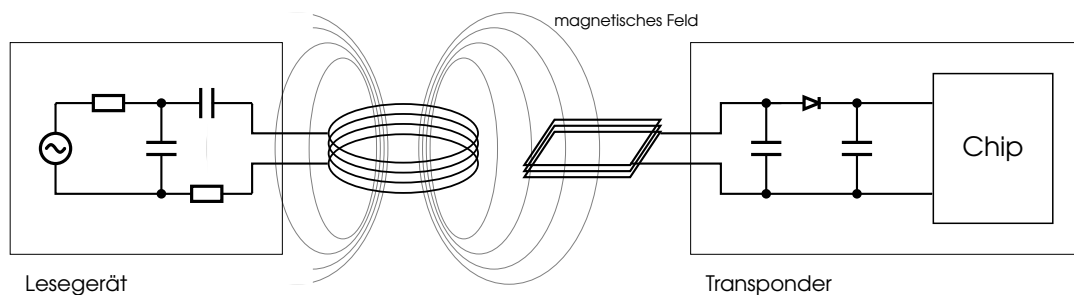


Abbildung 1.3: Energieversorgung bei einem induktiv-gekoppelten System, modifiziert aus [Fin02]

Das Anpassnetzwerk und die Antenne des Lesegeräts bilden einen Schwingkreis. Die Sendefrequenz, mit dem das System betrieben wird, entspricht der Resonanzfrequenz und liegt bei 13,56 MHz. Aufgrund der großen Resonanzüberhöhung fließt in der Antenne des Lesegeräts ein großer Strom. Das dabei entstehende magnetische Feld durchdringt die aufgespannte Antennenfläche des sich in endlichem Abstand befindlichen Transponders. Die dort induzierte Spannung wird gleichgerichtet und versorgt den Chip mit Energie. Die Induktivität (Antenne) und Kapazität am Transponder bilden wiederum einen Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz um 13,56 MHz.

Die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät erfolgt nach dem Prinzip der Lastmodulation. Befindet sich der Transponder im magnetischen Feld des Lesegeräts und wird dieser mit ausreichend Energie versorgt, bewirkt das eine Rückwirkung. Die Rückwirkung durch die veränderte Impedanz des Transponders kann auf der Seite des Lesegeräts erkannt werden und kommt einer Amplitudenmodulation gleich. Durch gezieltes Ein- und Ausschalten eines

Lastwiderstandes können über die Änderung der Impedanz Informationen vom Transponder zum Lesegerät übertragen werden.

Bei einem 13,56 MHz-System kann in der Praxis das Rauschspannungsverhältnis des empfangenen Signals im Lesegerät 80 dB betragen. Durch das Ein- und Ausschalten des Lastwiderstands mit einer hohen Taktrate entstehen durch die Amplitudenmodulation zwei Seitenbänder, welche die übertragene Information enthalten. Die Seitenbänder kommen im Abstand der zusätzlichen Taktfrequenz (auch als Hilfsträgerfrequenz bezeichnet) von der Trägerfrequenz zu liegen. Mit einem Bandpassfilter wird ein Seitenband extrahiert und demoduliert.

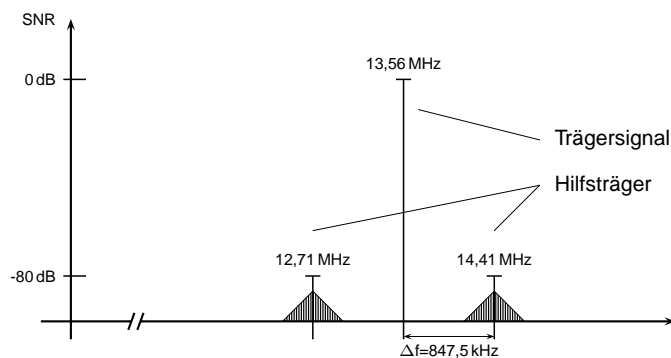


Abbildung 1.4: Spektrum einer Lastmodulation mit Hilfsträger, modifiziert aus [Fin02]

Für Anwendungen von Remote-Coupling-Systemen im 13,56 MHz-Bereich stehen zwei Standards zur Verfügung. Einerseits der ISO/IEC 15693, welcher den Datenfluss und die Beschaffenheit von Vicinity Cards (bis zu einem Meter Reichweite) beschreibt. Andererseits die Normreihe ISO/IEC 14443 [ISO14443] für Proximity Cards mit einer Reichweite bis zu 10 cm. Das Lesegerät wird innerhalb der Norm als Proximity Coupling Device (PCD) und der Transponder als Proximity Integrated Circuit Card (PICC) bezeichnet. In weiterer Folge dieser Arbeit werden nur mehr Anwendungen, die in den Bereich der ISO/IEC 14443 fallen, betrachtet.

## 1.2 Motivation

Die große Anzahl der RFID-Komponenten wirft die Frage auf, wie verschiedenste Karten aufeinander reagieren. Es ist nicht auszuschließen, dass der Benutzer oder die Benutzerin neben seiner oder ihrer Zeiterfassungskarte vom Arbeitsplatz auch noch den Bibliotheksausweis und die Zutrittskarte ins Fitnessstudio in seiner oder ihrer Brieftasche trägt. Wie reagieren diese Karten aufeinander, wenn sie sich gemeinsam in einem magnetischen Feld befinden? Welchen Einfluss hat die Rückwirkung? Werden alle Karten mit ausreichend Energie versorgt, um den



Chip zu betreiben? Wird nur jene Karte funktionieren, die dem Lesegerät am nächsten ist? Die Antworten auf diese Fragen werden im Zuge von zukünftigen Standards und Normen an Interesse gewinnen.

## 1.3 Überblick

Das Ziel dieser Arbeit ist die oben beschriebenen Fragen zu beantworten und die physikalischen Zusammenhänge und insbesondere die Beeinflussung der Funktionalität von Multi-Transpondersystemen darzustellen und zu untersuchen.

In Kapitel 2 folgt ein Überblick über die theoretischen Grundlagen von RFID. Der Einfluss auf die Resonanzfrequenzen durch die gegenseitige Wechselwirkung der Transponder in einem idealen System wird in Kapitel 3 untersucht. Darauf aufbauend dient in Kapitel 4 ein realer Reader als Energiequelle. Dessen Auswirkungen auf die Transponder bzw. die Auswirkungen der Transponder aufeinander und auf den Reader werden anhand von Energiebetrachtungen in verschiedenen Szenarien aufgezeigt. In weiterer Folge wird in Kapitel 5 das Verhalten der Energie in einem annähernd realen System untersucht. Komplettiert wird die Arbeit in Kapitel 6 mit der Analyse der Spannungen an den Transpondern bei unterschiedlichen Readerantennen und magnetischen Feldstärken.



## 2 Grundlagen

Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit den theoretischen Grundlagen eines RFID-Systems, wie es in [Fin02] dargelegt ist. Die relevanten physikalischen Parameter für ein induktivgekoppeltes System werden betrachtet und beschrieben.

### 2.1 Magnetische Feldstärke

Wird ein Leiter von einem Strom  $I$  durchflossen, hat dies ein Magnetfeld zur Folge. Die in sich geschlossenen Feldlinien werden dabei von der magnetischen Feldstärke  $\mathbf{H}$  bzw. der magnetischen Flussdichte  $\mathbf{B}$  charakterisiert [GM06].

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (2.1)$$

Die relative Permeabilität  $\mu_r$  von Luft liegt annähernd bei 1. Der Wert der magnetischen Feldkonstante  $\mu_0$  ist  $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$ .

Das aus der 1. Maxwell'schen Gleichung hervorgehende Gesetz von Biot-Savart ermöglicht die Berechnung der magnetischen Flussdichte  $\mathbf{B}$  einer kreisförmigen Leiterschleife [GM06, YFF08]:

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint_C \frac{d\mathbf{l} \times \mathbf{a}}{a^3} \quad (2.2)$$

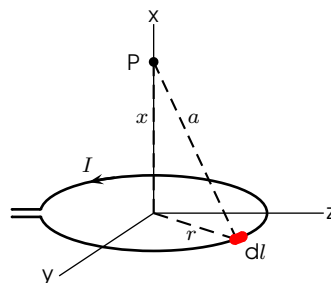


Abbildung 2.1: Magnetfeld auf der Achse einer runden Stromschleife, modifiziert aus [YFF08]

Der Abstand zwischen Quell- und Aufpunkt  $P$  in Abbildung 2.1 wird dabei mit  $a$  bezeichnet, welcher auch durch

$$a^2 = x^2 + r^2 \quad (2.3)$$

angegeben werden kann. Da sich das System um die  $x$ -Achse rotationssymmetrisch verhält und zur Bestimmung von  $B$  die Komponente in  $z$ -Richtung aufgrund des angenommenen viel größeren Leiterschleifenradius bezüglich des Leiterradius vernachlässigt werden kann, gilt in weiterer Folge  $B = B_x$  und nach [YFF08]

$$\begin{aligned} B_x &= \int \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{r}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}} dl \\ &= \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{r}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}} \int_{l=2\pi r} dl \\ &= \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{r}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}} 2\pi a \\ B_x &= \frac{\mu_0 I}{2} \frac{r^2}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}}. \end{aligned}$$

Besitzt die Leiterschleife mehrere Windungen  $N$ , wird  $B_x$  damit multipliziert:

$$B_x = \frac{\mu_0 I}{2} \frac{r^2}{\sqrt{(x^2 + r^2)^3}} N \quad (2.4)$$

Wird der Abstand  $x = 0$  gesetzt, folgt

$$B = \frac{\mu_0 N I}{2r} \quad (2.5)$$

Die Integration der Flussdichte  $B$  über eine Fläche  $A$  (normal zu  $B$ ) wird als magnetischer Fluss  $\Phi$  bezeichnet:

$$\Phi_B = \int_A B \, dA = B A \quad (2.6)$$

Bildet die Leiterschleife mehrere Windungen, wird der magnetische Fluss  $\Phi$  aller  $N$  Windungen aufsummiert und als magnetische Flussverkettung  $\Psi$  bezeichnet:

$$\Psi = \sum_N \Phi_N = N \Phi \quad (2.7)$$

## 2.2 Induktivität

Die Induktivität beschreibt das Verhältnis des verketteten Flusses  $\Psi$  durch eine von einer Leiterschleife aufgespannten Fläche  $A$  zum Strom  $I$ , der durch diese Schleife fließt. Sie hängt nur von geometrischen Größen und den Materialeigenschaften ab.

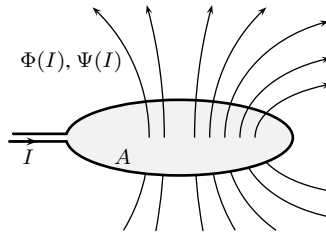


Abbildung 2.2: Definition der Induktivität, modifiziert aus [Fin02]

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N \Phi}{I} \quad (2.8)$$

In der Praxis ist es oft erforderlich, durch Näherungsformeln auf eine einfache Art die Induktivität von Leiterschleifen zu bestimmen. Für Antennen mit runden Geometrien stehen verschiedene solcher Formeln zu Verfügung.

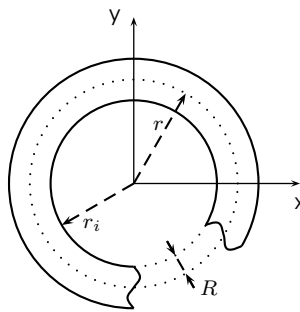


Abbildung 2.3: Kreisförmige Schleifenantenne

In [Sof07] werden über den Ansatz des Vektorpotentials eine Reihe von bekannten Näherungsformeln hergeleitet. Den Ausgangspunkt dafür bildet

$$L = \mu_0 r \left[ \frac{1 + \zeta^2}{1 + \zeta} K \left( \frac{2\sqrt{\zeta}}{1 + \zeta} \right) - (1 + \zeta) E \left( \frac{2\sqrt{\zeta}}{1 + \zeta} \right) \right], \quad (2.9)$$

welche für eine einzige Windung Gültigkeit hat. Der Parameter  $\zeta$  ist dabei das Verhältnis vom mittleren Radius  $r$  zum inneren Radius  $r_i$  (siehe Abbildung 2.3):

$$\zeta = \frac{r_i}{r}. \quad (2.10)$$

$K(\zeta)$  entspricht einem vollständigen elliptischem Integral 1. Art und  $E(\zeta)$  dem eines vollständigen elliptischem Integrals 2. Art.

$$K(\zeta) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - 4\frac{\zeta}{1+\zeta} \sin^2(\phi)}} \quad E(\zeta) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - 4\frac{\zeta}{1+\zeta} \sin^2(\phi)} d\phi$$

Durch Iterationsverfahren für  $K(\zeta)$  und mithilfe der Formel von Ramanujan für  $E(\zeta)$  können die nicht geschlossen darstellbaren Integrale zur Vereinfachung in geschlossener Form in Gleichung (2.11) angenähert werden:

$$L \approx -\mu_0 r \left[ \frac{1 + \zeta^2}{1 + \zeta} \ln(1 - \zeta^{0,126}) + 1 + \zeta \right] \quad (2.11)$$

Ausgehend von Gleichung (2.11) kann durch die Annahme von  $1 + \zeta^2 / 1 + \zeta \approx 1$  und  $1 + \zeta \approx 2$  die seit Maxwell [Max73] bekannte Gleichung (2.12) belegt werden:

$$L \approx \mu_0 r \left[ \ln \left( \frac{8}{1 - \zeta} \right) - 2 \right] \quad (2.12)$$

Der Term innerhalb des Logarithmus wird durch eine Taylorreihenentwicklung um  $\zeta_0 = 1$  bestimmt:

$$1 - \zeta^{0,126} \approx 1 - \zeta^{0,125} = 1 - \sqrt[8]{\zeta} \approx 1 - \sqrt[8]{\zeta_0} - (\zeta - \zeta_0) \frac{1}{8\sqrt[8]{\zeta_0^7}} = \frac{1 - \zeta}{8}$$

Die aus [Fin02] bekannte Gleichung (2.13) basiert auf der Gleichung (2.12) von Maxwell:

$$\ln \left( \frac{8}{1 - \zeta} \right) - 2 = \underbrace{\ln(8) - 2}_{<0,08} - \ln(1 - \zeta) \xrightarrow{\zeta \rightarrow 1} - \ln(1 - \zeta)$$

Unter der Bedingung, dass  $\zeta > 0,999$  kann  $\ln(8) - 2$  vernachlässigt werden und es ergibt sich die Näherung

$$L = -\mu_0 r \ln(1 - \zeta) = -\mu_0 r \ln \left( \frac{r - r_i}{r} \right) = \mu_0 r \ln \left( \frac{r}{R} \right). \quad (2.13)$$

Die bisher untersuchten Formeln beziehen sich jeweils auf eine einzige Windung  $N = 1$ . Besitzt die Antenne mehrere Windungen, wird das Ergebnis mit  $N^2$  multipliziert.

Mit Gleichung (2.14) können Induktivitäten für rechteckige Antennen angenähert werden [WM08]. Der Exponent  $\alpha$  variiert dabei von Antenne zu Antenne und ist abhängig von deren Abmessungen und Geometrie, sowie von der Anordnung und den Abmessungen der Leiterbahnen.

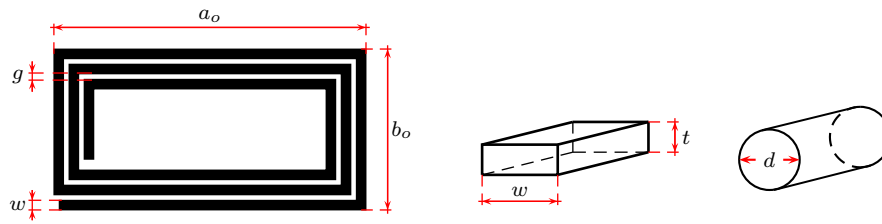


Abbildung 2.4: Rechteckige Antenne mit Querschnitten für rechteckige und runde Leiterbahnen

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} (x_1 + x_2 - x_3 + x_4) N^2 \quad (2.14)$$

$$x_1 = a \ln \left( \frac{2ab}{d(a + \sqrt{a^2 + b^2})} \right)$$

$$x_2 = b \ln \left( \frac{2ab}{d(b + \sqrt{a^2 + b^2})} \right)$$

$$x_3 = 2(a + b - \sqrt{a^2 + b^2})$$

$$x_4 = \frac{a + b}{4}$$

$$d = \frac{2(t + w)}{\pi}$$

Die Parameter  $a$  und  $b$  sind die mittlere Länge bzw. Breite der Antenne. Bei Kenntnis der Leiterbahnbreite  $w$ , dem Abstand  $g$  zwischen zwei Bahnen, den Außenmaßen der Antenne  $a_o$  und  $b_o$  (siehe Abbildung 2.4) und der Windungszahl  $N$  können  $a$  und  $b$  bestimmt werden. Am besten eignet sich dafür die folgende Berechnungsmethode [Win09]:

$$a = a_o - (2N - 1)(g + w) + w \quad b = b_o - (2N - 1)(g + w) + w \quad (2.15)$$

## 2.3 Gegeninduktivität

Fließt durch die Leiterschleife 1 der Strom  $I_1$ , erzeugt dieser ein Feld. Befindet sich in dessen Nähe die Leiterschleife 2, wird diese teilweise durch den magnetischen Fluss  $\Phi(I_1)$  von Leiterschleife 1 durchdrungen. Die beiden Stromkreise sind durch die magnetische Flussverknüpfung  $\Psi$  gekoppelt. Das Verhältnis der Flussverknüpfung in der zweiten Leiterschleife zum Strom in der ersten definiert die Gegeninduktivität [Fin02]:

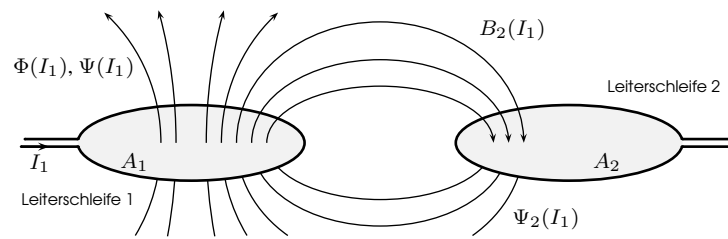


Abbildung 2.5: Gegeninduktivität durch Verkopplung zweier Spulen, modifiziert aus [Fin02]

$$M_{21} = \frac{\Psi_{A_2}(I_1)}{I_1} = \int_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} dA_2 \quad (2.16)$$

Weiters gilt

$$M = M_{12} = M_{21}. \quad (2.17)$$

Die Gegeninduktivität für runde Antennen kann nach

$$M = \mu_0 \frac{r_1 r_2 N_1 N_2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} d\varphi_1 d\varphi_2 \quad (2.18)$$

berechnet werden [NXPb]. Die Terme  $x$ ,  $y$  und  $z$  werden folgendermaßen bestimmt:

$$x = x_1 + r_1 \cos \varphi_1 - x_2 - r_2 \cos \varphi_2$$

$$y = y_1 + r_1 \sin \varphi_1 - y_2 - r_2 \sin \varphi_2$$

$$z = z_1 - z_2$$

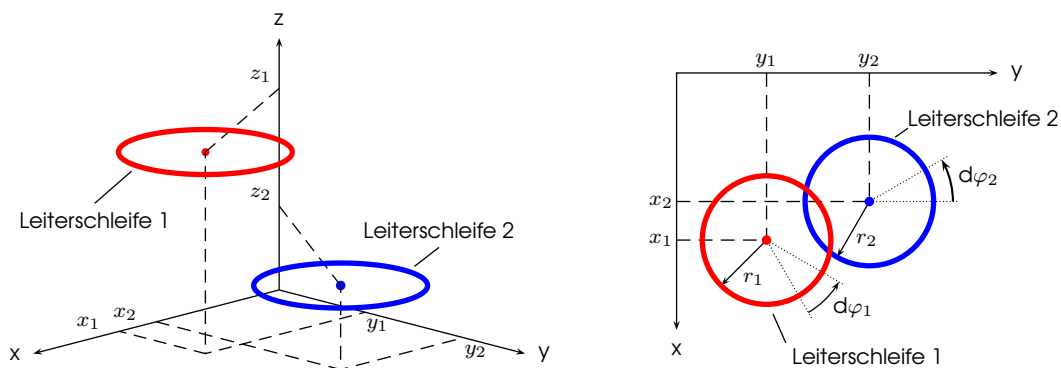


Abbildung 2.6: Mögliche räumliche Anordnung von zwei runden Leiterschleifen



Für koaxial angeordnete Leiterschleifen reduziert sich Gleichung (2.18) auf folgende Form:

$$M = \mu_0 \frac{r_1 r_2 N_1 N_2}{4 \pi} \dots \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sqrt{(r_1 \cos \varphi_1 - r_2 \cos \varphi_2)^2 + (r_1 \sin \varphi_1 - r_2 \sin \varphi_2)^2 + (z_1 - z_2)^2}} d\varphi_1 d\varphi_2 \quad (2.19)$$

Ohne Integration von  $B_2$  über die Fläche  $A_2$  ergibt sich eine vereinfachte Form der Gegeninduktivität (Gleichung (2.20)).  $B_2$  aus Gleichung (2.16) wird durch Gleichung (2.4) ersetzt.

$$M_{21} = \frac{N_2 \Phi_{B2}}{I_1} = \frac{N_2}{I_1} \int_{A_2} B_2(I_1) dA_2 = \frac{N_2 B_2(I_1) A_2}{I_1} = \frac{\mu_0 N_1 N_2 r_1^2 A_2}{2 \sqrt{(x^2 + r_1^2)^3}} \quad (2.20)$$

Die Gegeninduktivität für rechteckige Antennen kann anhand Gleichung (2.21) berechnet werden [NXPa]. Die Terme  $x$ ,  $y$  und  $z$  werden wie folgt berechnet:

$$x = x_1 - x_2$$

$$y = y_1 - y_2$$

$$z = z_1 - z_2$$

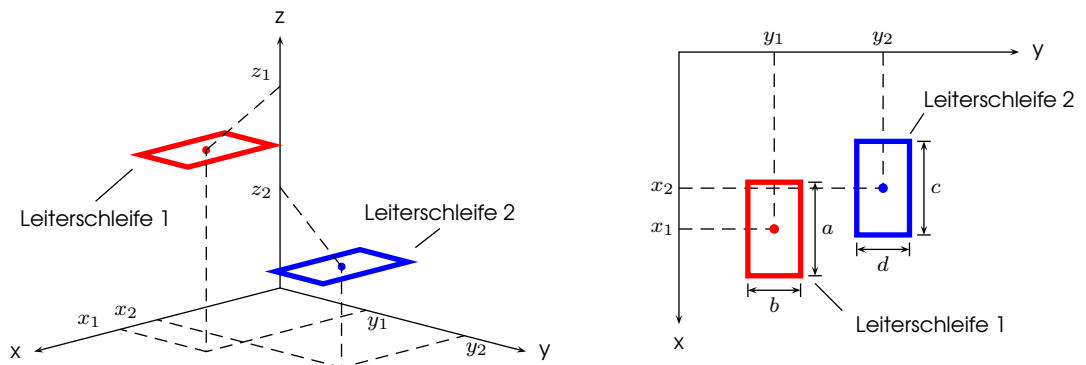


Abbildung 2.7: Mögliche räumliche Anordnung von zwei rechteckigen Leiterschleifen

$$M = \mu_0 \frac{N_1 N_2}{4 \pi} \cdot \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y - \frac{b}{2} + \frac{d}{2})^2 + z^2}} \dots \dots - \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y - \frac{b}{2} - \frac{d}{2})^2 + z^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y + \frac{b}{2} + \frac{d}{2})^2 + z^2}} \dots \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned}
& \dots + \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y + \frac{b}{2} - \frac{d}{2})^2 + z^2}} d\chi_1 d\chi_2 \dots \\
& \dots + \mu_0 \frac{N_1 N_2}{4\pi} \cdot \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \frac{1}{\sqrt{(x - \frac{a}{2} + \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} \dots \\
& \dots - \frac{1}{\sqrt{(x - \frac{a}{2} - \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x + \frac{a}{2} + \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} \dots \\
& \dots + \frac{1}{\sqrt{(x + \frac{a}{2} - \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} dv_1 dv_2
\end{aligned}$$

## 2.4 Koppelfaktor

Eine wichtige Kennzahl im Zusammenspiel von Lesegerät und Transponder ist der Koppelfaktor, welcher eine qualitative Aussage über die Qualität der Kopplung von zwei Antennen zulässt. Aus der Induktivität  $L_1$  und  $L_2$  zweier Antennen und deren Gegeninduktivität  $M$  lässt sich der Koppelfaktor  $k$  bestimmen.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad 0 \geq |k| \geq 1 \quad (2.22)$$

Der Wertebereich von  $k$  liegt zwischen -1 und 1, es wird jedoch üblicherweise der Betrag  $|k|$  angegeben.

Zur Berechnung stehen je nach Antennengeometrie zwei Berechnungsmethoden zur Verfügung. Mit Gleichung (2.23) wird  $k$  für zwei runde Antennen bestimmt. Neben den Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  fließen die Permeabilitätskonstante  $\mu_0$ , die Radien  $r_1$  und  $r_2$  und Windungszahlen  $N_1$  und  $N_2$  der beiden Antennenschleifen ein.

$$k = \mu_0 \frac{r_1 r_2 N_1 N_2}{4\pi \sqrt{L_1 L_2}} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} d\varphi_1 d\varphi_2 \quad (2.23)$$

$$x = x_1 + r_1 \cos \varphi_1 - x_2 - r_2 \cos \varphi_2$$

$$y = y_1 + r_1 \sin \varphi_1 - y_2 - r_2 \sin \varphi_2$$

$$z = z_1 - z_2$$

Der Koppelfaktor für rechteckige Antennen wird wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned}
k = & \mu_0 \frac{N_1 N_2}{4 \pi \sqrt{L_1 L_2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{c}{2}}^{\frac{c}{2}} \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y - \frac{b}{2} + \frac{d}{2})^2 + z^2}} \dots \\
& \dots - \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y - \frac{b}{2} - \frac{d}{2})^2 + z^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y + \frac{b}{2} + \frac{d}{2})^2 + z^2}} \dots \\
& \dots + \frac{1}{\sqrt{(x - \chi_1 + \chi_2)^2 + (y + \frac{b}{2} - \frac{d}{2})^2 + z^2}} d\chi_1 d\chi_2 \dots \\
& \dots + \mu_0 \frac{N_1 N_2}{4 \pi} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} \frac{1}{\sqrt{(x - \frac{a}{2} + \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} \dots \\
& \dots - \frac{1}{\sqrt{(x - \frac{a}{2} - \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x + \frac{a}{2} + \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} \dots \\
& \dots + \frac{1}{\sqrt{(x + \frac{a}{2} - \frac{c}{2})^2 + (y - v_1 + v_2)^2 + z^2}} dv_1 dv_2
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Der Koppelfaktor für zwei Antennen mit unterschiedlicher Geometrie (rund und rechteckig) wird nach [Win09] am besten über den Mittelwert beider Berechnungsmethoden bestimmt. Für Gleichung (2.23) werden die Abmessungen der rechteckigen Antenne in die einer runden Antenne mit äquivalentem Flächeninhalt umgewandelt. Für Gleichung (2.24) erfolgt dieselbe Umwandlung, jedoch von der runden Antenne in eine quadratische.

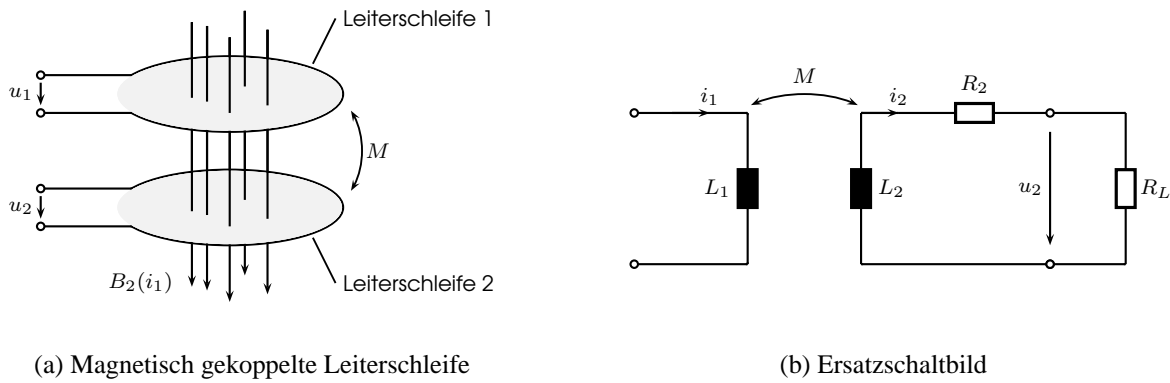
## 2.5 Induktionsgesetz

Das Induktionsgesetz beschreibt den Effekt, bei dem eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses  $\Phi$  eine elektrische Feldstärke  $E_i$  zur Folge hat.

Als Induktionsspannung wird jene Spannung  $u_2$  bezeichnet, die zwischen den beiden Enden einer nahezu geschlossenen Leiterschleife anliegt. Über das Linienintegral der Feldstärke  $E_i$  entlang der Leiterschleife kann die induzierte Spannung berechnet werden:

$$u_2 = \oint E_i ds = - \frac{d\Phi(t)}{dt} \tag{2.25}$$

Der zeitlich veränderliche magnetische Fluss ist die Folge des zeitlich veränderlichen Stromes  $i_1$  in Leiterschleife 1. Ein Teil des magnetischen Flusses wird in dieselbe Leiterschleife 1 induziert und wird als Selbstinduktion bezeichnet. Wird Leiterschleife 2 ebenfalls von  $\Phi(i_1)$



(a) Magnetisch gekoppelte Leiterschleife

(b) Ersatzschaltbild

Abbildung 2.8: Magnetisch gekoppelte Leiterschleifen, modifiziert aus [Fin02]

durchflossen, erfolgt eine Gegeninduktion. Dies bedeutet, dass auch in diese Leiterschleife Spannung induziert wird. Der dadurch fließende Strom  $i_2$  hat wiederum einen magnetischen Fluss  $\Phi(i_2)$  zur Folge, der dem magnetischen Fluss  $\Phi(i_1)$  entgegenwirkt.

Das Ersatzschaltbild für gekoppelte Leiterschleifen ist in Abbildung 2.8b ersichtlich. In einem induktiv gekoppelten RFID-System entspricht  $L_1$  der Induktivität der Readerantenne,  $L_2$  jener der Transponderantenne mit dem Wicklungswiderstand  $R_2$ . Mit  $R_L$  wird der Datenträger symbolisiert.

$$u_2 = + \frac{d\Phi_2}{dt} = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 R_2 \quad (2.26)$$

Aufgrund des sinusförmigen Wechselstroms lässt sich Gleichung (2.26) in komplexer Schreibweise angeben:

$$u_2 = j\omega M i_1 - j\omega L_2 i_2 - i_2 R_2 \quad (2.27)$$

Der Strom  $i_2$  ist das Verhältnis von Spannung  $u_2$  zum Widerstand  $R_L$  und Gleichung (2.27) lässt sich dadurch wie folgt angeben:

$$u_2 = \frac{j\omega M i_1}{1 + \frac{j\omega L_2 + R_2}{R_L}} \quad (2.28)$$

Für eine einfache Leiterschleife (z.B. Kalibrierspule) ist durch das Einsetzen der Gleichungen (2.7), (2.6) und (2.1) in Gleichung (2.25) eine Vereinfachung von  $u_2$  möglich und kann folgendermaßen berechnet werden:

$$u_2 = \omega \Phi = 2\pi f \mu_o \mu_r H A \quad (2.29)$$

## 2.6 Resonanz, Güte und Bandbreite

Würde dem Chip am Transponder nur die induzierte Spannung zur Verfügung stehen, würde er in den seltensten Fällen funktionieren. Nur durch eine Spannungs- bzw. Stromüberhöhung aufgrund von Resonanz kann der Chip mit ausreichend Energie versorgt werden.

Durch eine Parallelschaltung der Induktivität (im betrachteten Fall in Form einer Leiterschleife) mit einer Kapazität wird ein Parallelresonanzkreis gebildet. Die Resonanzfrequenz ist jene Frequenz, bei der das System betrieben wird, um den größtmöglichen Wirkungsgrad zu erreichen. Die Berechnung der Resonanzfrequenz  $f_{res}$  erfolgt über die Thomson-Gleichung [GM06]:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.30)$$

Die Abbildung 2.9 zeigt ein Ersatzschaltbild für ein induktiv-gekoppeltes RFID-System mit

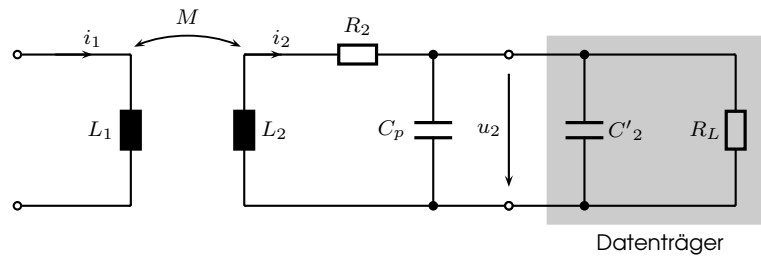


Abbildung 2.9: Ersatzschaltbild für einen Transponder mit Schwingkreis, modifiziert aus [Fin02]

einem Parallelschwingkreis am Transponder.  $C_p$  ist dabei die parasitäre Kapazität der Antenne. Mit  $C'_2$  wird der Schwingkreis auf die gewünschte Resonanzfrequenz angepasst. Die Spannung  $u_2$  hinter der Antenne wird wie folgt berechnet:

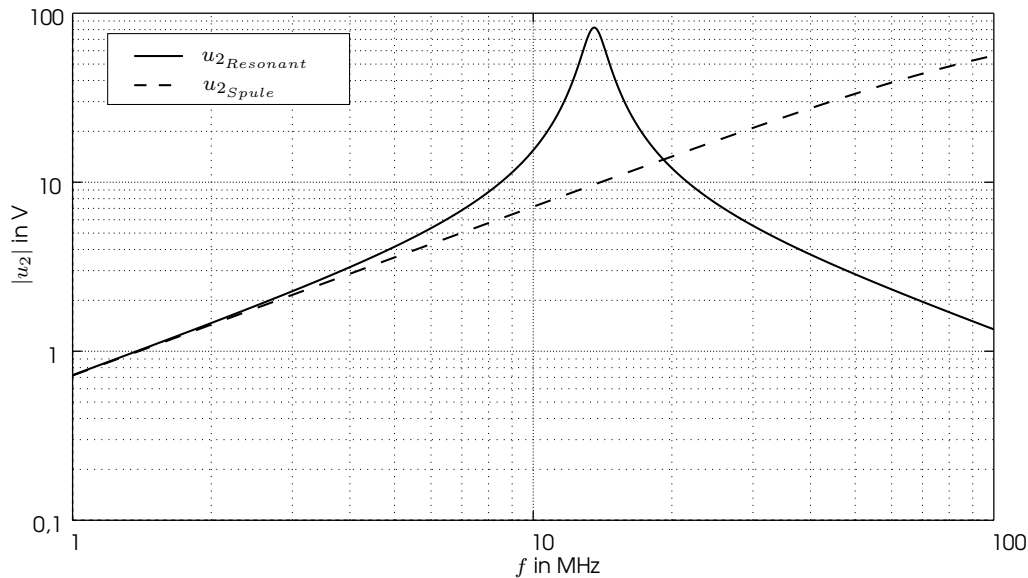
$$u_2 = \frac{j\omega M i_1}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \left( \frac{1}{R_L} + j\omega(C_p + C'_2) \right)} \quad (2.31)$$

bzw. in nicht komplexer Schreibweise und die Gegeninduktivität  $M$  angegeben als Produkt aus dem Koppelfaktor  $k$  und den Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$ :

$$u_2 = \frac{\omega k \sqrt{L_1 L_2} i_1}{\sqrt{\left( \frac{\omega L_2}{R_L} + \omega R_2 C_2 \right)^2 + \left( 1 - \omega^2 L_2 C_2 + \frac{R_2}{R_L} \right)^2}} \quad (2.32)$$

Die Auswirkung der Spannungsüberhöhung bei Resonanz ist in Abbildung 2.10 im Vergleich zum Spannungsverlauf ohne Resonanz ersichtlich.

Der Verlauf von  $u_{2_{Resonant}}$  entspricht dem Ergebnis nach Gleichung (2.32) für eine Resonanzfrequenz von 13,56 MHz. Die Berechnung der Spannung  $u_{2_{Spule}}$  (ohne Schwingkreis) erfolgt

Abbildung 2.10: Spannungsverlauf von  $u_2$  mit und ohne Schwingkreis

nach Gleichung (2.28). Während der Spannungsverlauf unterhalb der Resonanzfrequenz für beide Fälle annähernd ident ist, gibt es im resonanten Bereich eine sehr starke Überhöhung. Auf diese Weise ist es möglich, dem Chip am Transponder genügend Spannung zur Verfügung zu stellen. Oberhalb der Resonanzfrequenz nimmt die Spannung im Schwingkreis sehr schnell ab.

Die Spannungsüberhöhung eines Schwingkreises kann anhand des Gütefaktors  $Q$  beschrieben werden. Durch gezielte Beschaltung des Schwingkreises mit einem Widerstand ist es möglich, fast jede beliebige Güte und damit ein elektromagnetisches Feld in gewünschter Größe zu erreichen.

Je nach Art des Schwingkreises (siehe Abbildung 2.11) wird die Güte verschieden berechnet.



Abbildung 2.11: Schwingkreise

Mit Gleichung (2.33) wird die Güte für einen Serienschwingkreis berechnet. Das Ergebnis für

einen Parallelschwingkreis liefert Gleichung (2.34).

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (2.33)$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega L_p} \quad (2.34)$$

Der Gütefaktor eines Gesamtsystems (siehe Abbildung 2.9) wird wie folgt berechnet:

$$Q = \frac{1}{R_2 \sqrt{\frac{C_p + C'_2}{L_2}} + \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L_2}{C_p + C'_2}}} = \frac{1}{\frac{R_2}{\omega L_2} + \frac{\omega L_2}{R_L}} \quad (2.35)$$

Wird die Rückwirkung des Transponders vernachlässigt, stellt die Energiereichweite für ein RFID-System mit passenden Werten der güteabhängigen Parameter kein Problem dar. Die Güte ist jedoch umgekehrt proportional zu Bandbreite  $B$ . Die Bandbreite ist die Differenz der beiden Frequenzen, bei denen der Spannungswert um -3 dB im Bezug auf den Wert bei der Resonanzfrequenz abgenommen hat.

$$Q = \frac{f_{res}}{B} = \frac{f_{res}}{f_o - f_u} \quad (2.36)$$

Abbildung 2.12 zeigt dieses Verhalten für zwei unterschiedliche Gütefaktoren. Die Berechnung erfolgt für den Schwingkreis in Abbildung 2.9 nach Gleichung (2.37). Gleichung (2.35) wird dabei um den Widerstand  $R_s$  (in Serie zu  $R_2$ ) erweitert. Für den unterschiedlichen Verlauf der Güte wird  $R_s$  variiert.

$$Q = \frac{1}{\frac{R_2 + R_s}{\omega L_2} + \frac{\omega L_2}{R_L}} \quad (2.37)$$

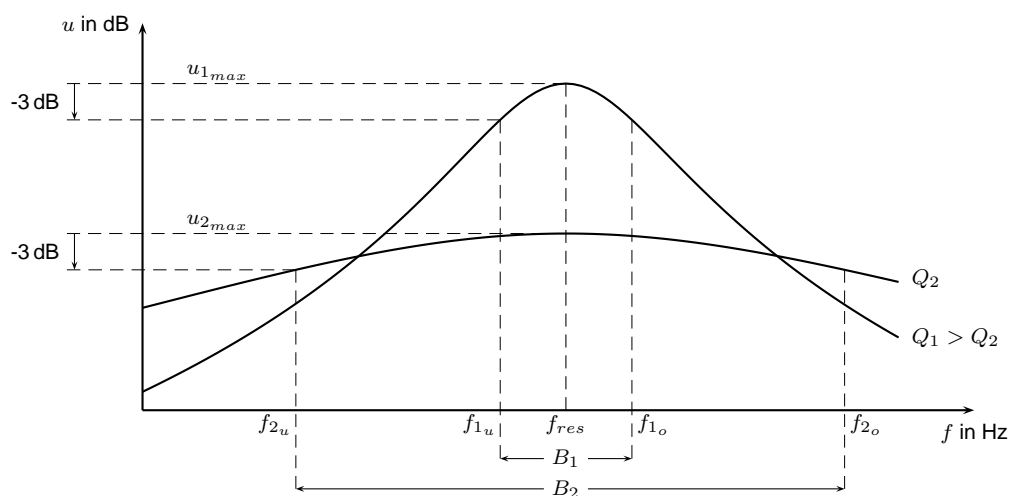


Abbildung 2.12: Zusammenhang zwischen Güte  $Q$  und Bandbreite  $B$

Da  $u_{1max}$  größer als  $u_{2max}$  ist, gilt  $Q_1 > Q_2$ . Die Bandbreite  $B_1$  ist jedoch um vieles kleiner als  $B_2$ .

Erfordert ein RFID-System die Übertragung von großen Datenmengen innerhalb kürzester Zeit ist eine hohe Bandbreite notwendig. Dies wird mit einer niedrigen Güte erreicht, wenn dies auch eine geringere Spannung zur Folge hat.



## 3 Modellbildung und Parameteranalyse von Multi-Transpondersystemen

Das in diesem Kapitel untersuchte System kann als ideal angesehen werden. Das Ziel ist die Betrachtung der Resonanzfrequenzen und deren Verhalten beim Zusammenspiel mehrerer Transponder in einem magnetischen Feld. Die Ergebnisse beruhen auf Simulationen mit dem Programmpaket Cadence OrCAD.

### 3.1 Reader und Transponder

Der Reader dient ausschließlich der Energiebereitstellung, hat aber sonst keinen Einfluss auf das System. Die Transponder bestehen lediglich aus einem Schwingkreis. Beide Komponenten besitzen eine Antenne des sogenannten Typs ID-1, welcher im Standard [ISO7810] definiert ist.

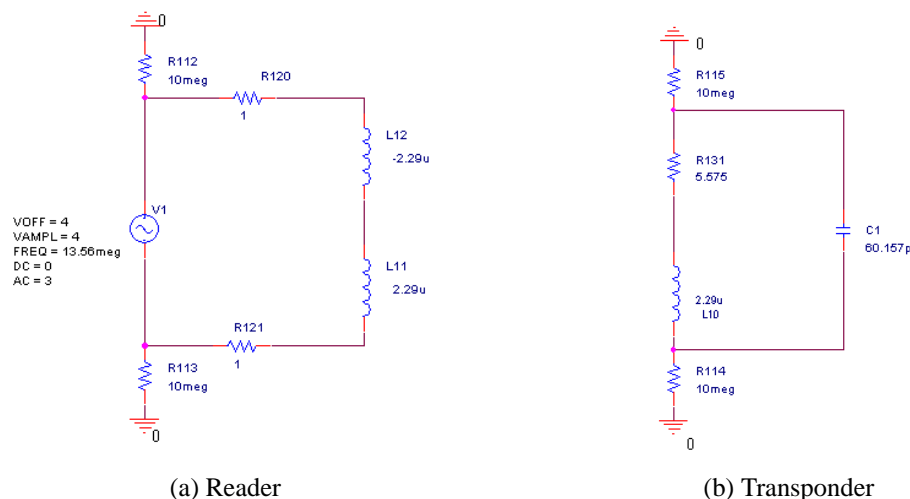


Abbildung 3.1: Readerfunktionalität und vereinfachter Transponder

### 3.1.1 Reader

Der in diesem Kapitel verwendete Reader (siehe Abbildung 3.1a) ist kein Reader im herkömmlichen Sinn. Es handelt sich viel mehr um einen Aufbau mit Readerfunktionalität. Er liefert lediglich die Energie für die Transponder, wirkt aber sonst in keiner Weise auf diese ein. Seine Betriebsfrequenz liegt bei 13,56 MHz.

### 3.1.2 Transponder

Der verwendete Transponder (siehe Abbildung 3.1b) stellt eine sehr vereinfachte Annäherung an einen realen Transponder dar. Er besitzt einzig einen Serienschwingkreis mit bestimmter Resonanzfrequenz.

Die Resonanzfrequenz  $f_{res}$  der Transponder in den Simulationen in Abschnitt 3.2 liegt bei 13,56 MHz und die Induktivität  $L$  beträgt 2,29  $\mu\text{H}$ . Die entsprechende Kapazität wird mit Gleichung (2.30) berechnet:

$$C = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 L} = 60,16 \text{ pF}$$

Der Güte bestimmende serielle Widerstand  $R_s$  wird mit Gleichung (2.33) für eine Güte  $Q$  von 35 bestimmt:

$$R_s = \frac{2\pi f_{res} L}{Q} = 5,57 \text{ } \Omega$$

### 3.1.3 Koppelfaktor zwischen zwei ID-1-Antennen

Die verwendete ID-1-Antenne hat einen rechteckigen Windungsverlauf. Die längere Seite hat eine Länge von 68,75 mm und die kürzere von 38,75 mm. Die Induktivität beträgt 2,29  $\mu\text{H}$  bei einer Windungszahl von 4. Der Koppelfaktor zwischen Reader und Transponder bzw. zwischen den Transpondern wird nach Gleichung (2.24) auf Seite 15 berechnet. Abbildung 3.2 zeigt den Verlauf des Koppelfaktors. Die entsprechenden Werte finden sich im Anhang A in Tabelle A.3 auf Seite 89.

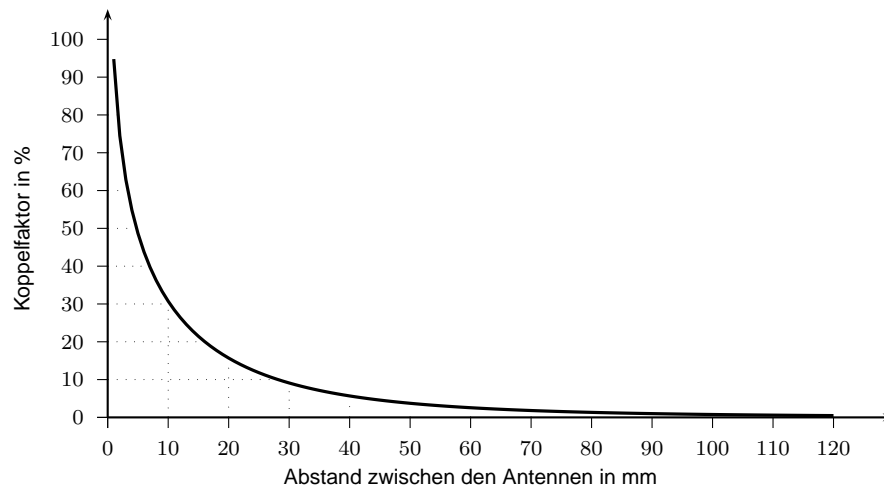


Abbildung 3.2: Koppelfaktor in % zwischen zwei koaxial angeordneten ID-1-Antennen

### 3.2 Transponder mit gleichen Resonanzfrequenzen

In der Nähe des Readers werden mehrere Transponder in koaxialer Ausrichtung mit unterschiedlichen Abständen positioniert. Alle besitzen denselben Schwingkreis, der auf eine Frequenz von 13,56 MHz abgestimmt ist. Die Abstände und Koppelfaktoren zwischen dem Reader und den Transpondern und den Transpondern untereinander sind wie folgt definiert (siehe Tabelle 3.1). Abbildung 3.4 zeigt beispielhaft die räumliche Anordnung für den Reader und vier Transponder. Wie sich die Resonanzfrequenzen einzelner Transponder unter Einfluss ausprägen, ist in Abbildung 3.3 ersichtlich.

		Kopplung in %					
Abstand in mm	Reader	62,90	36,28	21,45	9,10	3,73	1,33
	3	Tr. 1	48,68	26,41	10,62	4,21	1,45
	8	5	Tr. 2	39,72	13,97	5,20	1,70
	15	12	7	Tr. 3	21,45	7,13	2,15
	30	27	22	15	Tr. 4	15,69	3,73
	50	47	42	35	20	Tr. 5	9,10
	80	77	72	65	50	30	Tr. 6

Tabelle 3.1: Kopplung im Bezug auf den Abstand zwischen zwei ID-1-Antennen

Befindet sich nur ein Transponder im magnetischen Feld des Readers, prägt sich die Resonanzfrequenz wie in Abbildung 3.3a gezeigt aus. Die Überhöhung des Verlaufs liegt genau bei 13,56 MHz. Bei zwei Transpondern bilden sich zwei Resonanzfrequenzen heraus (siehe Abbildung 3.3b). Eine liegt unterhalb der ursprünglichen Resonanzfrequenz von 13,56 MHz,

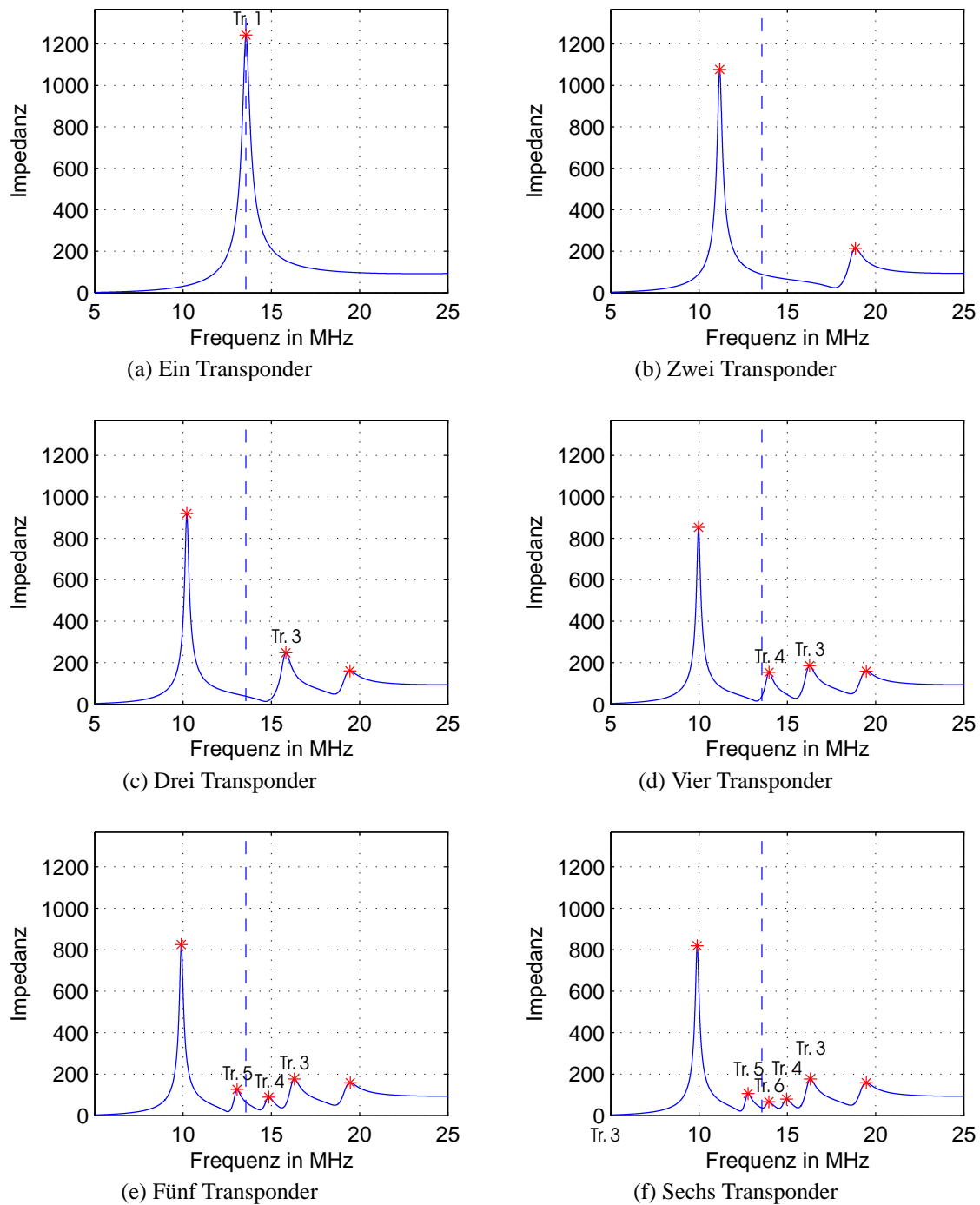


Abbildung 3.3: Resonanzfrequenzen mit verschiedener Anzahl von Transpondern

die zweite oberhalb. Durch die Kopplung zueinander verändert sich die Impedanz und dadurch das Verhalten jedes einzelnen Transponders. Die Folge für jeden Transponder ist eine neue, von dem unverstimmten Fall verschiedene Resonanzfrequenz für jeden Transponder. Die Abbildungen 3.3c, 3.3d, 3.3e und 3.3f zeigen, dass drei Transponder drei, vier Transpon-

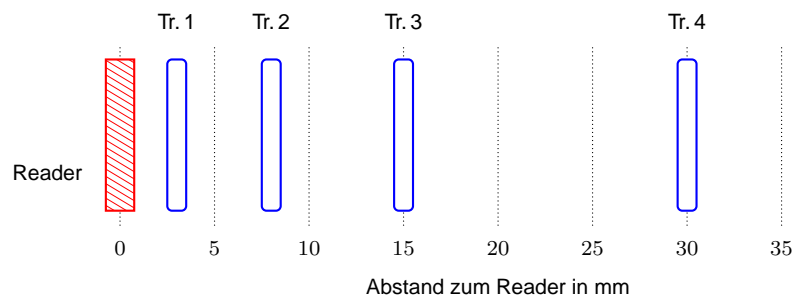


Abbildung 3.4: Anordnung des Readers und vier Transpondern (Tr. 1 – Tr. 4)

der vier, fünf Transponder fünf und sechs Transponder sechs Resonanzfrequenzen hervorrufen. Jeder Schwingkreis besitzt seine eigene Resonanzfrequenz.

Mit der Betrachtung der Impedanzen im Frequenzbereich ist es bis auf die ersten zwei Transponder möglich, jeden seiner Resonanzfrequenz zuzuordnen. Bei geringer Kopplung liegt die Resonanzfrequenz jedes Transponders in der Nähe der unverstimmten Frequenz. Je größer die Kopplung ist, desto mehr weicht sie davon ab. Bei zwei identen Transpondern wie in Abbildung 3.3b ist es – ohne Betrachtung von Strom und Spannung – nicht möglich, zu bestimmen, in welche Richtung sich die jeweilige Resonanzfrequenz verschiebt. Sind die beiden Transponder nicht gekoppelt, besitzen sie dieselbe Resonanzfrequenz. Mit zunehmender Kopplung sinkt eine der Frequenzen und die zweite steigt an.

Bei drei Transpondern (siehe Abbildung 3.3c) prägt sich die dritte Resonanzfrequenz zwischen den beiden anderen aus – nahe der unverstimmten Resonanzfrequenz. Die Zuordnung ist eindeutig.

### 3.3 Transponder mit verschiedenen Resonanzfrequenzen

Für die folgenden Betrachtungen werden Transponder mit drei verschiedenen Resonanzfrequenzen verwendet. Sie werden mit  $\mathcal{A}$ ,  $\mathcal{B}$  und  $\mathcal{C}$  bezeichnet. Die Bauteilwerte (siehe Tabelle 3.2) werden wiederum mit den Gleichungen 2.30 und 2.33 berechnet.

Transponder	Resonanzfrequenz [MHz]	Induktivität [ $\mu\text{H}$ ]	Kapazität [pF]	Widerstand [ $\Omega$ ]
■ $\mathcal{A}$	13,56	2,29	60,2	5,57
■ $\mathcal{B}$	15,68	2,29	45,0	6,45
■ $\mathcal{C}$	18,28	2,29	33,1	7,51

Tabelle 3.2: Bauteilwerte für die drei verwendeten Transponder

### 3.3.1 Zwei Transponder

In einem Abstand von 3 mm zum Reader befindet sich der Transponder  $\mathcal{C}$  im magnetischen Feld des Readers. Der Abstand des Transponders  $\mathcal{A}$  zum Reader und zu  $\mathcal{C}$  wird variiert (siehe Tabelle 3.3). Abbildung 3.5 zeigt den Resonanzfrequenzverlauf am Reader und die räumliche Anordnung bei unterschiedlichem Abstand von  $\mathcal{A}$  zu  $\mathcal{C}$ .

ad Abb. 3.5	40 mm	20 mm	10 mm	5 mm	2 mm	ad Abb. 3.6
$\mathcal{R} - \mathcal{C}$	62,90	62,90	62,90	62,90	62,90	$\mathcal{R} - \mathcal{A}$
$\mathcal{R} - \mathcal{A}$	4,98	13,20	24,59	36,28	48,68	$\mathcal{R} - \mathcal{C}$
$\mathcal{C} - \mathcal{A}$	5,68	15,69	30,73	48,68	74,51	$\mathcal{A} - \mathcal{C}$

Tabelle 3.3: Koppelfaktoren in % in Bezug auf den Abstand zwischen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{C}$

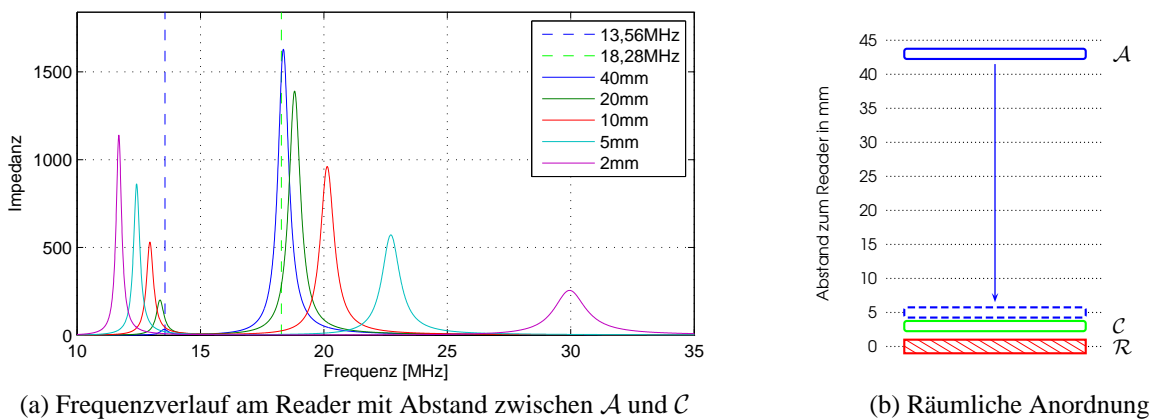


Abbildung 3.5: Resonanzfrequenzverlauf bei zwei Transpondern mit Koppelfaktoren nach Tabelle 3.3

Bei geringer Kopplung zwischen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{C}$  ist hauptsächlich die Resonanzfrequenz von  $\mathcal{C}$  ausgeprägt. Sie befindet sich in der Nähe von 18,28 MHz (Frequenz, auf den  $\mathcal{C}$  abgestimmt ist). Mit steigender Kopplung (Abstand wird geringer) bildet sich die Resonanzfrequenz von  $\mathcal{A}$  immer mehr heraus. Dabei wird die Frequenz von  $\mathcal{A}$ , beginnend bei 13,56 MHz (Resonanzfrequenz von  $\mathcal{A}$ ), immer geringer und jene von  $\mathcal{C}$  steigt kontinuierlich an.

Vertauscht man die Transponder und befindet sich  $\mathcal{A}$  mit einem fixen Abstand von 3 mm zum Reader im Feld und wird der Abstand von  $\mathcal{C}$  variiert, verhalten sich die Resonanzfrequenzen ähnlich. In Abbildung 3.6 ist ersichtlich, wie sich mit steigender Kopplung zwischen  $\mathcal{C}$  zu  $\mathcal{A}$  die Resonanzfrequenzen verschieben. Jene von  $\mathcal{A}$  wird immer geringer, jene von  $\mathcal{C}$  nimmt zu.

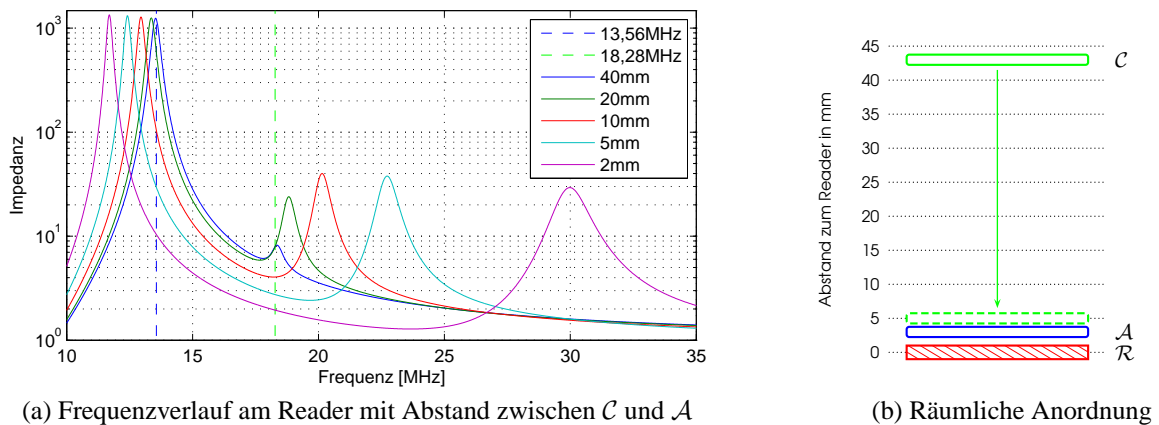


Abbildung 3.6: Resonanzfrequenzverlauf bei zwei Transpondern mit Koppelfaktoren nach Tabelle 3.3

### 3.3.2 Drei Transponder

Bei drei Transpondern kann sich ein Resonanzfrequenzverlauf wie in Abbildung 3.7a ergeben. Der Reader und die Transponder sind wie in Abbildung 3.7b angeordnet.  $C$  und  $A$  sind in einem konstanten Abstand zueinander und zum Reader positioniert. Der Abstand vom Reader zu  $C$  beträgt 3 mm und zu  $A$  8 mm.  $B$  nähert sich  $A$  an.

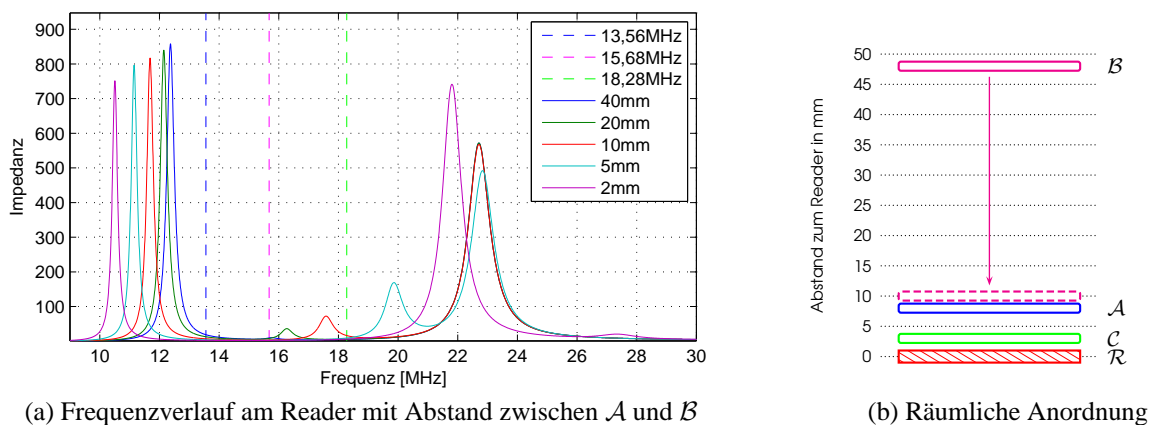


Abbildung 3.7: Resonanzfrequenzverlauf bei drei Transpondern mit Koppelfaktoren nach Tabelle 3.4

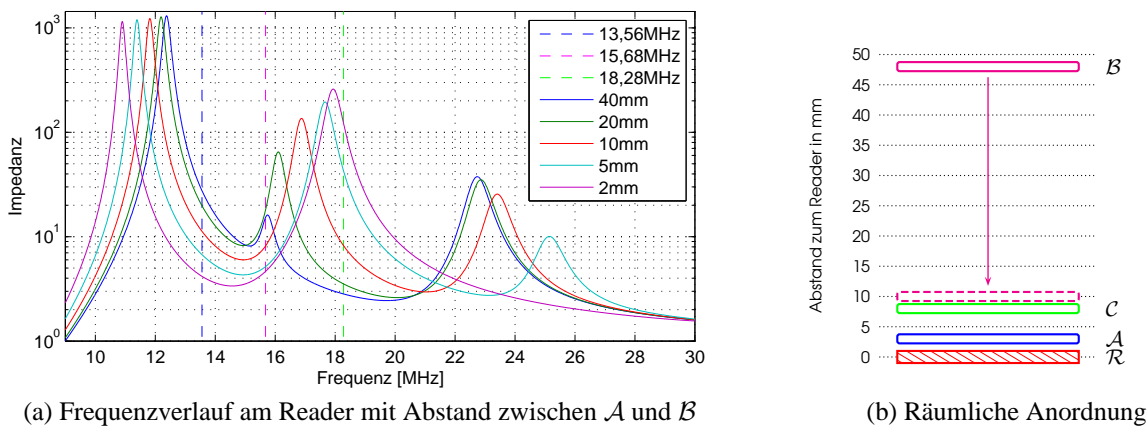
Die niedrigste Resonanzfrequenz, jene von  $A$ , wird mit steigender Kopplung zu  $B$  nach unten verschoben. Jene von  $C$ , die höchste von den drei Transpondern, nach oben. Die Resonanzfrequenz von  $B$  findet sich zwischen den beiden wieder und verschiebt sich ausgehend von der eigenen Resonanzfrequenz bei 15,68 MHz ebenfalls nach oben.

Das Vertauschen von  $A$  und  $C$  hat keinen Einfluss auf die Position und Ausbreitungsrichtung

der Resonanzfrequenzen (siehe Abbildung 3.8).

ad Abb. 3.7	40 mm	20 mm	10 mm	5 mm	2 mm	ad Abb. 3.8
$\mathcal{R} - \mathcal{C}$	62,90	62,90	62,90	62,90	62,90	$\mathcal{R} - \mathcal{A}$
$\mathcal{R} - \mathcal{A}$	36,28	36,28	36,28	36,28	36,28	$\mathcal{R} - \mathcal{C}$
$\mathcal{R} - \mathcal{B}$	4,04	10,08	17,70	24,59	30,73	$\mathcal{R} - \mathcal{B}$
$\mathcal{C} - \mathcal{A}$	48,68	48,68	48,68	48,68	48,68	$\mathcal{A} - \mathcal{C}$
$\mathcal{C} - \mathcal{B}$	4,57	11,82	21,45	30,73	39,72	$\mathcal{A} - \mathcal{B}$
$\mathcal{A} - \mathcal{B}$	5,68	15,69	30,73	48,68	74,51	$\mathcal{C} - \mathcal{B}$

Tabelle 3.4: Koppelfaktoren in % in Bezug auf den Abstand zwischen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{B}$  bzw.  $\mathcal{C}$  und  $\mathcal{B}$



(a) Frequenzverlauf am Reader mit Abstand zwischen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{B}$

(b) Räumliche Anordnung

Abbildung 3.8: Resonanzfrequenzverlauf bei drei Transpondern mit Koppelfaktoren nach Tabelle 3.4

### 3.3.3 Mehr als drei Transponder

Bei der folgenden Simulation werden der Reihe nach verschiedene Transponder ins Feld gebracht. Auf Transponder  $\mathcal{C}_1$  folgt Transponder  $\mathcal{C}_2$ . Der dritte Transponder ist  $\mathcal{B}$ , der vierte  $\mathcal{A}_1$  und der fünfte und letzte ist  $\mathcal{A}_2$ . Die Transponder  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  sind vom Typ  $\mathcal{A}$ , die Transponder  $\mathcal{C}_1$  und  $\mathcal{C}_2$  vom Typ  $\mathcal{C}$ . Zufällig gewählte räumliche Anordnungen (Szenarien von A bis N) werden simuliert. Der Abstand zwischen einem Transponder zum nächsten beträgt 3 mm. Die detaillierten Entfernungen zwischen den einzelnen Antennen sind für jedes Szenario mit den entsprechenden Koppelfaktoren in Tabelle 3.5 angegeben. Die sich aus der Simulation ergebenden Resonanzfrequenzen befinden sich in Tabelle 3.6.



	Szenario													
	A		B		C		D		E		F		G	
$\mathcal{R} - \mathcal{C}_1$	20	15,69	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90
$\mathcal{R} - \mathcal{C}_2$	-	-	-	-	23	13,20	11	28,45	6	43,78	6	43,78	6	43,78
$\mathcal{R} - \mathcal{B}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	26	11,20	14	22,94
$\mathcal{R} - \mathcal{A}_1$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{R} - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{C}_2$	-	-	-	-	20	15,69	8	36,28	3	62,90	3	62,90	3	62,90
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{B}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	23	13,20	11	28,45
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{A}_1$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{C}_2 - \mathcal{B}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	20	15,69	8	36,28
$\mathcal{C}_2 - \mathcal{A}_1$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{C}_2 - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{B} - \mathcal{A}_1$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{B} - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{A}_1 - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

	Szenario													
	H		I		J		K		L		M		N	
$\mathcal{R} - \mathcal{C}_1$	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90
$\mathcal{R} - \mathcal{C}_2$	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78
$\mathcal{R} - \mathcal{B}$	9	33,32	9	33,32	9	33,32	9	33,32	9	33,32	9	33,32	9	33,32
$\mathcal{R} - \mathcal{A}_1$	-	-	29	9,58	17	18,84	12	26,41	12	26,41	12	26,41	12	26,41
$\mathcal{R} - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	32	8,24	20	15,69	15	21,45
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{C}_2$	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{B}$	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{A}_1$	-	-	26	11,20	14	22,94	9	33,32	9	33,32	9	33,32	9	33,32
$\mathcal{C}_1 - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	29	9,58	17	18,84	12	26,41
$\mathcal{C}_2 - \mathcal{B}$	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90
$\mathcal{C}_2 - \mathcal{A}_1$	-	-	23	13,20	11	28,45	6	43,78	6	43,78	6	43,78	6	43,78
$\mathcal{C}_2 - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	26	11,20	14	22,94	9	33,32
gg - $\mathcal{A}_1$	-	-	20	15,69	8	36,28	3	62,90	3	62,90	3	62,90	3	62,90
$\mathcal{B}$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$\mathcal{B} - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	23	13,20	11	28,45	6	43,78
$\mathcal{A}_1 - \mathcal{A}_2$	-	-	-	-	-	-	-	-	20	15,69	8	36,28	3	62,90

Tabelle 3.5: Abstände in mm und Koppelfaktoren in % zu den Szenarien A bis N

Aus Tabelle 3.6 ist ersichtlich, dass alle Resonanzfrequenzen, bis auf jene von  $\mathcal{C}_1$ , steigen.

Dieser ist in allen Szenarien der Transponder mit der jeweils niedrigsten Resonanzfrequenz. Im Zeitpunkt I, wo  $\mathcal{A}_1$  ins Feld kommt, wurde die Resonanzfrequenz von  $\mathcal{C}_1$  bereits unter jene von  $\mathcal{A}_1$  gedrückt. Ohne Beeinflussung anderer Schwingkreise liegt  $\mathcal{A}_1$  mit einer Resonanzfrequenz von 13,56 MHz unter jener von  $\mathcal{B}$  mit 15,68 MHz.

Szenario	$\mathcal{C}_1$ [MHz]	$\mathcal{C}_2$ [MHz]	$\mathcal{B}$ [MHz]	$\mathcal{A}_1$ [MHz]	$\mathcal{A}_2$ [MHz]
A	18,28	–	–	–	–
B	18,28	–	–	–	–
C	16,95	19,99	–	–	–
D	15,67	22,89	–	–	–
E	14,44	29,04	–	–	–
F	13,79	29,07	16,66	–	–
G	12,83	29,23	18,90	–	–
H	11,93	30,94	22,47	–	–
I	11,51	30,94	22,48	14,27	–
J	10,77	30,96	22,67	16,05	–
K	10,07	31,14	24,53	18,47	–
L	9,90	31,14	24,55	18,48	13,99
M	9,49	31,14	24,59	18,75	15,28
N	9,00	31,14	25,06	21,10	16,44

Tabelle 3.6: Resonanzfrequenzen zu den Szenarien A bis N

In Abbildung 3.9 wird beispielhaft die räumliche Anordnung der Transponder zueinander und zum Reader für die zufällig gewählten Szenarien B, J und N aufgezeigt. Die entsprechenden Resonanzfrequenzverläufe am Reader sind in Abbildung 3.10 ersichtlich.

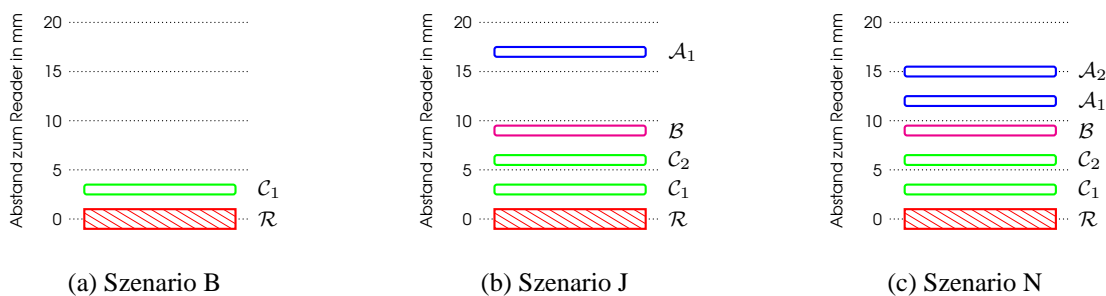


Abbildung 3.9: Räumliche Anordnung der in Tabelle 3.5 definierten Szenarien B, J und N.

Die Simulationen lassen den Schluss zu, dass die niedrigste Resonanzfrequenz bei steigender Kopplung zu anderen Schwingkreisen solange sinken wird, bis ein Schwingkreis mit einer, in

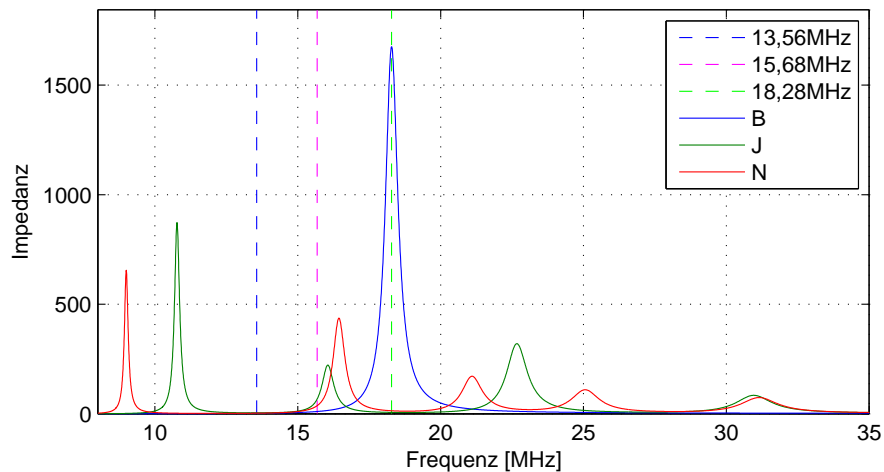
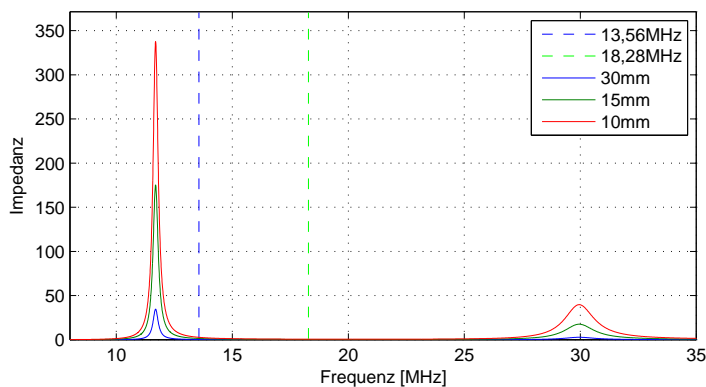
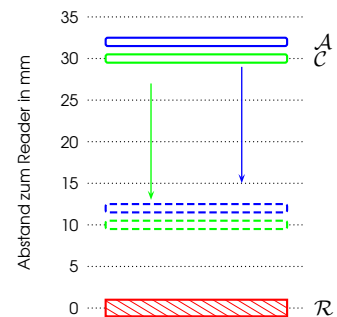


Abbildung 3.10: Resonanzfrequenzverläufe zu den Szenarien aus Abbildung 3.9

der jeweiligen Situation niedrigeren Resonanzfrequenz ins Feld gebracht wird. Die anderen Resonanzfrequenzen steigen hingegen alle an.

### 3.3.4 Paralleles Annähern an den Reader

(a) Frequenzverlauf am Reader mit Abstand zwischen  $\mathcal{R}$  und  $\mathcal{C}$ 

(b) Räumliche Anordnung

Abbildung 3.11:  $\mathcal{C}$  und  $\mathcal{A}$  werden parallel an den Reader gebracht. Koppelfaktoren siehe Tabelle 3.7.

Werden mehrere Transponder parallel an den Reader herangeführt, so kann dieses Szenario dem einer realen Anwendung nahe kommen. Es ist durchaus vorstellbar, dass sich mehrere Transponder in Form von Chipkarten beispielhaft nebeneinander in einer Brieftasche befinden. Soll ein Transponder genutzt werden, kann der Einfachheit halber die ganze Brieftasche

Kopplung in %	30 mm	15 mm	10 mm
$\mathcal{R} - \mathcal{A}$	8,24	18,84	26,41
$\mathcal{R} - \mathcal{C}$	9,10	21,45	30,73
$\mathcal{A} - \mathcal{C}$	74,51	74,51	74,51

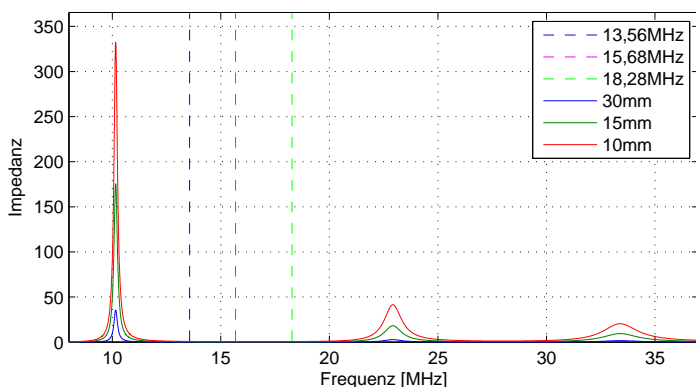
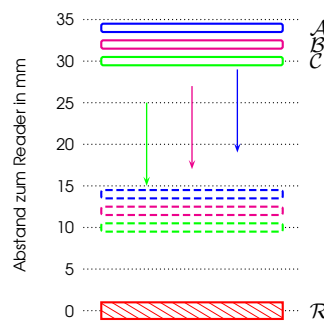
Tabelle 3.7: Koppelfaktoren zu Abbildung 3.11 in Bezug auf den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{A}$ 

an den Reader herangeführt werden. Die Transponder haben dabei zueinander einen konstanten Abstand. Die Entfernung zum Reader ist variabel.

In Abbildung 3.11 ist der Resonanzfrequenzverlauf und die Anordnung bei zwei Transpondern ersichtlich. Der Abstand zwischen  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{C}$  beträgt 2 mm. Egal, welche Kopplung zum Reader besteht, die Resonanzfrequenz verändert sich nicht. Das Vertauschen der Transponder hat keinen Einfluss auf das Verhalten und der Größe der Resonanzfrequenzen; sie bleiben konstant.

Bei drei Transpondern (2 mm Abstand zueinander, siehe Abbildung 3.12), mit den entsprechenden Koppelfaktoren in Tabelle 3.8, ist dasselbe Verhalten festzustellen; die Resonanzfrequenzen ändern sich nicht.

Kopplung in %	30 mm	15 mm	10 mm
$\mathcal{R} - \mathcal{C}$	9,10	21,45	30,73
$\mathcal{R} - \mathcal{B}$	8,24	18,84	26,41
$\mathcal{R} - \mathcal{A}$	7,48	16,66	22,94
$\mathcal{C} - \mathcal{B}$	74,51	74,51	74,51
$\mathcal{C} - \mathcal{A}$	54,82	54,82	54,82
$\mathcal{B} - \mathcal{A}$	74,51	74,51	74,51

Tabelle 3.8: Koppelfaktoren zu Abbildung 3.12 in Bezug auf den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{C}$ (a) Frequenzverlauf am Reader mit Abstand zwischen  $\mathcal{R}$  und  $\mathcal{C}$ 

(b) Räumliche Anordnung

Abbildung 3.12:  $\mathcal{A}$ ,  $\mathcal{B}$  und  $\mathcal{C}$  werden parallel an den Reader gebracht

## 4 Modellbildung eines Reader-Transponder-Systems

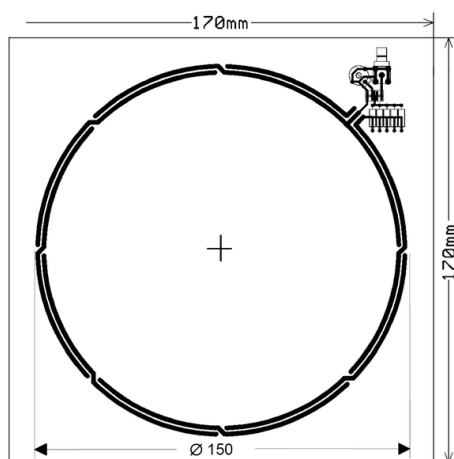
Der ideale Reader aus Kapitel 3 wird durch einen annähernd realen Reader ersetzt. Die Änderungen zum idealen System werden mit Energiebetrachtungen aufgezeigt.

### 4.1 Reader und Transponder

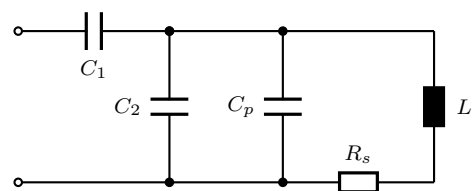
Die folgenden Simulationen werden mit einem realen Reader und idealisierten Transpondern durchgeführt. Der Reader erhält die in [ISO10373] definierte Antenne (ISO-Antenne).

#### 4.1.1 Realer Reader

Der reale Reader besitzt im Gegensatz zum idealisierten Reader einen eigenen Schwingkreis. Das führt dazu, dass bei Kopplung zu anderen Schwingkreisen eine Verstimmung auftritt und seine Resonanzfrequenz variiert.



(a) Antennenlayout [ISO10373]



(b) Ersatzschaltplan mit Anpassnetzwerk

Abbildung 4.1: ISO-Antenne mit Anpassnetzwerk

Die Readerantenne entspricht einer sogenannten ISO-Antenne (siehe Abb. 4.1). Die Betriebsfrequenz liegt wiederum bei 13,56 MHz und der Schwingkreis und das Anpassnetzwerk sind auf diese Frequenz  $f_{res}$  abgestimmt. Der Eingangswiderstand  $R_{in}$  hat eine Größe von  $50 \Omega$ . Die Antenne besitzt eine Induktivität  $L$  von 419 nH mit einer parasitären Kapazität  $C_p$  von 28,8 pF.

Für eine Güte  $Q$  von 35 wird anhand der Gleichung (2.33) der serielle gütebestimmende Widerstand  $R_s$  bestimmt:

$$R_s = \frac{2\pi f_{res} L}{Q} = 1,02 \Omega$$

Als äquivalenter parallelgeschalteter Widerstand  $R_p$  besitzt er einen Wert von

$$R_p = \frac{(2\pi f_{res} L)^2}{R_s} = 1249,4 \Omega$$

und die Serienkapazität  $C_1$  und die Parallelkapazität  $C_2$  haben eine Größe von

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{res} \cdot \sqrt{R_{in} R_p}} = 46,96 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_{res})^2 L} - C_1 - C_p = 253,02 \text{ pF}$$

### 4.1.2 Idealisierter Transponder

Die Transponder bleiben dieselben beim dem idealen System in Kapitel 3. Der Transponder des Typs  $\mathcal{A}$  besitzt eine Resonanzfrequenz von 13,56 MHz. Jener des Typs  $\mathcal{D}$  ist auf eine Resonanzfrequenz von 14,18 MHz abgestimmt.

Die Bauteilwerte berechnen sich wiederum nach den Gleichungen (2.30) und (2.33) und finden sich in Tabelle 4.1 wieder.

Transponder	Resonanzfrequenz [MHz]	Induktivität [ $\mu$ H]	Kapazität [pF]	Widerstand [ $\Omega$ ]
■ $\mathcal{A}$	13,56	2,29	60,2	5,57
■ $\mathcal{D}$	14,18	2,29	55,0	5,57

Tabelle 4.1: Bauteilwerte für die verwendeten Transponder

### 4.1.3 Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne

Die ISO-Antenne weist eine runde Antennengeometrie auf. Sie besitzt zwei Windungen, wobei eine lediglich der elektrischen Kompensation dient und keinen Einfluss auf den Koppelfaktor hat. Der Radius beträgt 72,25 mm und die Induktivität hat einen Wert von 419 nH. Der Koppelfaktorverlauf zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne, bei coaxialer Ausrichtung, ist in Abbildung 4.2 ersichtlich. In der Wertetabelle A.2 im Anhang A auf Seite 88 sind die einzelnen Koppelfaktoren detailliert aufgelistet.

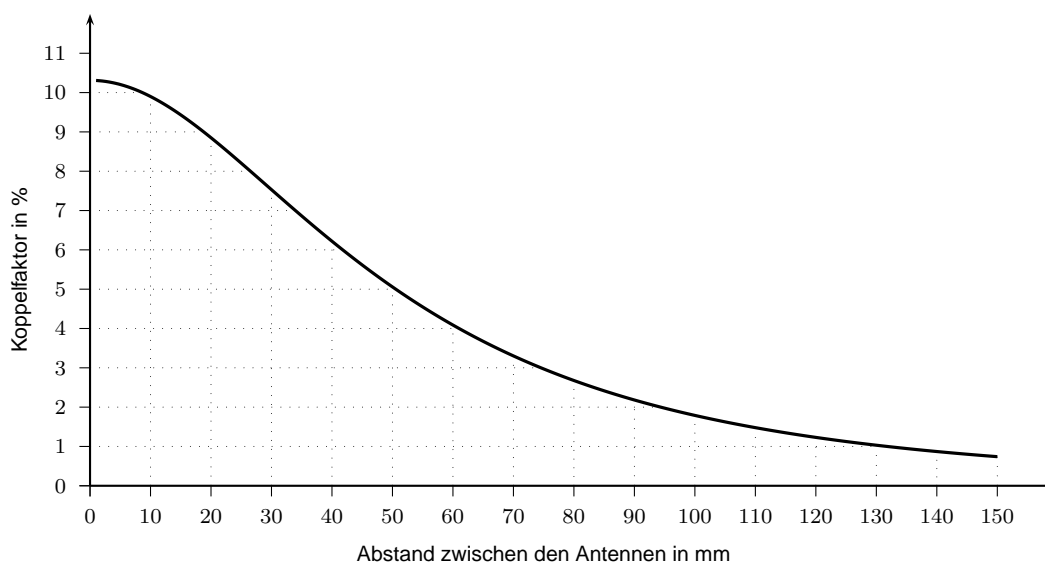


Abbildung 4.2: Koppelfaktor in % zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne

Der maximal erreichbare Koppelfaktor zwischen den beiden Antennen liegt knapp über 10%. Im Gegensatz zu zwei ID-1-Antennen (siehe Abbildung 3.2, S. 23) ist keine totale Kopplung möglich. Aufgrund der größeren geometrischen Abmessungen der ISO-Antenne fällt die Koppelfaktorkurve für die Konstellation ISO- zu ID-1-Antenne jedoch flacher ab als jene für ID-1- zu ID-1-Antenne.

## 4.2 Energiebetrachtungen

Das Energieverhalten von unterschiedlichen Reader- und Transponder-Anordnungen wird in verschiedenen Frequenzabschnitten miteinander verglichen. Dazu wird der Energiebetrag  $P$  in einem bestimmten Frequenzband für jedes Szenario auf 1 normiert. Die Leistung wird anhand des Parseval-Theorems berechnet, welches die Aufsummierung der Leistungen der

harmonischen Komponenten eines periodischen Signals vorsieht [Mey06].

$$P = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |c_k|^2 \quad (4.1)$$

### 4.2.1 Reader und ein Transponder

Die Energieverteilung wird über den Abstand zwischen dem Reader und einem Transponder innerhalb des Frequenzbereichs von 12 bis 15 MHz betrachtet. Die Readerantenne und jene des Transponders sind coaxial angeordnet. Zwei verschiedene Szenarien (I und II) werden mit den Transpondern des Typs  $\mathcal{A}$  mit einer Resonanzfrequenz von 13,56 MHz und des Typs  $\mathcal{D}$  mit einer Resonanzfrequenz von 14,18 MHz simuliert. Der verwendete Transponder bei Szenario I ist  $\mathcal{A}_1$  (räumliche Anordnung siehe Abbildung 4.4a), für das Szenario II ist es Transponder  $\mathcal{D}_1$  (räumliche Anordnung siehe Abbildung 4.6a).

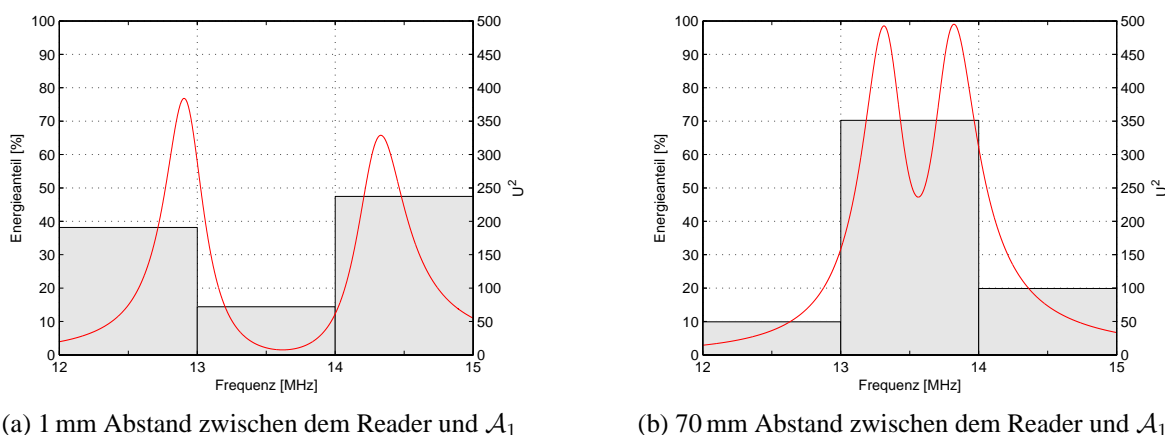
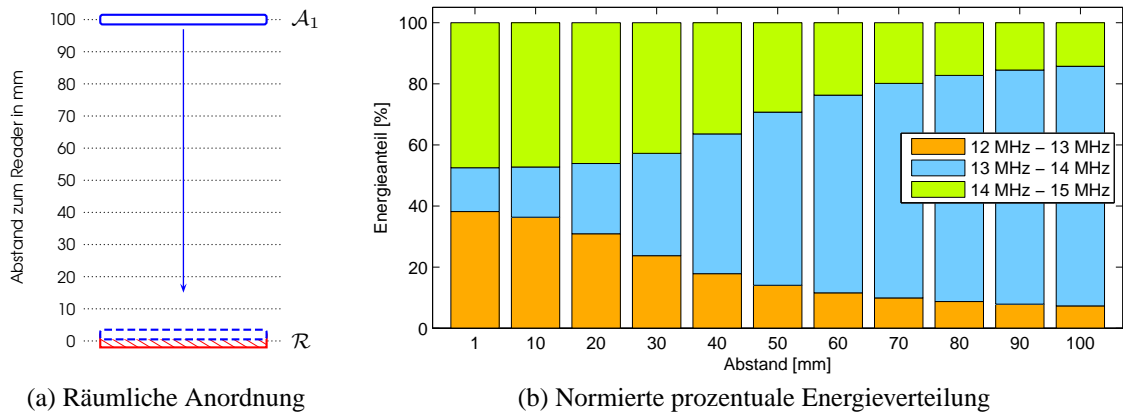


Abbildung 4.3: Szenario I: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Durch den eigenen Schwingkreis des Readers tritt im Gegensatz zum Verhalten in Kapitel 3 neben der Resonanzfrequenz des Transponders auch jene des Readers auf. Je größer die Kopplung zwischen Reader und Transponder ist, desto mehr verstimmen sich die beiden Resonanzkreise und die Resonanzfrequenzen verschieben sich. Für das Szenario I ist dieses Verhalten in Abbildung 4.3 zu erkennen. Je näher der Transponder dem Reader gebracht wird, um so weiter sind die beiden Resonanzfrequenzen von 13,56 MHz entfernt. Bei einem Abstand von 1 mm (siehe Abbildung 4.3a) ist beispielsweise der gegenseitige Einfluss größer als bei 70 mm (siehe Abbildung 4.3b).

Weiters ist in den Abbildungen die Verteilung der Energie dargestellt. Bei geringer Verstimmung konzentriert sich diese im Bereich zwischen 13 und 14 MHz (siehe Abbildung 4.3b,



Abbildung 4.4: Szenario I: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ 

Abstand von 70 mm). Ist die Verstimmung sehr groß, fällt auf diesen Bereich nur sehr wenig Energie ab. Sie verteilt sich in den Bereich unterhalb von 13 MHz und oberhalb von 14 MHz (siehe Abbildung 4.3a bei 1 mm Abstand). In Abbildung 4.4b erkennt man, dass die Energieverteilung im Bereich von 13 bis 14 MHz mit steigender Kopplung über den gesamten Bereich abnimmt.

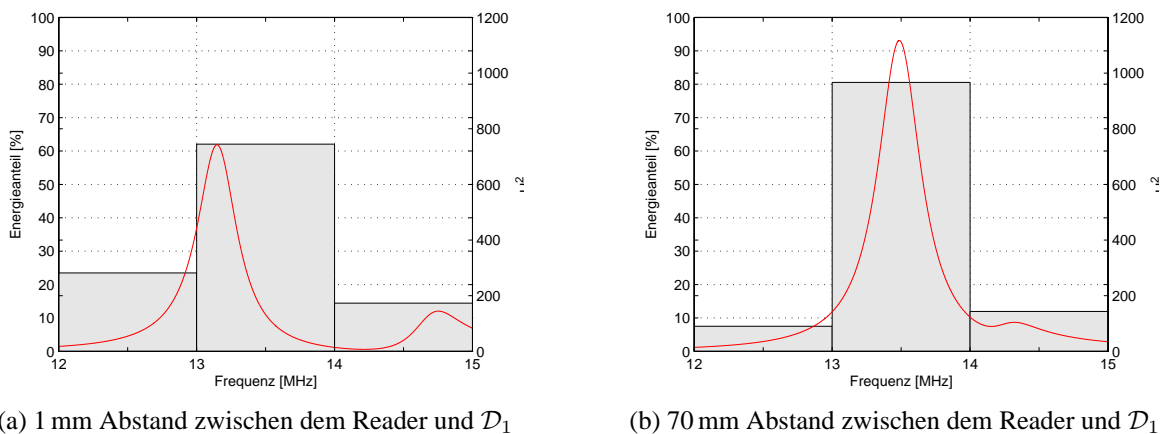


Abbildung 4.5: Szenario II: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Bei Szenario II ist abermals der Zusammenhang zwischen Verstimmung und Kopplung zu erkennen. Je näher sich Reader und Transponder sind, desto größer ist die Verstimmung (siehe Abbildung 4.5). Die Energie wird weit weniger verschoben als beim Beispiel mit dem Transponder  $\mathcal{A}$ . Das ist darauf zurückzuführen, dass die Energie von einer 13,56 MHz-Signalquelle zur Verfügung gestellt wird und ein 14,18 MHz-Transponder auf diesen weit weniger verstimmend wirkt als ein Transponder mit gleicher Resonanzfrequenz. Die normierte Verteilung der Energie bezüglich des Abstands zwischen Reader und Transponder ist in Abbildung 4.6b er-

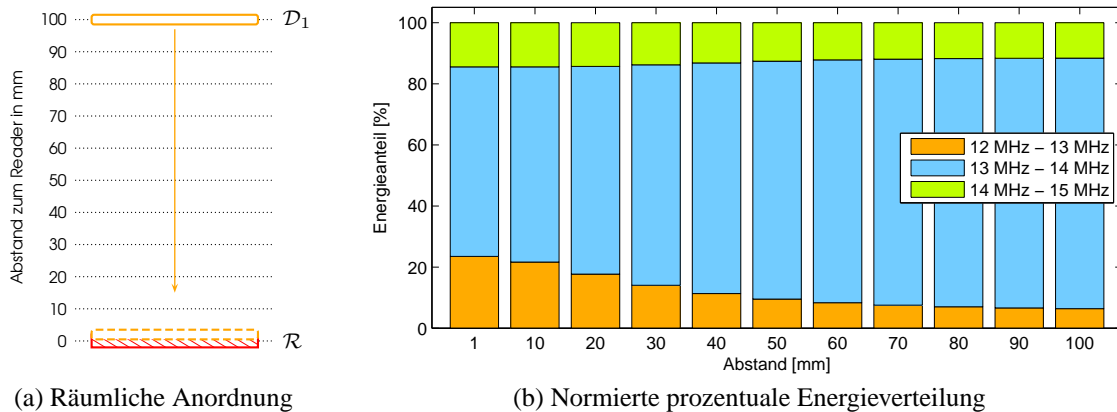


Abbildung 4.6: Szenario II: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{D}_1$

sichtlich. Der Anteil für den Bereich zwischen 14 und 15 MHz, also jener Bereich, in dem die Resonanzfrequenz des Transponders liegt, bleibt für jedes Szenario fast ident. Viel mehr verschiebt sich die Energie zwischen den Bereichen 12 bis 13 MHz und 13 bis 14 MHz.

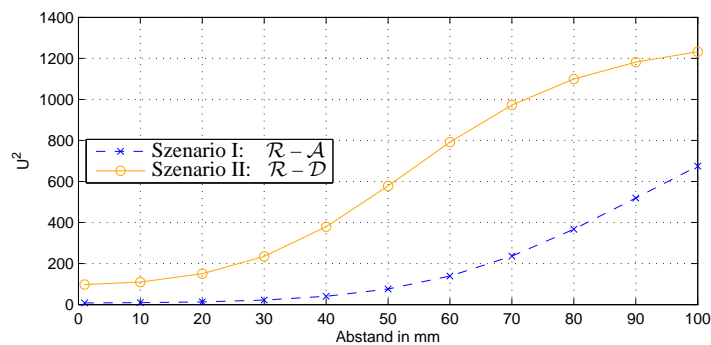


Abbildung 4.7: Energieverlauf über den Abstand zwischen Reader und Transponder bei 13,56 MHz

Die Quelle des Readers wird im Normalbetrieb immer ein Signal mit einer Frequenz von 13,56 MHz aussenden. Der Verlauf bei exakt dieser Frequenz ist in Abbildung 4.7 ersichtlich. Wie bei der Betrachtung eines größeren Frequenzfensters um 13,56 MHz nimmt die Energie mit steigender Kopplung ab. Obwohl sich die Betriebsfrequenz nicht ändert, kann der Reader mit dem eigenen verstimmt Resonanzkreis nicht mehr diese Energie über die Antenne abgeben, wie er es im Resonanzfall tut.

Weiters ist ersichtlich, dass der Transponder  $\mathcal{D}$  aufgrund seiner sich vom Reader unterscheidenden Resonanzfrequenz deutlich weniger verstimmt wirkt als Transponder  $\mathcal{A}$ .

### 4.2.2 Reader und zwei Transponder

Das Energieverhalten bei einem Reader und zwei idealen Transpondern wird im Frequenzbereich zwischen 10,5 und 16,5 MHz untersucht. In vier verschiedenen Szenarien (III, IV, V und VI) wird das Verhalten durch die Variation von Transpondern des Typs  $\mathcal{A}$  und jenen des Typs  $\mathcal{D}$  betrachtet. Der Reader und jener Transponder, der ihm am nächsten liegt, haben einen konstanten Abstand von 10 mm zueinander.

Szenario III sieht zwei Transponder des Typs  $\mathcal{A}$  vor. Transponder  $\mathcal{A}_1$  ist in einer fixen Distanz zum Reader positioniert und  $\mathcal{A}_2$  variiert seine Position (siehe Abbildung 4.9d). Bei Szenario IV werden zwei Transponder des Typs  $\mathcal{D}$  eingesetzt.  $\mathcal{D}_1$  ist in seiner Position konstant und der Abstand von  $\mathcal{D}_2$  wird variiert (siehe Abbildung C.1d, S. 95). Bei den Szenarien V und VI wird jeweils ein Transponder des Typs  $\mathcal{A}$  und  $\mathcal{D}$  verwendet. Bei Szenario V ist der Transponder  $\mathcal{A}_1$  fix und der Abstand von  $\mathcal{D}_1$  wird verändert (siehe Abbildung C.3d, S. 95). Bei Szenario VI ist  $\mathcal{A}_1$  der veränderliche und  $\mathcal{D}_1$  der mit konstantem Abstand positionierte Transponder (siehe Abbildung 4.10d).

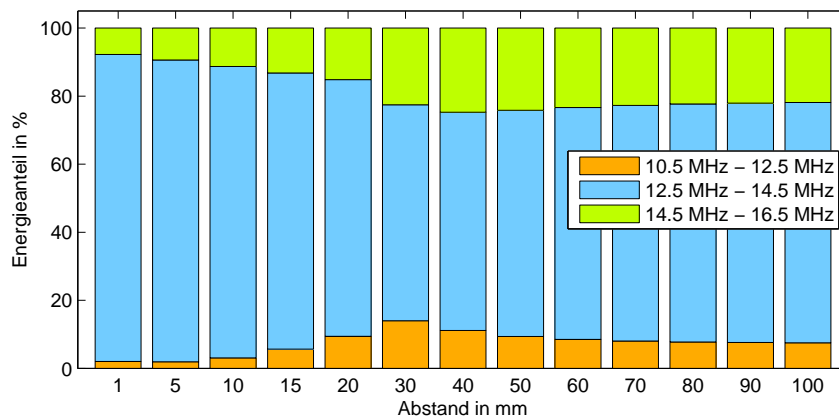


Abbildung 4.8: Szenario III: Normierte Energieverteilung mit den Transpondern  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$

Das Ergebnis von Szenario III ist in den Abbildungen 4.8 und 4.9 ersichtlich. Bei einem Abstand von 70 mm zwischen den Transpondern  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  ist das Verhalten der Resonanzfrequenzen und der Energie ähnlich wie in Szenario I, wo sich nur ein Transponder im Feld des Readers befindet (siehe Abbildung 4.3a, S. 36). Die Resonanzfrequenzen des Readers und des ersten Transponders sind bereits verschoben (siehe Abbildung 4.9c), die Resonanzfrequenz des zweiten Transponders ist aber noch nicht ersichtlich. In Abbildung 4.8 zeigt sich, dass Transponder  $\mathcal{A}_2$  trotzdem bereits einen Einfluss auf das gesamte Energieverhalten hat. Die Energie wird mit abnehmendem Abstand immer mehr aus dem Bereich von 13 bis

14 MHz verdrängt.

Bei einem Abstand von 30 mm erkennt man die dritte Resonanzfrequenz, welche sich wie erwartet zwischen den anderen beiden Resonanzfrequenzen herausbildet (siehe Abbildung 4.9b). Die Energie im Bereich von 12,5 bis 14,5 MHz hat bis zu dieser Entfernung kontinuierlich abgenommen. Wird der Abstand zwischen den Transpondern noch weiter verringert, nimmt die Energie in diesem Bereich wieder zu und beinhaltet bei einem Abstand von 1 mm einen Energieanteil von 90 %.

Die restliche Energie verteilt sich auf den zwei äußeren Bereichen, wobei der Anteil zwischen 14,5 und 16,5 MHz durchgehend größer ist als jener zwischen 10,5 und 12,5 MHz.

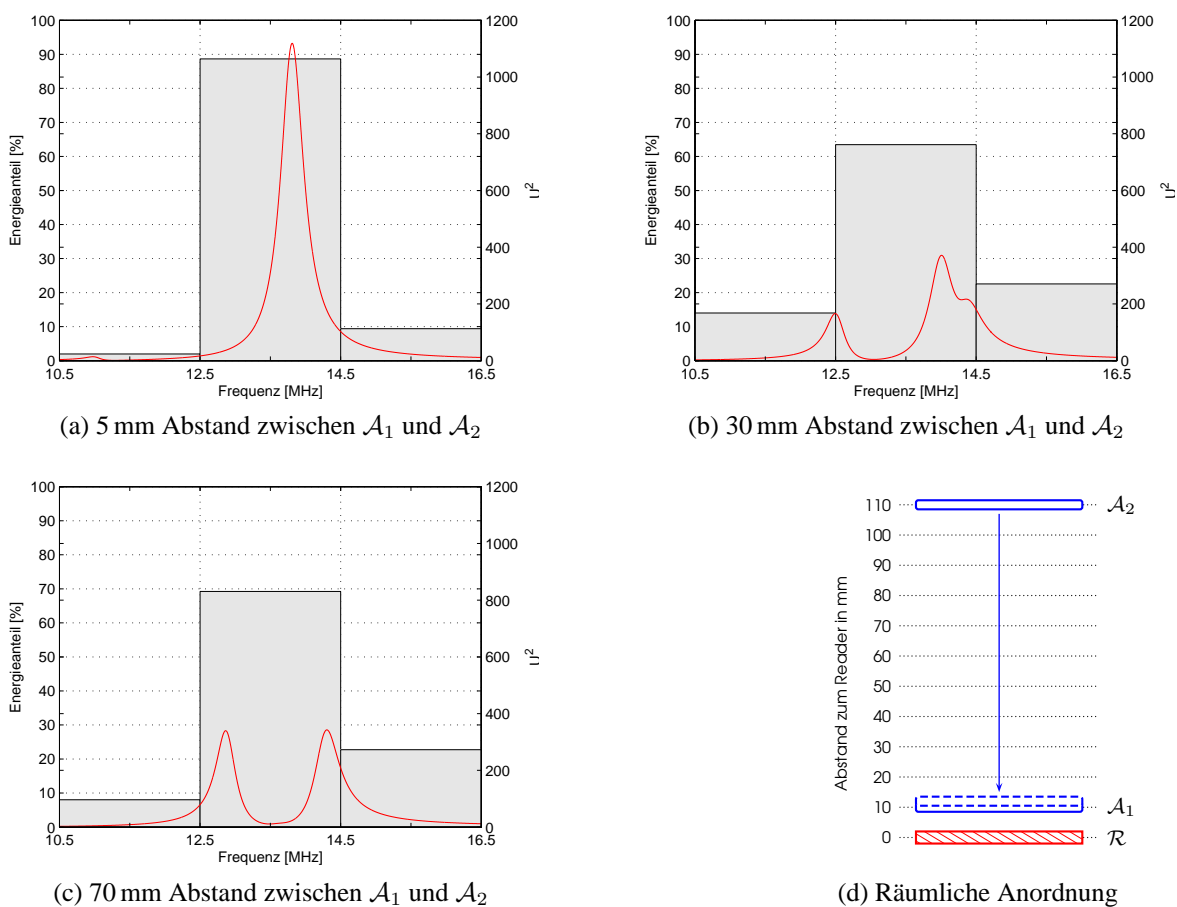


Abbildung 4.9: Szenario III: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Ein ähnliches Verhalten tritt auch bei den Szenarien IV, V und VI auf. Mit kleiner werdenden Abstand zwischen den Transpondern nimmt die Energie vorerst ab, bevor sie ab einem in allen vier Fällen verschiedenen Abstand wieder zunimmt und bei 1 mm fast gänzlich im Bereich zwischen 12,5 und 14,5 MHz liegt (siehe Abbildung C.4, S. 97). Der Energieanteil in diesem Bereich liegt jedoch durchgehend über 60 %.

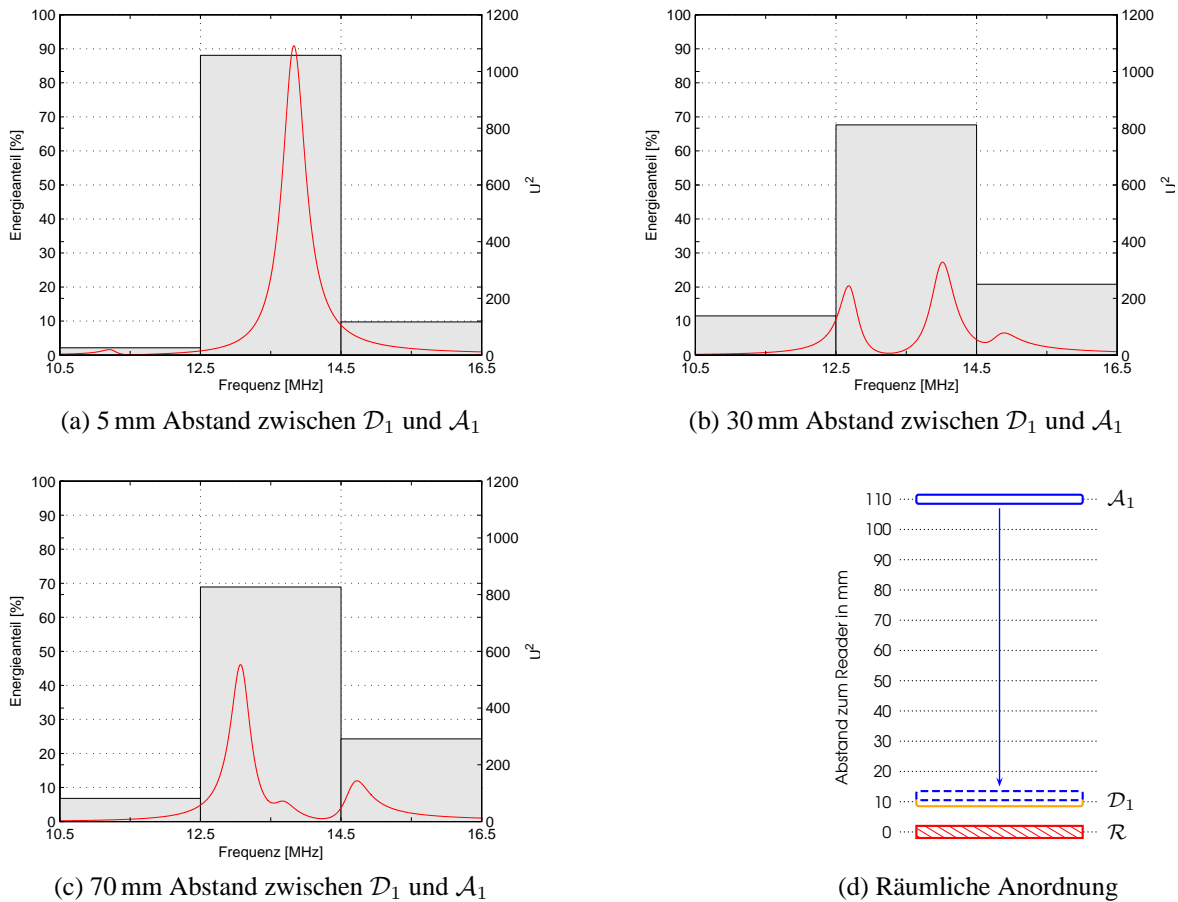


Abbildung 4.10: Szenario VI: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Bei allen Szenarien ist auffallend, dass die Resonanzfrequenz des sich annähernden Transponders mit steigender Kopplung zum Reader und feststehenden Transponder sinkt. Das in Kapitel 3 festgestellte Verhalten, dass die niedrigste Resonanzfrequenz weiter sinkt und alle anderen steigen, trifft hier nicht mehr zu. Sehr gut kann man dies in Szenario VI erkennen (siehe Abbildung 4.10), wo jede Resonanzfrequenz eindeutig einem der drei Schwingkreise zugeordnet werden kann.

Beim Abstand von 70 mm (siehe Abbildung 4.10c) liegt die Resonanzfrequenz des Readers unter 13,5 MHz. Der Schwingkreis des 14,18 MHz-Transponders  $\mathcal{D}_1$  wurde bereits auf eine Frequenz von über 14,5 MHz verstimmt. Die Resonanzfrequenz des Transponders  $\mathcal{A}_1$  bildet sich bei 13,56 MHz heraus. Bis zu einem Abstand von ca. 30 mm verschieben sich die Resonanzfrequenzen wie es aufgrund der Ergebnisse in Kapitel 3 zu erwarten war. Die Resonanzfrequenz des Readers sinkt und jene der beiden Transponder steigt (siehe Abbildung 4.10b). Ist der Transponder  $\mathcal{A}_1$  nur mehr 5 mm von  $\mathcal{D}_1$  entfernt (siehe Abbildung 4.10a), sinkt die Resonanzfrequenz von  $\mathcal{A}_1$  jedoch wieder. Jene des Readers sinkt ebenfalls und jene von  $\mathcal{D}_1$

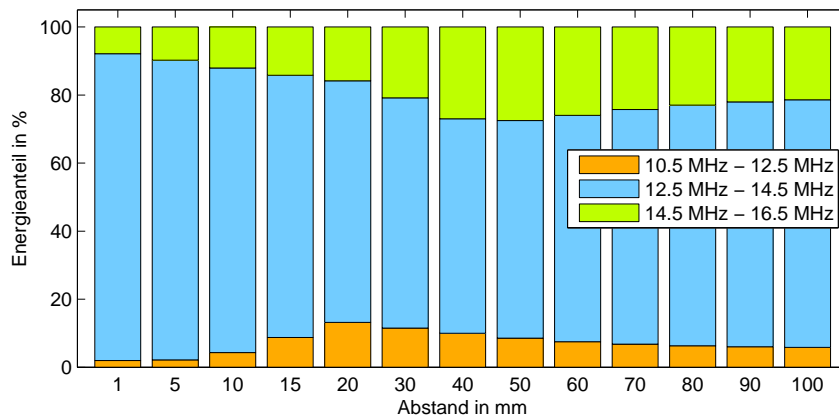


Abbildung 4.11: Szenario VI: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{A}_1$

steigt über 16,5 MHz (außerhalb des betrachteten Frequenzfensters).

Das Sinken der Resonanzfrequenz des zweiten Readers hängt mit der Stärke der Kopplung zwischen den beiden Transpondern zusammen. In Kapitel 3 waren nur Antennen des Typs ID-1 in Verwendung. In diesem Kapitel besitzt der Reader aber eine ISO-Antenne. In den Szenarien III bis VI liegt die Kopplung zum Reader immer unter 10 %. Der Koppelfaktor zwischen den beiden Transpondern liegt bei 5 mm hingegen bereits bei knapp 50 %.

Es stellt sich die Frage, ob der Transponder mit der im jeweiligen Moment niedrigeren Resonanzfrequenz aufgrund der geringen Kopplung zum Reader und der starken Kopplung zwischen den Transpondern die Rolle des vermeintlichen Schwingkreises mit der niedrigsten Resonanzfrequenz einnimmt.

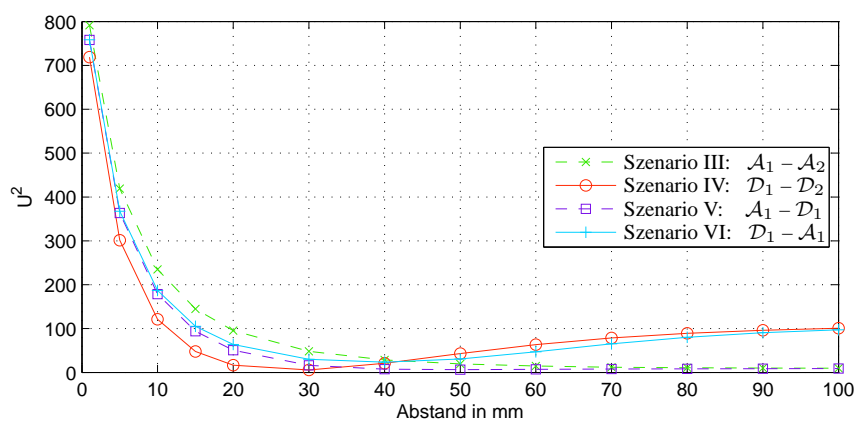


Abbildung 4.12: Energieverlauf über den Abstand zwischen den beiden Transpondern bei 13,56 MHz

Der Energieverlauf bei einer realen Betriebsfrequenz des Readers von 13,56 MHz ist in Abbildung 4.12 ersichtlich. Da der erste Transponder in einem fixen Abstand von 10 mm zum Reader positioniert ist, ist die Energie bereits ohne Einfluss des zweiten Transponders gering.

Wie beim Verhalten mit einem Transponder erkannt wurde, sind die Schwingkreise weniger verstimmt, wenn es sich beim ersten Transponder um einen des Typs  $\mathcal{D}$  handelt. Mit steigender Kopplung zum zweiten Transponder sinkt die Energie weiter, bis die Verstimmung so groß ist, dass die Resonanzfrequenz eines Transponders wieder in den Bereich von 13,56 MHz verschoben wird.

Die Erkenntnis, die in diesem Abschnitt gewonnen werden konnte, liegt darin, dass es durch den gegenseitigen Einfluss von Reader und Transpondern zu Energieverschiebungen kommt. Der Reader sendet zwar konstant mit einer Frequenz von 13,56 MHz, jedoch passiert es, dass der Schwingkreis des Readers verstimmt wird und eine andere Resonanzfrequenz besitzt. Das System funktioniert nicht mehr optimal.





## 5 Analyse des Energieverhaltens eines realen Reader-Transponder-Systems

Nachdem in Kapitel 4 der ideale Reader aus Kapitel 3 durch einen realen Reader ersetzt wurde, wird in diesem Kapitel der ideale Transponder durch einen realen Transponder ersetzt. Die Veränderungen für das Gesamtsystem werden anhand von Energie- und Spannungsbeobachtungen aufgezeigt.

### 5.1 Reader und Transponder

Der Reader und die Transponder entsprechen in diesem Kapitel annähernd den Komponenten wie sie in einem realen System zum Einsatz kommen. Es handelt sich aber weiterhin nur um eine grobe Annäherung an die Realität.

#### 5.1.1 Realer Reader

Der Readeraufbau bleibt derselbe wie in Abschnitt 4.1.1. Neben der ISO-Antenne kommt auch eine ID-1-Antenne zum Einsatz, um Einflüsse aufgrund der höheren Kopplung zu den Transpondern aufzuzeigen. Das Anpassnetzwerk (siehe Abbildung 4.1b, S. 33) wird für beide Antennen bei einer Betriebsfrequenz von 13,56 MHz auf eine Güte  $Q$  von 35 und einen Eingangswiderstand  $R_{in}$  von  $50 \Omega$  abgestimmt. Die entsprechenden Bauteilwerte finden sich in Tabelle 5.1 wieder.

Antennentyp	$L$ [nH]	$C_p$ [pF]	$C_1$ [pF]	$C_2$ [pF]	$R_s$ [ $\Omega$ ]
ISO	419	5,5	20,09	34,57	5,57
ID-1	2290	28,8	46,96	253,02	1,02

Tabelle 5.1: Bauteilwerte für die verwendeten Reader je nach Antennentyp

### 5.1.2 Realer Transponder

Bei den bisher verwendeten idealisierten Transpondern handelt es sich lediglich um Schwingkreise ohne weitere Beschaltung. Diese werden nun mit einem Gleichrichter, einem Limiter und einem Lastwiderstand erweitert (siehe Abbildung 5.1).

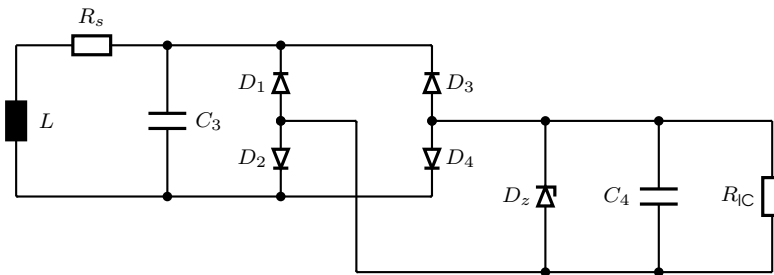


Abbildung 5.1: Transponder mit Gleichrichter, Limiter und Lastwiderstand

Mit der durch den Gleichrichter ( $D_1 - D_4$ ) erzeugten Gleichspannung kann der Chip auf dem Transponder betrieben werden. Durch eine Zenerdiode  $D_z$  als Limiter wird diese Gleichspannung auf 3,4 V begrenzt. Stellvertretend für den Chip wird ein Widerstand  $R_{IC}$  verwendet und dem Limiter parallelgeschaltet. In der Realität ist der rein Ohmsche Widerstand durch einen komplexen Widerstand bzw. durch eine Impedanz zu ersetzen. Durch den Einfluss des Readers und durch andere Transponder im Einzugsbereich des Transponders ändert sich diese Größe fortlaufend.

Für die Simulationen werden die Transponder auf dieselben Resonanzfrequenzen, 13,56 MHz und 14,18 MHz, wie in Abschnitt 4.1.2 abgestimmt (siehe Tabelle 5.2).

Transponder	$f_{\text{res}}$ [MHz]	L [ $\mu\text{H}$ ]	$C_3$ [pF]	$R_s$ [ $\Omega$ ]
■ $\mathcal{A}$	13,56	2,29	60,2	5,57
■ $\mathcal{D}$	14,18	2,29	55,0	5,57

Tabelle 5.2: Bauteilwerte für die verwendeten Transponder

## 5.2 Kalibrierung der Feldstärke

Um das System unter realitätsnahen Bedingungen simulieren zu können, wird es kalibriert. Dazu wird die im Standard [ISO10373] definierte Kalibrierspule (siehe Abbildung 5.2) verwendet. Mit ihr wird die Stärke des magnetischen Feldes bestimmt. Sie entspricht einer ID-1-Antenne mit einer Windung von 72 mm Länge und von 42 mm Breite.

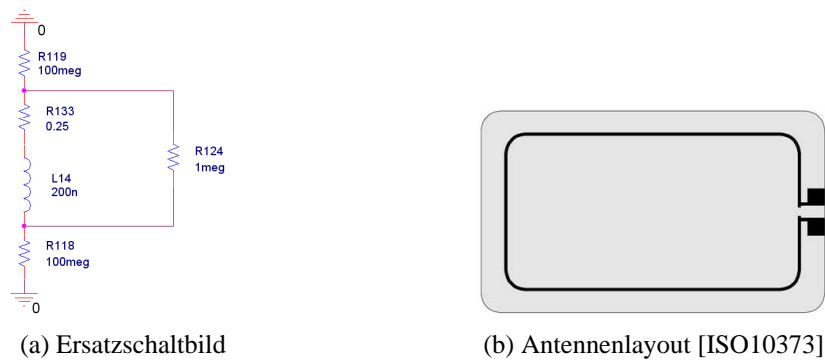


Abbildung 5.2: Kalibrierspule

Die Kalibrierspule, die Readerantenne und die Transponderantenne sind koaxial ausgerichtet. Die Kalibrierspule und der Transponder sind in  $z$ -Richtung jeweils 37,5 mm von der Reader-Antenne entfernt (siehe Abbildung 5.3).

Der Reader sendet ein homogenes magnetisches Feld aus. Dadurch werden beide Antennen von diesem durchdrungen, was bedeutet, dass an beiden Antennen dieselbe Feldstärke auftritt. Über die Kalibrierspule kann diese magnetische Feldstärke bestimmt werden.

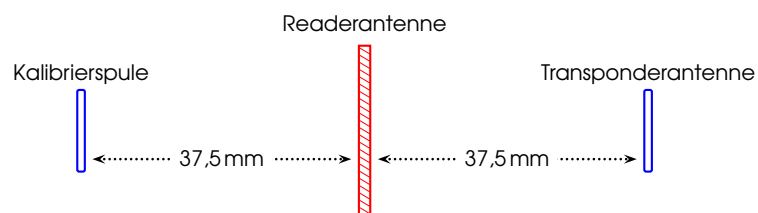


Abbildung 5.3: Anordnung der drei Antennen bei der Kalibrierung der Feldstärke

Die in die Kalibrierspule induzierte Spannung  $u_{ind}$  berechnet sich nach Gleichung (2.29). Für zwei vorgegebene Feldstärken von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  und  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  und der Betriebsfrequenz von 13,56 MHz ergibt dies die durch Simulation bestimmten Spannungswerte  $u_{Reader}$ , welche an der Signalquelle angelegt werden müssen (siehe Tabelle 5.3).

Antennentyp	$H$ [ $\text{A m}^{-1}$ ]	$u_{ind_{pp}}$ [V]	$u_{Reader}$ [V]
ISO	1,5	1,37	4,32
	4,5	4,12	10,95
ID-1	1,5	1,37	4,36
	4,5	4,12	11,09

Tabelle 5.3: Bauteilwerte für die verwendeten Reader je nach Antennentyp

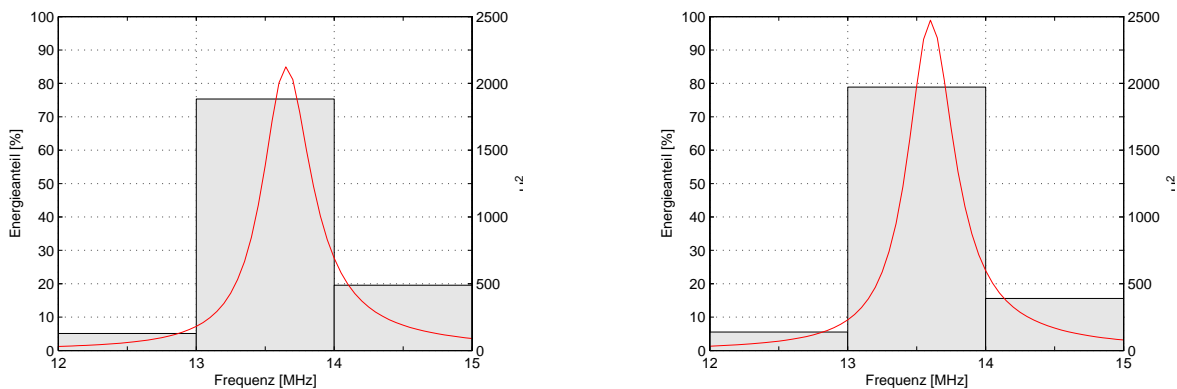
### 5.3 Energiebetrachtung mit einem ISO-Reader

Wie in Abschnitt 4.2 werden die Energiebetrachtungen anhand des Parseval-Theorems (siehe Gleichung (4.1)) durchgeführt. Für jedes Szenario wird die Energie wiederum im betrachteten Frequenzfenster auf 1 normiert. Die kalibrierte magnetische Feldstärke beträgt  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ .

#### 5.3.1 Reader und ein Transponder

Wie bereits bei den idealen Transpondern wird ein Szenario mit einem Transponder des Typs  $\mathcal{A}$  und ein Szenario mit einem Transponder des Typs  $\mathcal{D}$  simuliert. Der Reader ist fix positioniert und der Transponder wird an ihn herangeführt (siehe Abbildungen 5.5a und 5.6a).

Szenario I wird mit dem Transponder  $\mathcal{A}_1$  durchgeführt und Szenario II mit dem Transponder  $\mathcal{D}_1$ . Die Simulationsergebnisse sind in den Abbildungen 5.5b und 5.6b ersichtlich.



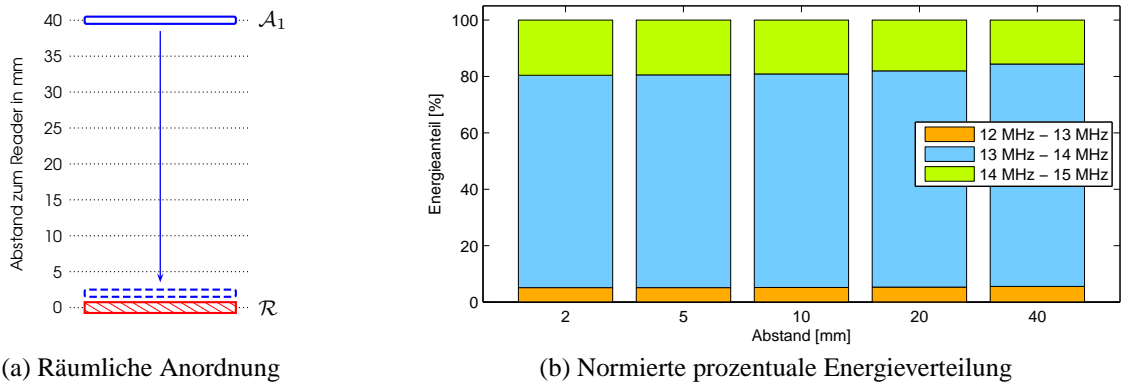
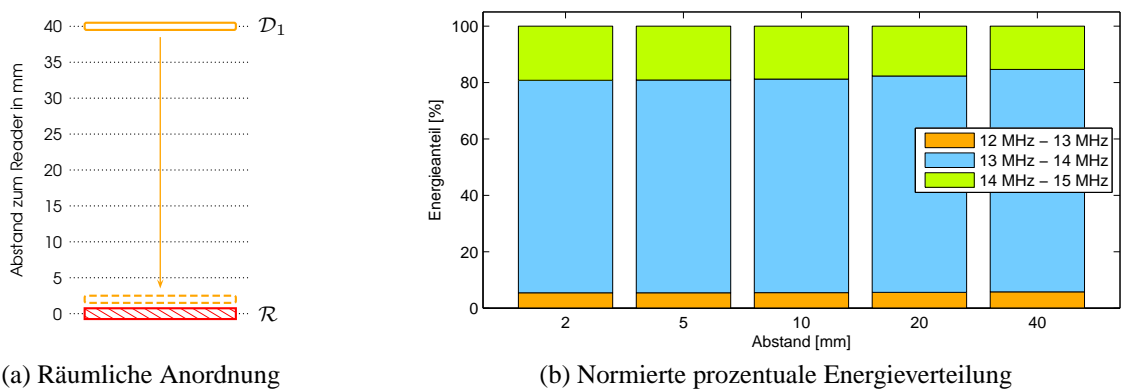
(a) 2 mm Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$

(b) 40 mm Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$

Abbildung 5.4: Szenario I: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Die Ergebnisse und das Verhalten bei Szenario I und Szenario II unterscheiden sich nur marginal. Im Gegensatz zum Szenario mit dem idealisierten Transponder ist die Verstimmung viel geringer. Es bildet sich scheinbar nur eine Resonanzfrequenz heraus, welche sich minimal in Bezug auf den Abstand zwischen Reader und Transponder ändert (siehe Abbildung 5.4). Über 70 % der Energie bleiben im Frequenzbereich um 13,56 MHz, der Resonanzfrequenz der beiden Schwingkreise. Mit steigender Kopplung nimmt der Energieanteil in diesem Bereich geringfügig ab und nimmt dementsprechend im Bereich über 14 MHz (Richtung, in welche die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises driftet) zu.

Ausschlaggebend für den geringen Einfluss ist neben der geringen Kopplung zwischen den beiden Antennen die verringerte Güte des Transponders. Durch die Beschaltung des Schwing-

Abbildung 5.5: Szenario I: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ Abbildung 5.6: Szenario II: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{D}_1$ 

kreises mit dem Gleichrichter, Limiter und Chipersatzwiderstand wird die Güte des Transponders verringert (siehe [GWE10]). Die Folge ist eine geringere Energieübertragung und damit einhergehend eine geringere Rückwirkung auf den Reader.

### 5.3.2 Reader und zwei Transponder

Mit den Szenarien III, IV, V und VI werden wie bereits in Abschnitt 4.2.2 Simulationen mit dem Reader und jeweils zwei Transpondern durchgeführt. Dabei ist der erste Transponder in einem fixen Abstand von 3 mm zum Reader positioniert. Der Abstand des zweiten Transponder wird in Bezug zum Reader und zum ersten Transponder variiert (siehe räumliche Anordnungen in den Abbildungen 5.8a und 5.9).

Die Energieverteilung in Szenario III bezüglich des Abstands zwischen den Transpondern  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  ist in Abbildung 5.8b ersichtlich. Der Hauptanteil der Energie liegt bei jedem Abstand im Bereich zwischen 12,75 und 14,25 MHz. Die Verschiebung der Energie in die anderen Abschnitte ist gering.

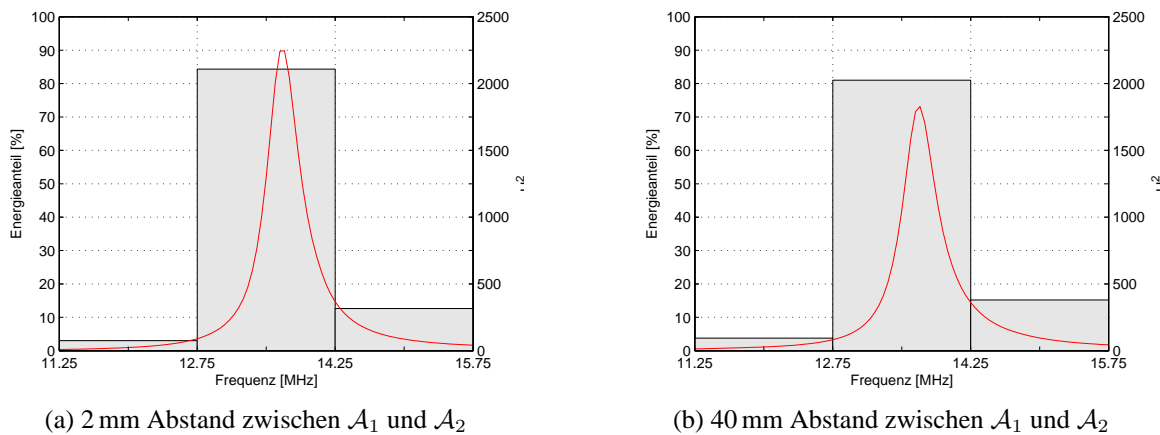
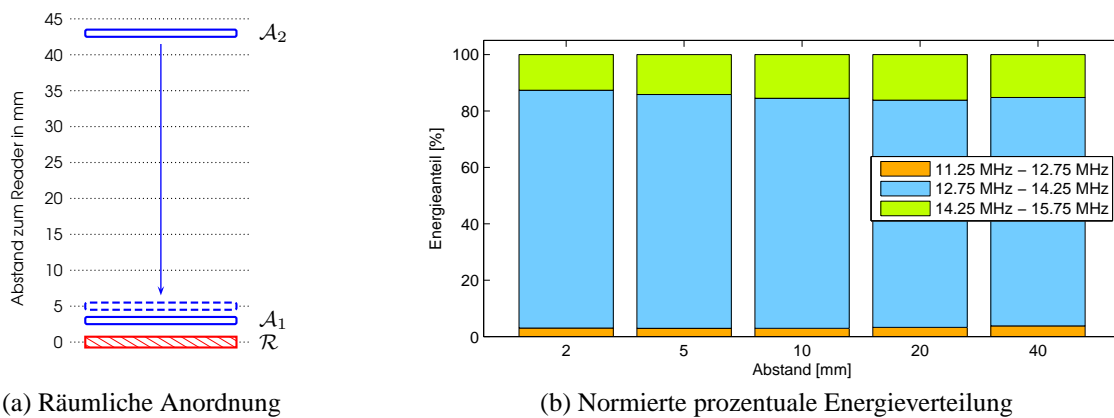


Abbildung 5.7: Szenario III: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Abbildung 5.8: Szenario III: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ 

Das Verhalten kommt jenem der Szenarien I und II sehr nahe. Es ist ebenfalls nur eine einzige Resonanzfrequenz zu erkennen, welche sich nur geringfügig verändert. Die Simulationen zu den Szenarien IV, V und VI liefern ähnliche Ergebnisse (siehe Abbildung 5.10).

Die starke Kopplung bei geringem Abstand zwischen den beiden Transpondern hat eine geringe Verstimmung bezüglich des Readers zur Folge, da der Koppelfaktor zwischen Reader und Transponder unter 10 % bleibt. Über 80 % der Energie bleibt im Frequenzbereich um 13,56 MHz.

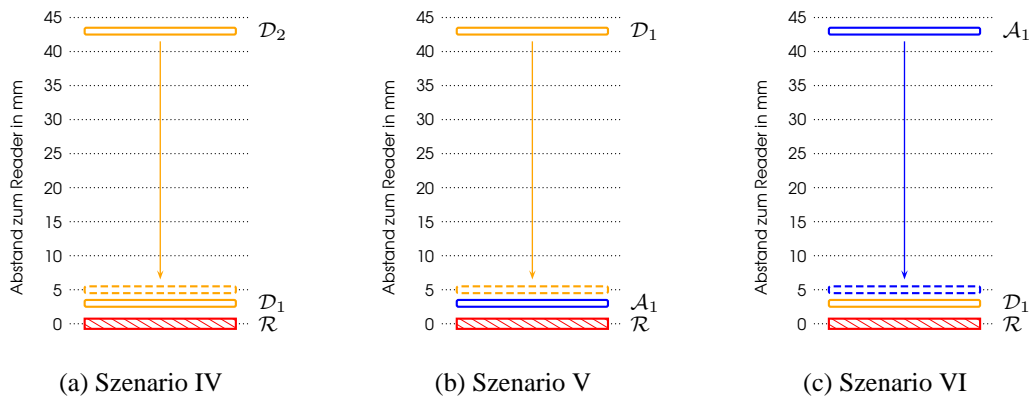
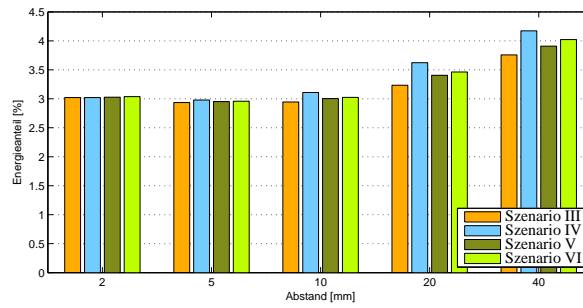
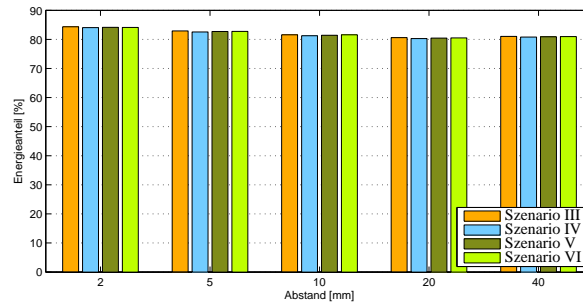


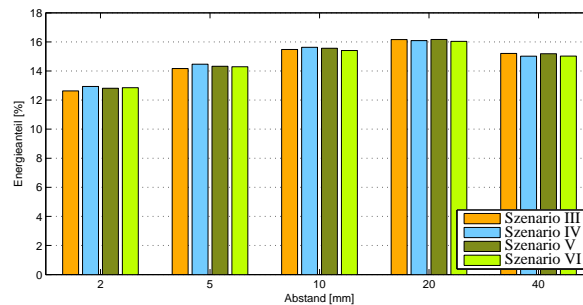
Abbildung 5.9: Räumliche Anordnung der Antennen bezüglich des jeweiligen Szenario



(a) Frequenzbereich von 11,25 bis 12,75 MHz



(b) Frequenzbereich von 12,75 bis 14,25 MHz



(c) Frequenzbereich von 14,25 bis 15,75 MHz

Abbildung 5.10: Vergleich der Energieverteilung der vier Szenarien III, IV, V und VI

## 5.4 Energiebetrachtung mit einem ID-1-Reader

Die ISO-Antenne des Readers wird durch eine ID-1-Antenne ersetzt. Der Einfluss des Readers auf die Transponder wird stark erhöht, da theoretisch eine totale Kopplung möglich ist.

### 5.4.1 Reader und ein Transponder

Es werden wiederum dieselben Szenarien simuliert wie im vorhergehenden Abschnitt 5.3. Die Transponder  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$  werden jeweils an den Reader herangeführt.

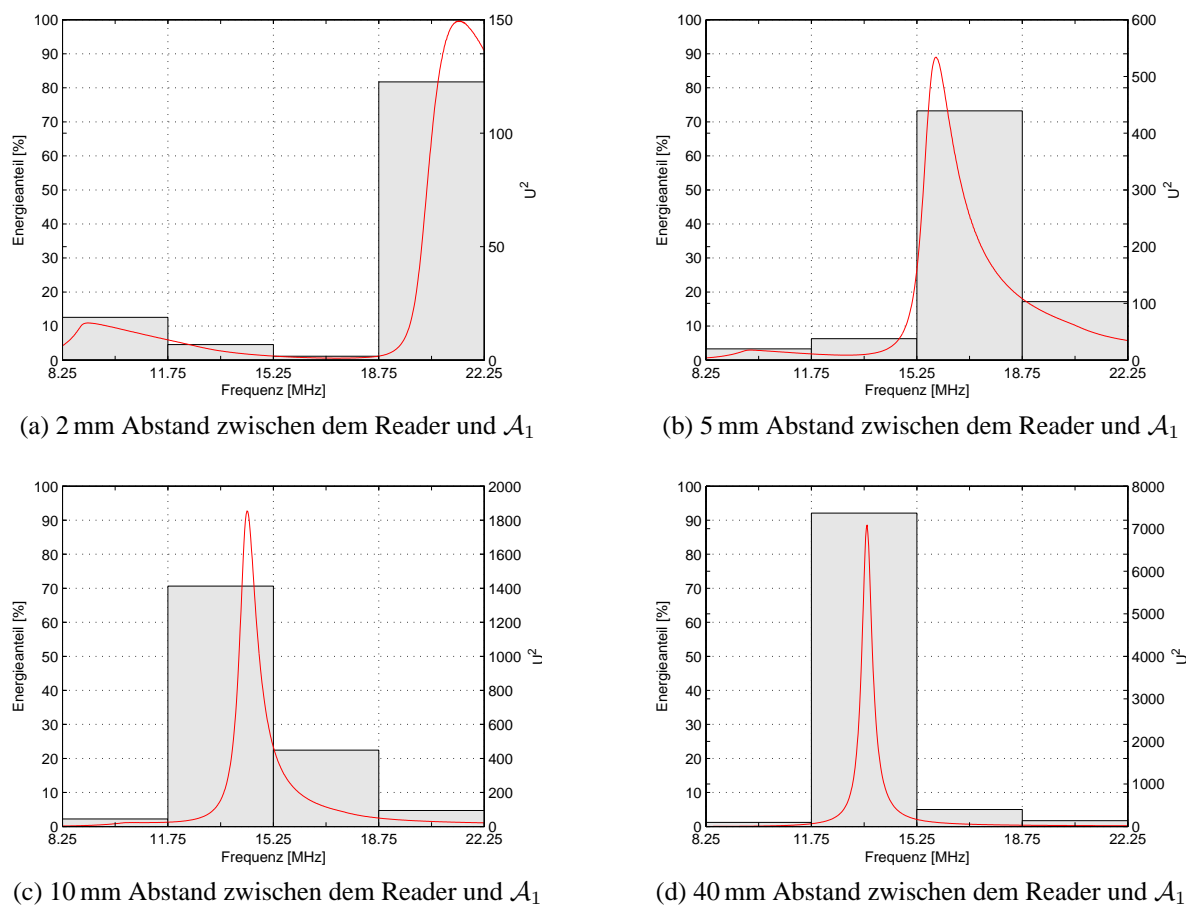


Abbildung 5.11: Szenario I: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

Bei Szenario I ist bei einem Abstand von 40 mm (Kopplung von 57 %) eine einzige Frequenzüberhöhung zu erkennen. Sie liegt im Bereich der Resonanzfrequenz des Readers (siehe Abbildung 5.11d). Bei einer Entfernung von 10 mm (Kopplung von 31 %, siehe Abbildung 5.11c)



ist bereits eine deutliche Verschiebung dieser Resonanzfrequenz in den höheren Frequenzbereichen festzustellen. Unterhalb der Resonanzfrequenz (13,56 MHz) ist die zweite Frequenzüberhöhung zu erkennen. Wird der Abstand weiter verringert, prägt sich diese um so mehr im Verhältnis zur ersten Resonanzfrequenz heraus.

Sind der Reader und der Transponder nur mehr wenige Millimeter voneinander entfernt, bedeutet jede weitere Verringerung des Abstands einen starken Anstieg des Koppelfaktors, welcher eine weitere Verstimmung des Gesamtsystems zur Folge hat. Die Resonanzfrequenzen werden immer höher bzw. niedriger und die Energie verschiebt sich dementsprechend. Bei einem Abstand von 2 mm (siehe Abbildung 5.11a) ist der Energieanteil im Frequenzbereich von 11,75 MHz bis 15,25 MHz auf unter 5 % gefallen. Der Anteil im Bereich von 18,75 MHz bis 22,25 MHz liegt über 80 %.

Da es sich hierbei um ein reales System handelt, ist es sinnvoll, nicht nur den normierten Energiebetrag zu betrachten. Man erkennt in Abbildung 5.11 deutlich, wie sehr die Energie mit steigender Kopplung zwischen Reader und Transponder abnimmt. Der Wert des jeweiligen Spannungsmaximums an der Resonanzfrequenz an der Readerantenne ist bei einem Abstand von 40 mm fast siebenmal so groß wie jener bei 2 mm.

Bei der Betriebsfrequenz von 13,56 MHz nimmt die Energieversorgung aufgrund der stetig steigenden Verstimmung ebenfalls kontinuierlich ab. Ob die Energie ausreicht, um den Chip mit genügend Spannung zu versorgen, wird in Abschnitt 6.2 untersucht.

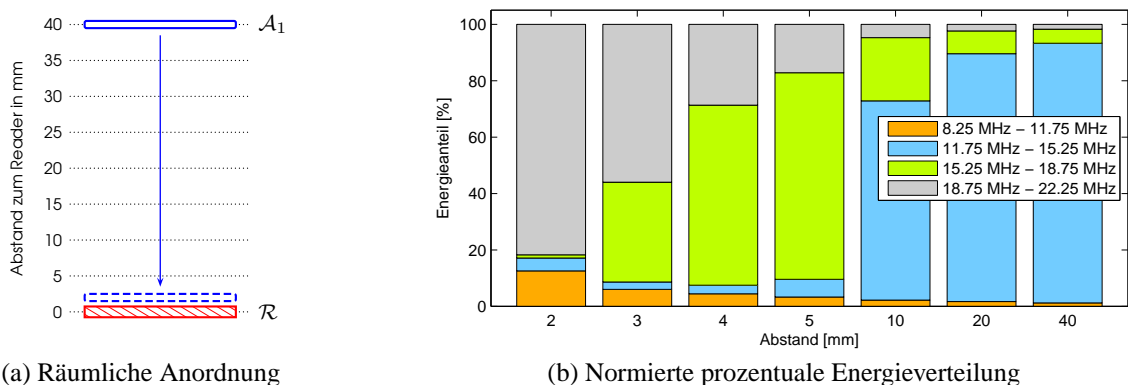
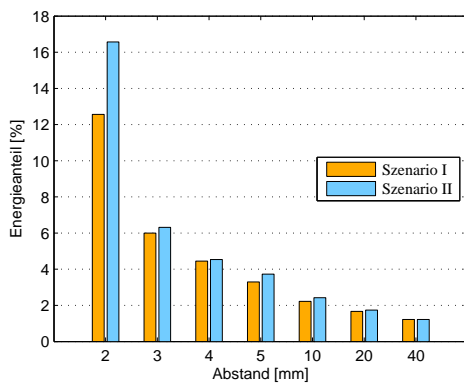
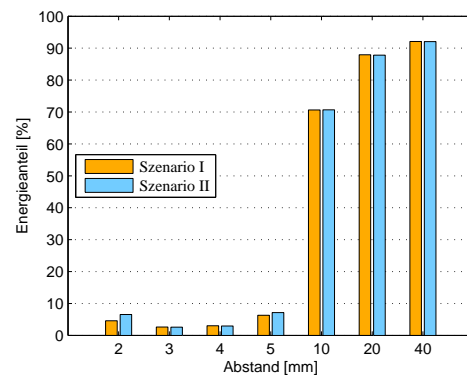


Abbildung 5.12: Szenario I: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$

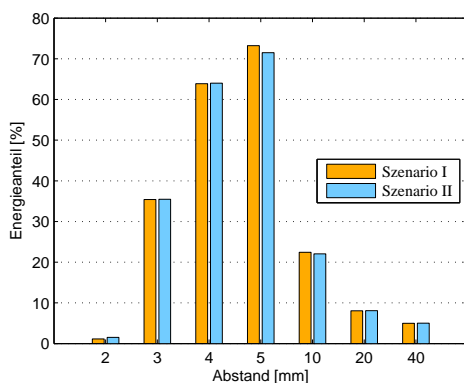
Das Verhalten in Szenario II mit dem Transponder des Typ  $\mathcal{D}$  ist ähnlich. Der Vergleich beider Szenarien erfolgt in Abbildung 5.13.



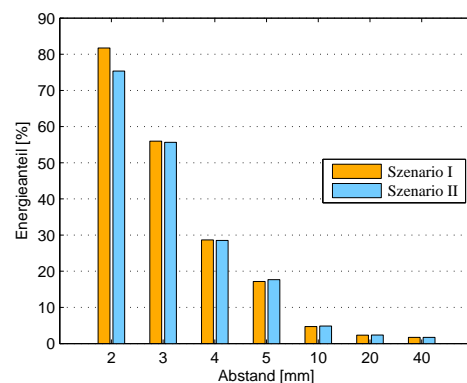
(a) Bereich von 8,25 MHz bis 11,75 MHz



(b) Bereich von 11,75 MHz bis 15,25 MHz



(c) Bereich von 15,25 MHz bis 18,75 MHz



(d) Bereich von 18,75 MHz bis 22,25 MHz

Abbildung 5.13: Vergleich der Energieverteilung der zwei Szenarien I und II

### 5.4.2 Reader und zwei Transponder

Beispielhaft für das Verhalten bei einem Reader und zwei Transpondern wird Szenario VI ausgewählt und simuliert. Der Reader und der 14,2 MHz-Transponder  $\mathcal{D}_1$  haben einen konstanten Abstand von 3 mm. Die Entfernung zum 13,56 MHz-Transponder  $\mathcal{A}_1$  wird variiert.

Dadurch, dass der Reader und Transponder  $\mathcal{D}_1$  beim Abstand von 3 mm sehr verstimmt aufeinander einwirken, sind die Resonanzfrequenzen bereits ohne Einfluss durch  $\mathcal{A}_1$  zu ihrer Ausgangsresonanzfrequenz verschoben (siehe Abbildung 5.15). Die Energie liegt zum größten Teil über 15,2 MHz.

Bei sehr geringem Abstand zwischen den Transpondern ist in Abbildung 5.14 die Resonanzfrequenz des dritten Schwingkreises, jene des Transponders  $\mathcal{A}_1$ , zu erkennen. Die Energie verschiebt sich bei abnehmendem Abstand vermehrt vom Frequenzbereich 18,75 MHz bis 22,25 MHz in den Bereich von 15,25 MHz bis 18,75 MHz. Der Grund liegt darin, dass sich (wie zu erwarten) der Transponder  $\mathcal{A}_1$  mit seiner Resonanzfrequenz zwischen den anderen

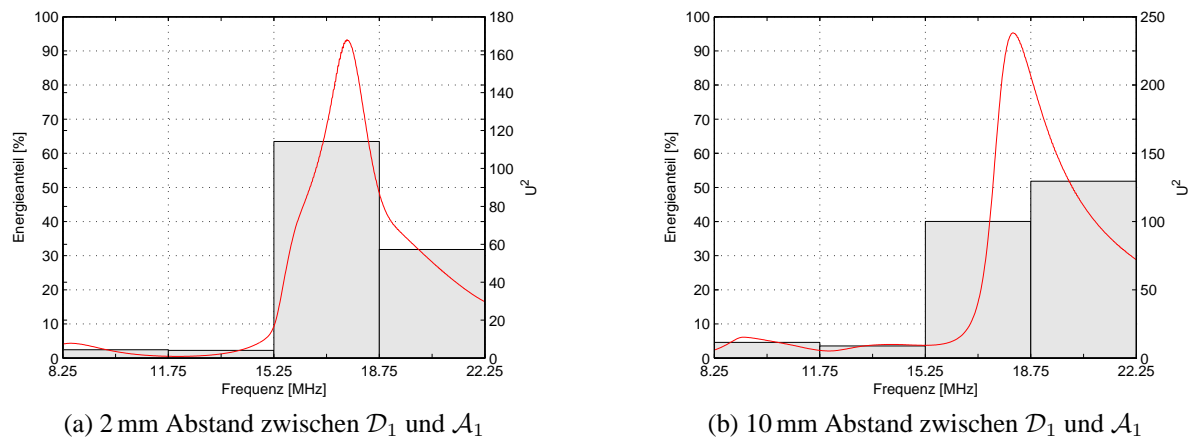
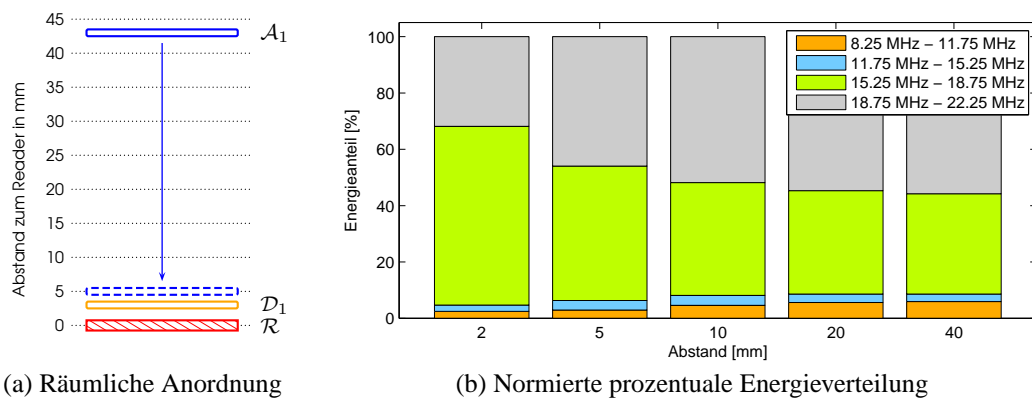


Abbildung 5.14: Szenario VI: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

beiden Schwingkreisen platziert.

Weiters steigt diese Resonanzfrequenz mit steigender Kopplung weiter an. Daraus lässt sich schließen, dass der Grund der fallenden Resonanzfrequenz beim idealen Transponder in Abschnitt 4.2.2 in der geringen Kopplung zwischen ISO- und ID-1-Antenne liegt.

Bei der Frequenz von 13,56 MHz ist die Energie wiederum sehr gering. Die Auswirkung auf die zur Verfügung stehende Spannung für den Chip wird in Abschnitt 6.2 untersucht.

Abbildung 5.15: Szenario VI: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{A}_1$



---

## 6 Analyse des Spannungsverhaltens eines realen Reader-Transponder-Systems

Ähnlich wie die Energiebetrachtungen in Kapitel 5 wird im folgenden Abschnitt das Spannungsverhalten an den Transpondern beobachtet.

Für den korrekten Betrieb des Transponders ist es ausschlaggebend, dass er entsprechend mit Energie versorgt wird. Je nach Technologie des verwendeten Chips ist eine bestimmte Versorgungsspannung vonnöten. In dem hier betrachteten Fall soll diese Gleichspannung am Ersatzwiderstand im Bereich zwischen 3,0 V und 3,4 V liegen.

Sämtliche Spannungsverläufe in diesem Kapitel beziehen sich auf die Gleichspannung am Lastwiderstand des jeweils angegebenen Transponder.

### 6.1 Spannungsverhalten mit einem ISO-Reader

Die Anordnung der Transponder zum Reader und die Positionierung zueinander ist ident mit den Szenarien aus Abschnitt 5.3.

Der verwendete Reader besitzt wiederum eine ISO-Antenne. Es wird jeweils das Verhalten bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  und  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  untersucht (dazugehörige Spannungseinstellungen des Readers siehe Tabelle 5.3, S. 47).

#### 6.1.1 Reader und ein Transponder

Das Spannungsverhalten wird bei den schon bekannten Szenarien I und II untersucht (siehe Abbildung 6.1).

Die Gleichspannung am Lastwiderstand am Transponder ist in Abbildung 6.2 ersichtlich. Es ist genau zu erkennen, wo der Limiter aktiv ist und die Spannung auf den Bereich von 3 V bis 3,4 V begrenzt.

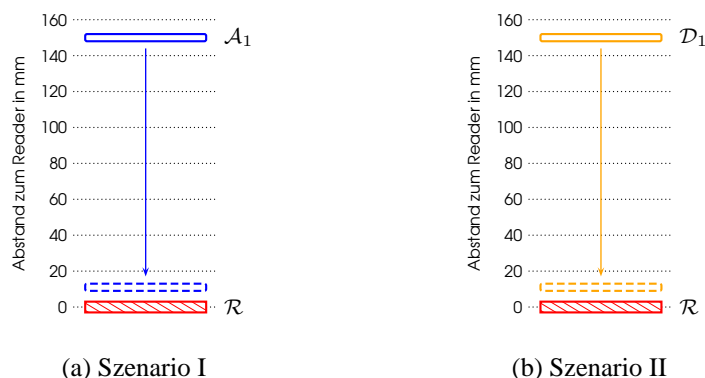


Abbildung 6.1: Räumliche Anordnung von Reader und Transponder

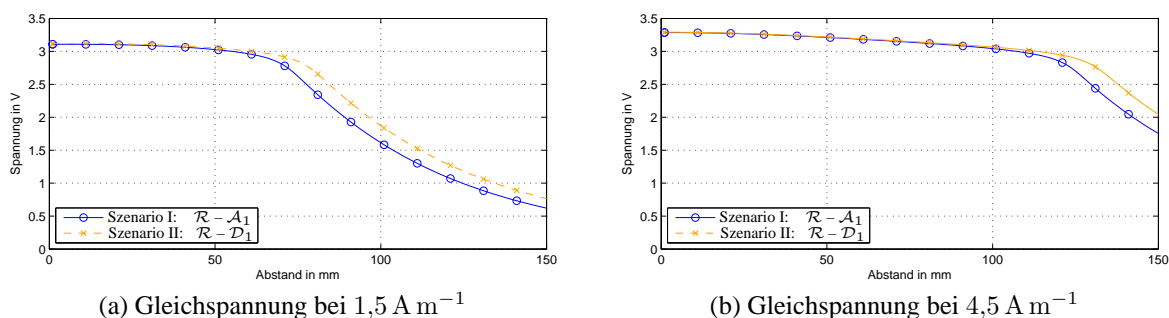


Abbildung 6.2: Gleichspannung bezüglich des Abstands zwischen dem Reader und dem Transponder

Wie zu erwarten, kann bei der Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  über eine größere Distanz die geforderte Spannung zur Verfügung gestellt werden als bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ .

In dem Bereich, wo der Limiter aktiv ist, unterscheiden sich die Spannungen an beiden Transpondern sowohl bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  als auch bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  nicht. Die 3-V-Schwelle wird an  $\mathcal{A}_1$  jedoch 6 mm näher am Reader unterschritten als an  $\mathcal{D}_1$ . Darüber hinaus liegt die Spannung in Szenario II durchgehend über jener in Szenario I. Der Grund liegt trotz geringer Kopplung in der geringeren Rückwirkung des Transponders  $\mathcal{D}_1$  aufgrund der zum Reader unterschiedlichen Resonanzfrequenz.

Bei Szenario I unterschreitet der Spannungsverlauf bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  die 3 V bei 55 mm, was einer Kopplung von 4,6 % entspricht und bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  bei 107 mm, wo  $\mathcal{A}_1$  mit 1,6 % zum Reader gekoppelt ist. Die höhere Feldstärke ermöglicht auch bei geringerer Kopplung eine ausreichende Spannung.

### 6.1.2 Reader und zwei Transponder

Mit zwei Transpondern werden wiederum die Szenarien III, IV, V und VI simuliert.

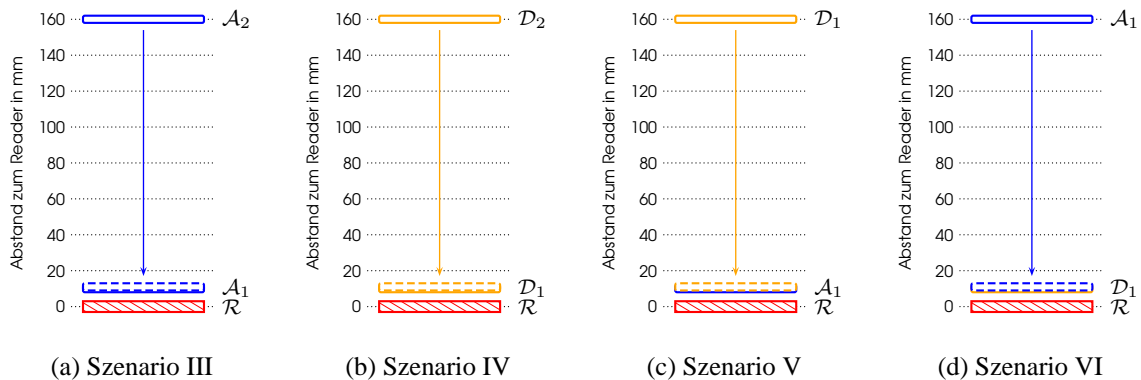
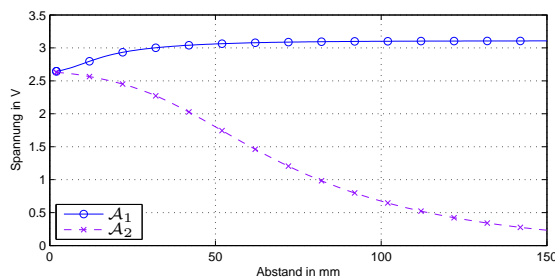
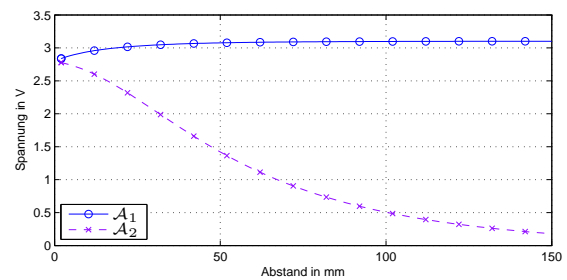
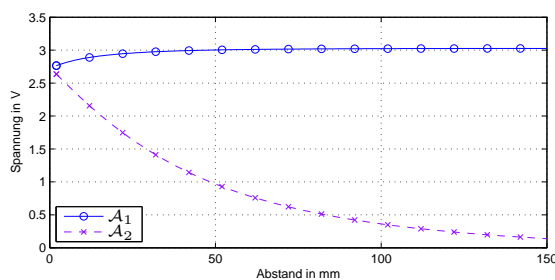
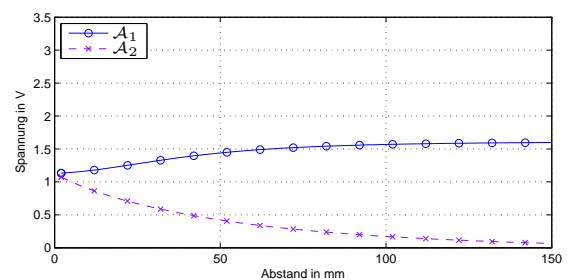


Abbildung 6.3: Räumliche Anordnung von Reader und zwei Transponder

Abbildung 6.4 zeigt den Spannungsverlauf am Lastwiderstand der Transponder  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  aus Szenario III bei verschiedenen Abständen zwischen den beiden Transpondern und fixem Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$ . Die magnetische Feldstärke beträgt  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ .

(a) Abstand von 2 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (b) Abstand von 20 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (c) Abstand von 50 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (d) Abstand von 100 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ Abbildung 6.4: Szenario III: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ 

Sind die beiden Transponder weit voneinander entfernt, ist der gegenseitige Einfluss gering und die Spannung an  $\mathcal{A}_1$  hat annähernd den Wert aus Szenario I (siehe Abbildung 6.2a). Mit steigender Kopplung zu  $\mathcal{A}_2$  fällt die maximale Spannung leicht ab. Jene von  $\mathcal{A}_2$  steigt jedoch an und findet jeweils bei 1 mm Abstand zu  $\mathcal{A}_1$  ihr Maximum. In dieser Anordnung sind die Spannungen an beiden Transpondern annähernd ident und liegen immer unter 3 V.

	Abstand in mm			Spannung in V	
	$\mathcal{R} - \mathcal{A}_1$	$\mathcal{A}_1 - \mathcal{A}_2$	$\mathcal{R} - \mathcal{A}_2$	$\mathcal{A}_1$	$\mathcal{A}_2$
(a)	2	32	34	3,0	
	20	19	39	3,0	
	50	48	98	3,0	
(b)	2	49	51		1,83
	20	21	51		2,02
	50	1	51		2,64
(c)	2	148	150		0,24
	20	130	150		0,27
	50	100	150		0,36

Tabelle 6.1: Abstände und Spannungswerte zu Abbildung 6.4

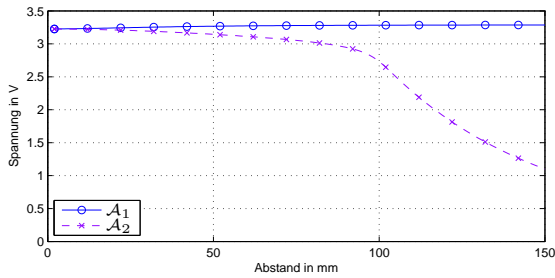
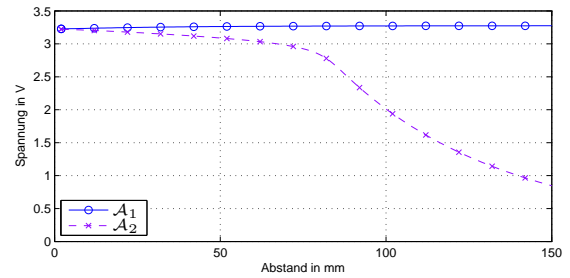
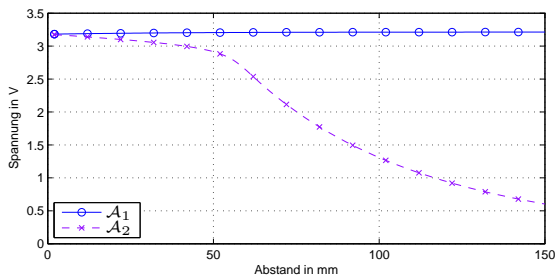
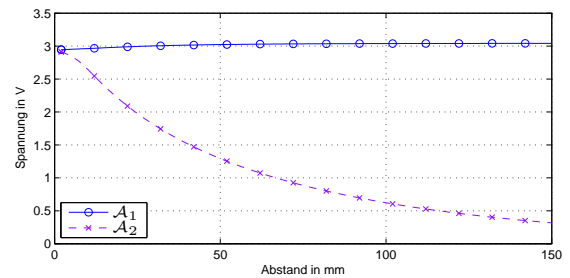
In Tabelle 6.1 (a) sind die Abstände der einzelnen Komponenten zu  $\mathcal{A}_1$  aufgelistet, bei welchen die Spannung an  $\mathcal{A}_1$  unter 3 V sinkt. Ist  $\mathcal{A}_1$  50 mm vom Reader entfernt, wird die Spannung von 3 V bereits beim Abstand von 48 mm zu  $\mathcal{A}_2$  unterschritten. Die geringe Kopplung von  $\mathcal{A}_2$  zu  $\mathcal{A}_1$  reicht bei dieser Entfernung zur Energiequelle aus um die Spannung sinken zu lassen.

Beträgt die Entfernung zum Reader lediglich 2 mm sind die Transponder dem Reader hingegen sehr nahe.  $\mathcal{A}_2$  wirkt so verstärkt auf den Reader ein. Weiters ist die Verstimmung durch  $\mathcal{A}_1$  durch dessen Nähe noch stärker und wird durch  $\mathcal{A}_2$  zusätzlich verstimmt. Die Spannung sinkt bei einer Entfernung von 32 mm unter 3 V.

Bei 20 mm wird diese Grenze erst in einem Abstand von 19 mm erreicht. Die Kopplung der Transponder zum Reader ist geringer als bei 2 mm, jedoch reicht einerseits die Energie um den Verstimmungen bei hoher Kopplung länger entgegenzuwirken und andererseits ist die Verstimmung mit dem Reader geringer.

Dass die Nähe zu  $\mathcal{A}_1$  für  $\mathcal{A}_2$  von Vorteil sein kann, erkennt man bei der Betrachtung des Spannungswerts an  $\mathcal{A}_2$  bei einem fixen Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_2$  (siehe Tabelle 6.1 (b) und (c)). Ist  $\mathcal{A}_2$  noch nicht im magnetischen Feld des Readers, so reicht die geringe Kopplung von maximal 10,3 % zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$  aus, dass sich deren Resonanzfrequenzen (leicht) verschieben. Wird  $\mathcal{A}_2$  ins Feld gebracht legt sich deren Resonanzfrequenz zwischen die beiden verstimmten. Mit abnehmenden Abstand zwischen den Transpondern wird die Verstimmung zwischen den beiden immer größer. Die Resonanzfrequenz von  $\mathcal{A}_1$  verschiebt sich noch weiter weg von jener des Readers und jene von  $\mathcal{A}_2$  aufgrund der stärkeren Kopplung zur ID-1-Antenne von  $\mathcal{A}_1$  als zur ISO-Antenne des Readers in Richtung jener des Readers. Die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  steigt einerseits durch das Annähern an den Reader und andererseits durch das Verschieben der Resonanzfrequenz. Gleichzeitig verstimmt sich dadurch



(a) Abstand von 2 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (b) Abstand von 20 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (c) Abstand von 50 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (d) Abstand von 100 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ Abbildung 6.5: Szenario III: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

der Reader und  $\mathcal{A}_1$ , die Resonanzfrequenzen verschieben sich und das Sinken der Spannung an  $\mathcal{A}_1$  ist die Folge.

Bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.5) reicht die Energie aus, um den Spannungsverlust an  $\mathcal{A}_1$  auch bei großer Kopplung zu  $\mathcal{A}_2$  gering zu halten. Lediglich beim Abstand von 100 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und dem Reader (siehe Abbildung 6.5d) sinkt die Spannung knapp unter 3 V. Die Position von  $\mathcal{A}_2$ , bei der er die 3-V-Schwelle unterschreitet, variiert je nach Abstand zwischen  $\mathcal{A}_1$  und dem Reader. Die Form des Spannungsverlauf an  $\mathcal{A}_2$  ist vergleichbar mit jener aus Szenario I (siehe Abbildung 6.2b).

Je weiter  $\mathcal{A}_1$  vom Reader entfernt ist, desto mehr hat es den Anschein, dass die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  immer früher zu sinken beginnt. Wie bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  steht an  $\mathcal{A}_2$  mehr Energie zur Verfügung je geringer die Kopplung zwischen  $\mathcal{A}_1$  und dem Reader ist und je näher sich  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  sind. Die 3-V-Grenze wird bei einer Entfernung von 86 mm von  $\mathcal{A}_2$  zum Reader (bei 2 mm Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$ ) und bei 91 mm (bei 50 mm Abstand) unterschritten. Weil die magnetische Feldstärke mit  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  höher ist und dadurch mehr Energie zur Verfügung steht, fällt der Unterschied zwischen den einzelnen Abständen geringer aus. Auch die Verstimmung bei sehr hoher Kopplung zwischen den Transpondern wird durch die ausreichend zur Verfügung stehende Energie kompensiert.

Der Verlauf der Spannungen von IV, V und VI ist faktisch identisch mit jenen aus Szenario III. Bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  und einem Abstand von 10 mm zwischen dem

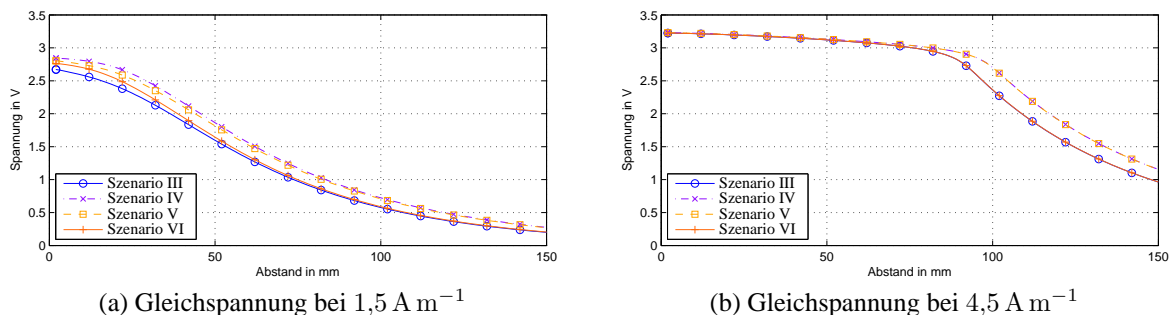
(a) Gleichspannung bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ (b) Gleichspannung bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

Abbildung 6.6: Spannung am vom Reader weiter entfernten Transponder bezüglich des Abstands zwischen den beiden Transpondern bei 10 mm Abstand zum Reader

Reader und dem ihm näheren Transponder liegt die Spannung des weiter entfernten Transponders zwar bei jedem Abstand zum näheren Transponder unter 3 V (siehe Abbildung 6.6a), jedoch ist ersichtlich, dass die Spannung in jedem Abstand höher ist, wenn es sich um einen Transponder des Typs  $\mathcal{D}$  (Resonanzfrequenz von 14,18 MHz) handelt. Bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.6b) verhält es sich ähnlich, jedoch erst nachdem die Spannung unter die Limiter-Spannung gefallen ist. Exemplarisch sind die Spannungsdifferenzen bei einem Abstand von 100 mm genannt: Bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  beträgt sie 120 mV, bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  337 mV.

Der Grund liegt in der vom Reader verschiedenen Resonanzfrequenz von Transpondern des Typs  $\mathcal{D}$  und wird deshalb weniger verstimmt.

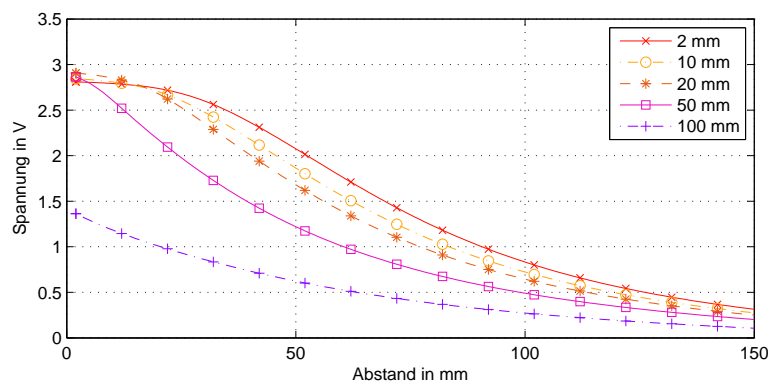


Abbildung 6.7: Szenario IV: Spannung an  $\mathcal{D}_2$  bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{D}_2$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  bei verschiedenen Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{D}_1$

Für Szenario IV ist in Abbildung 6.7 der Verlauf der Spannung am vom Reader weiter entfernten Transponder  $\mathcal{D}_2$  bei verschiedenen Abständen zwischen  $\mathcal{D}_1$  und dem Reader und bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  ersichtlich. Die höchsten Spannungen werden erreicht, wenn die Transponder nur 1 mm voneinander entfernt sind.

Bei einem Abstand von 2 mm zwischen  $\mathcal{D}_1$  und dem Reader ist die Verstimmung wiederum so groß, dass die Spannung niedriger als bei 10 mm oder auch bei 50 mm ist. Bei einem Abstand

von 20 mm zwischen Reader und  $\mathcal{D}_1$  ist die Verstimmung durch den Reader und  $\mathcal{D}_1$  gering genug und die Energie noch ausreichend, um die höchste Spannung an  $\mathcal{D}_2$  zu liefern.

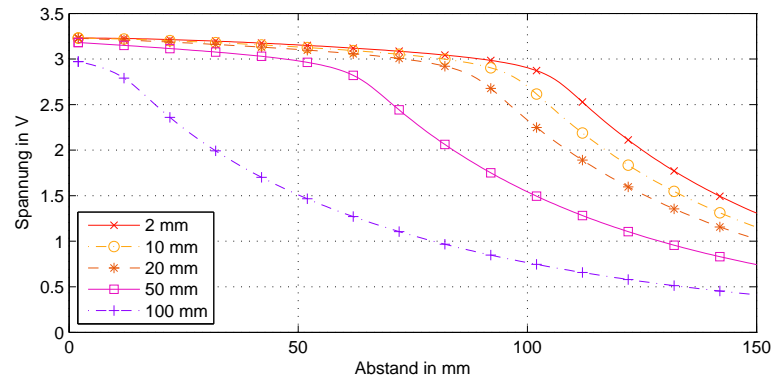


Abbildung 6.8: Szenario V: Spannung an  $\mathcal{D}_1$  bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  bei verschiedenen Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$

Bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.8) ist die Form der Spannungsverläufe von Szenario V über alle Abstände annähernd gleich. Die 3 V-Grenze liegt jeweils im Bereich von 92 mm bis 97 mm (Abstand zwischen Reader und  $\mathcal{D}_1$ ).

### 6.1.3 Reader und zwei parallele Transponder

Mit den Szenarien VII, VIII, IX und X (siehe Abbildung 6.9) wird das Spannungsverhalten beim parallelen Annähern der Transponder an den Reader betrachtet.

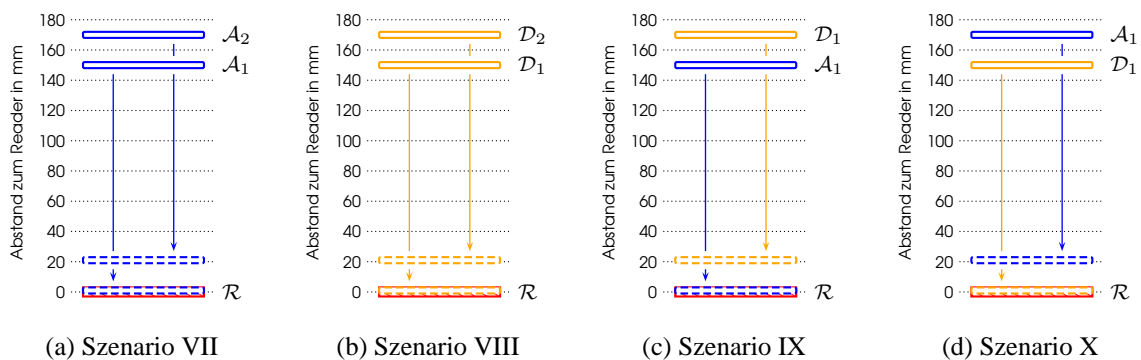


Abbildung 6.9: Räumliche Anordnung bei paralleler Annäherung an den Reader.

Der Verlauf der Spannungen ist wiederum bei allen Szenarien größtenteils ident. Beispielhaft wird in Abbildung 6.10 der Verlauf der Spannungen bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  für Szenario VII aufgezeigt.

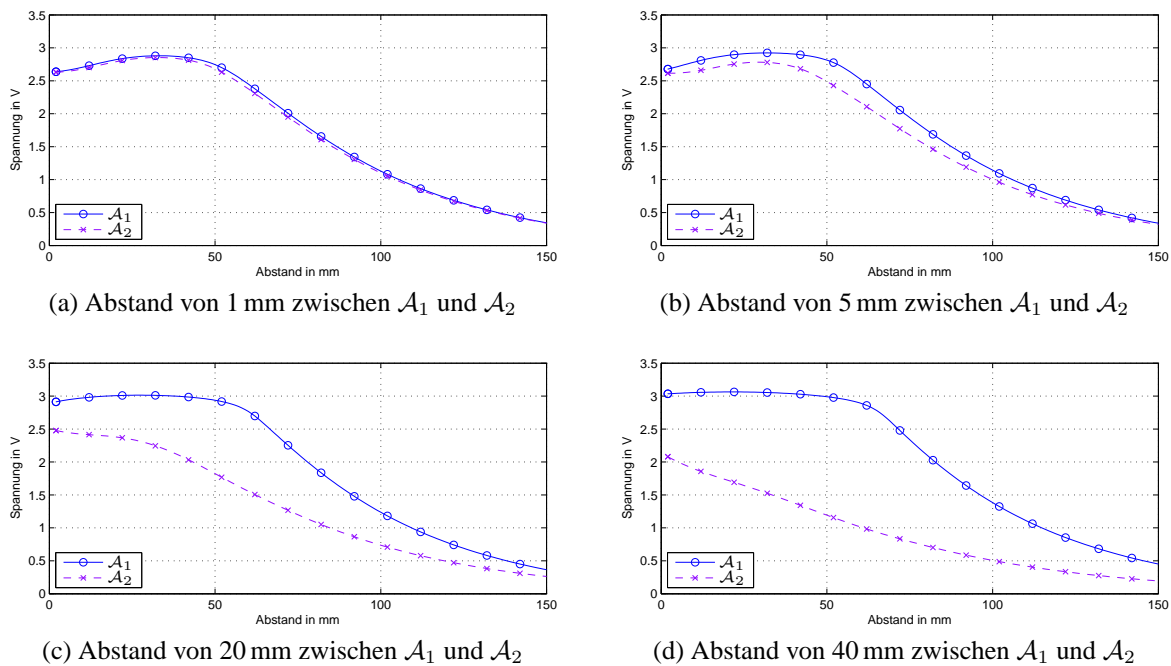


Abbildung 6.10: Szenario VII: Spannung bzgl. des Abstands zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$

Bei einem Abstand von 1 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  sind die Kurven kaum zu unterscheiden (siehe Abbildung 6.10a). Die Spannung von  $\mathcal{A}_2$  liegt geringfügig unter jener von  $\mathcal{A}_1$ . Bei einem Abstand von 5 mm, wie es beispielsweise in der Realität mit zwei kontaktlosen Zutrittskarten in einer Brieftasche auftreten kann, hat der Spannungsverlauf eine ähnliche Form wie bei 1 mm Abstand. Lediglich die Spannungsdifferenz zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  ist größer.

Entfernen sich die Transponder vom Reader, steigt die Spannung an. Aufgrund der Zunahme des Abstands zum Reader nimmt die Energie ab und die verstimmende Wirkung zwischen den Transpondern und dem Reader wird geringer. Trotz geringerer Energie steigt die Spannung an bis die Energie aufgrund der Entfernung nicht mehr ausreicht und unter die Limiterspannung fällt.

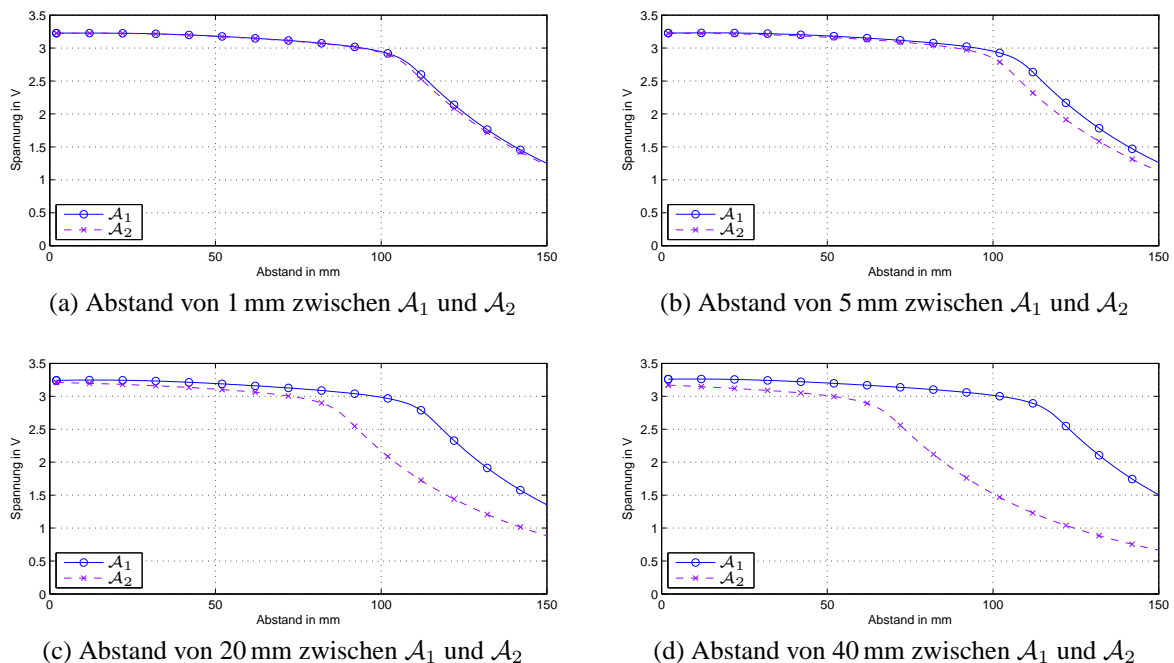
Bei den Abständen von 20 mm und 40 mm zwischen den Transpondern, was einer Kopplung von circa 16 % und 6 % entspricht, wird der Spannungseinbruch an  $\mathcal{A}_1$  bei hoher Kopplung zum Reader geringer. Die Spannung übersteigt wieder die 3-V-Grenze.

In Bezug auf den Abstand von  $\mathcal{A}_2$  zum Reader wird die Spannung geringer. Tabelle 6.2 zeigt die Spannungen bei einem Abstand von 50 mm. Es ist dasselbe Verhalten wie bereits bei Szenario III festgestellt wurde. Je weiter  $\mathcal{A}_1$  vom Reader entfernt ist und je näher sich  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  sind, umso höher ist die Spannung an  $\mathcal{A}_2$ .

Bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.11) gleicht der Spannungsverlauf wie-

Abstand in mm		Spannung in V	
$\mathcal{R} - \mathcal{A}_1$	$\mathcal{A}_1 - \mathcal{A}_2$	$\mathcal{R} - \mathcal{A}_1$	$\mathcal{A}_2$
49	1	50	2,71
45	5	50	2,62
30	20	50	2,28
10	40	50	1,90

Tabelle 6.2: Abstände und Spannungswerte zu Abbildung 6.10

Abbildung 6.11: Szenario VII: Spannung bzgl. des Abstands zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

derum jenem von Szenario I (siehe Abbildung 6.2b, S. 58). Die Energie reicht aus, um in allen betrachteten Fällen die Spannung nahe dem Reader über 3 V zu halten.

Bei einem Abstand von 1 mm sind die Spannungen an beiden Transpondern faktisch ident. An  $\mathcal{A}_2$  wird die 3-V-Grenze jeweils beim Abstand von 94 mm zum Reader unterschritten. Bei hoher Kopplung zwischen den Transpondern liegt die Grenze bei  $\mathcal{A}_1$  im selben Bereich, steigt aber mit zunehmenden Abstand leicht an.

Die Spannungen welche sich einstellen sind das Ergebnis des Zusammenspiels von vielen beeinflussenden Faktoren, welche nicht direkt ersichtlich sein müssen. So waren die Verstimmungen in den Energiebetrachtungen in Abschnitt 5.3 nicht zu erkennen. Aber auch die Verstimmungen in Szenario I und II sind anhand der Spannungsverläufe nicht zu erkennen da sie durch die ausreichende Energieversorgung kompensiert werden.

## 6.2 Spannungsverhalten mit einem ID-1-Reader

Im folgenden Abschnitt wird das Spannungsverhalten bei einem Reader mit einer ID-1-Antenne betrachtet. Eine hohe Kopplung zu den Transpondern ist somit möglich.

### 6.2.1 Reader und ein Transponder

Die Spannungsverläufe für die Szenarien I und II sind in Abbildung 6.12 ersichtlich. Die beiden Szenarien unterscheiden sich wiederum sehr wenig voneinander. Szenario II weist eine geringfügig höhere Spannung auf und  $\mathcal{D}_1$  hat über einen größeren Bereich 3 V zur Verfügung.

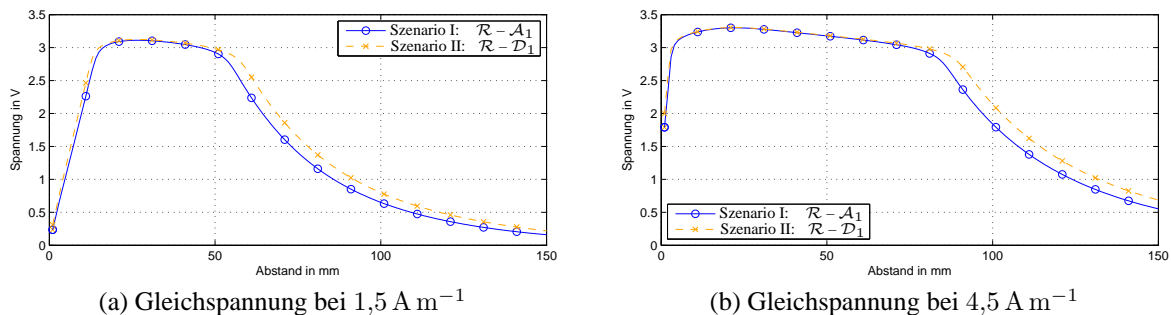


Abbildung 6.12: Gleichspannung bezüglich des Abstands zwischen dem Reader und dem Transponder

Sowohl bei einer magnetischen Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.12a) als auch bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.12b) nimmt die Spannung mit steigender Kopplung zu. Bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  wird die 3-V-Schwelle in Szenario I bei 46 mm und in Szenario II bei 49 mm erreicht, was einer Kopplung von 5,5 % bzw. 5,2 % entspricht. Unterschritten wird die Schwelle bei 16 mm bzw. 15 mm (Kopplung von 20,1 % und 21,5 %). Die Spannung fällt darunter schlagartig ab und verläuft annähernd linear gegen 0 V.

Ein ähnliches Bild zeigt sich bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ . In Szenario I wird die 3-V-Grenze bei 75 mm (1,6 %) überschritten und stellt diese Spannung bis zu einem Abstand von circa 4 mm (54,9 %) zur Verfügung. In Szenario II liegt die 3-V-Schwelle bei 79 mm (1,4 %) und circa 3 mm (62,9 %). Kommen sich Transponder und Reader noch näher, fällt die Spannung ebenso annähernd linear gegen 0 V ab.

Im Vergleich zum Betrieb des Readers mit der ISO-Antenne ist der Bereich, in dem dem Chip 3 V zur Verfügung stehen würden, viel kleiner (siehe Abbildung 6.2, S. 58). Die Kopplung nimmt mit zunehmendem Abstand sehr schnell ab, woraus sich schließen lässt, dass die zur

Verfügung stehende Energie ebenso schnell abnimmt. Der steile Spannungsabfall bei hoher Kopplung tritt beim Reader mit ISO-Antenne jedoch nicht auf. Es werden sowohl der Transponder als auch der Reader verstimmt. Die Energiebetrachtungen in Abschnitt 5.4 zeigten bereits, dass in diesem Szenario und geringem Abstand zwischen Reader und Transponder die Resonanzfrequenzen stark verschoben werden. Dementsprechend fehlt die Energie, um den Transponder ausreichend zu versorgen (siehe Abbildung 5.11, S. 52).

## 6.2.2 Reader und zwei Transponder

Die betrachteten Szenarien sind Szenario III, IV, V und VI (räumliche Anordnung, siehe Abbildung 6.3, S. 59).

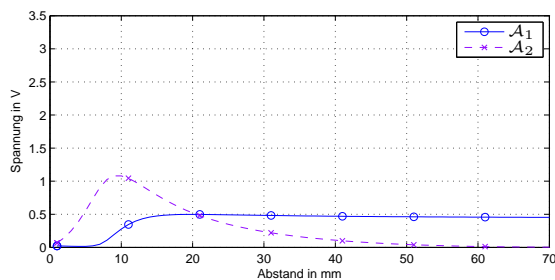
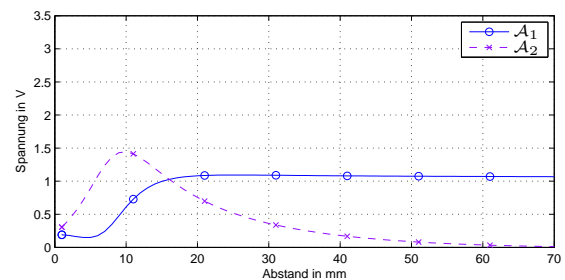
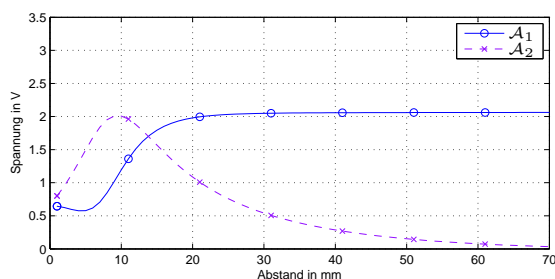
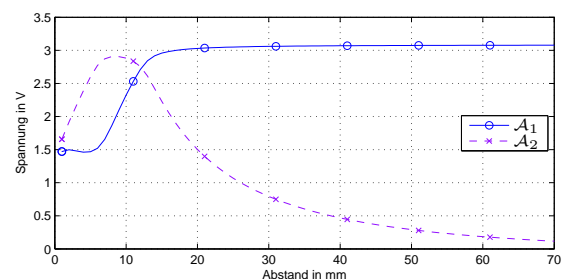
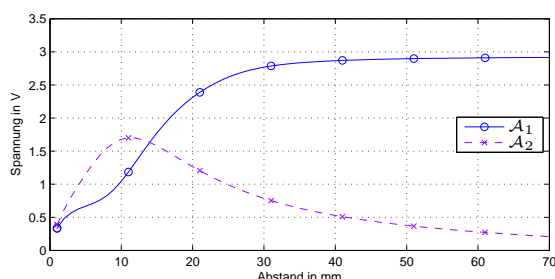
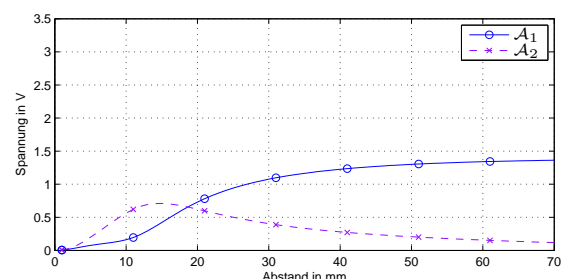
(a) Abstand von 2 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (b) Abstand von 5 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (c) Abstand von 10 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (d) Abstand von 20 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (e) Abstand von 50 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (f) Abstand von 75 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ 

Abbildung 6.13: Szenario III: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$

In Szenario III liegt bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  und geringer Kopplung zwischen den Transpondern an  $\mathcal{A}_1$  eine annähernd konstante Spannung an, welche auf demselben Niveau wie in Szenario I liegt (siehe Abbildung 6.13). Deshalb ist ihr Wert bei 20 mm Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$  knapp über 3 V und bei 50 mm knapp darunter bzw. in den anderen Fällen noch tiefer.

Bis zu einem Abstand von 20 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$  fällt die Spannung bei einer Entfernung von circa 15 bis 20 mm zu  $\mathcal{A}_2$  (Kopplung von 21,5 % bis 15,7 %) aufgrund der zunehmend hohen Kopplung ab und steigt nahe der totalen Kopplung wieder leicht an. Ist  $\mathcal{A}_1$  weiter vom Reader entfernt, beginnt die Spannung bereits bei geringerer Kopplung zu  $\mathcal{A}_2$  aufgrund der größeren Entfernung zur Energiequelle zu sinken.

Analog zum Abfall der Spannung an  $\mathcal{A}_1$  hat die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  unabhängig vom Abstand zum Reader ihr Maximum in einer Entfernung von 10 mm zu  $\mathcal{A}_1$  (30,7 %). Auffällig ist dabei der Umstand, dass die Spannung in diesem Punkt immer über jener von  $\mathcal{A}_1$  liegt. Der vom Reader weiter entfernte Transponder weist eine höhere Spannung auf als jener, der der Energiequelle näher ist. Der Grund liegt in der zunehmenden gegenseitigen Verstimmung der Transponder und der räumlich näheren Position von  $\mathcal{A}_1$  zum Reader.  $\mathcal{A}_2$  ist weiter vom Reader entfernt und kann die Verstimmung durch  $\mathcal{A}_1$  vorerst durch die ausreichende Energie kompensieren, bevor die Energiequelle selbst den Transponder entscheidend verstimmt bzw. der Reader vom Transponder zusätzlich verstimmt wird.

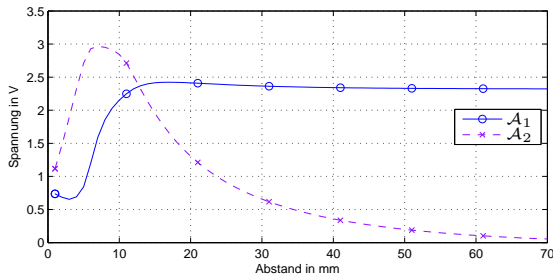
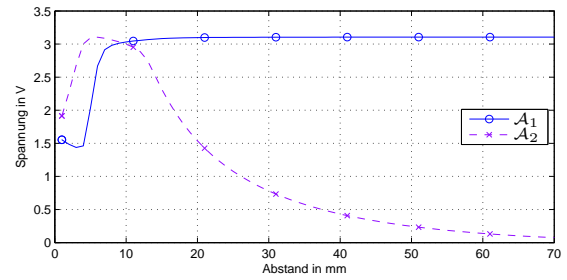
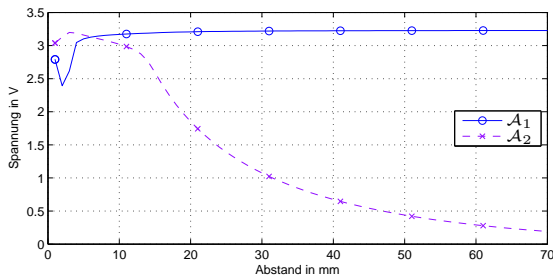
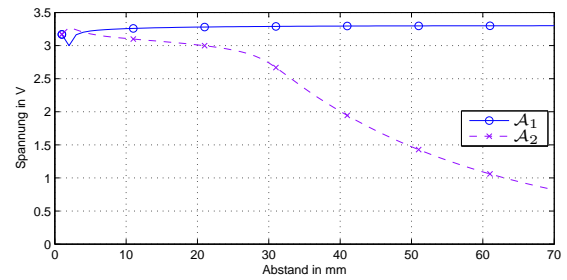
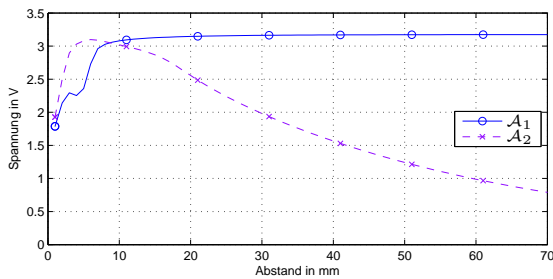
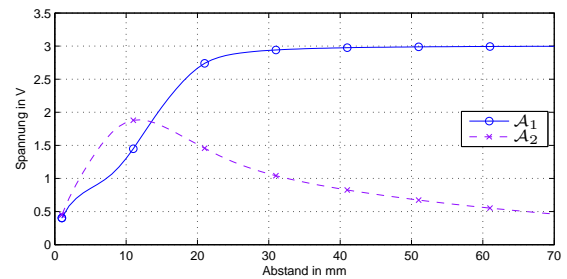
Die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  steigt nie über 3 V an, liegt jedoch bei den Abständen von 2 mm und 5 mm deutlich über der Maximalspannung von  $\mathcal{A}_1$  (siehe Abbildungen 6.13a und 6.13b).

Das Verhalten bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  ist ähnlich wie jenes bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.14). Die Spannung an  $\mathcal{A}_1$  liegt bis auf jenen Fall, wo der Abstand 2 mm zum Reader beträgt, immer über 3 V. Diese Spannung wird erst bei hoher Kopplung zu  $\mathcal{A}_2$  ( $> 35 \%$ ) unterschritten. Eine Ausnahme bildet die Konstellation bei einem Abstand von 20 mm, bei dem die Spannung

	Abstand in mm			Spannung in V
	$\mathcal{R} - \mathcal{A}_1$	$\mathcal{A}_1 - \mathcal{A}_2$	$\mathcal{R} - \mathcal{A}_2$	$\mathcal{A}_2$
(a)	5	65	70	0,10
	10	60	70	0,29
	20	50	70	1,47
	50	20	70	2,56
(b)	5	10	15	3,0
	10	11	21	3,0
	20	21	41	3,0
	50	11	61	3,0

Tabelle 6.3: Abstände und Spannungswerte zu Abbildung 6.14



(a) Abstand von 2 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (b) Abstand von 5 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (c) Abstand von 10 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (d) Abstand von 20 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (e) Abstand von 50 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ (f) Abstand von 75 mm zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$ Abbildung 6.14: Szenario III: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

nicht unter 3 V fällt. In diesem Fall ist auch der 3-V-Bereich an  $\mathcal{A}_2$  am größten und wird auch bei annähernd totaler Kopplung nicht unterschritten. Bei größeren Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$  reicht die Energie an  $\mathcal{A}_2$  nicht aus, um über einen größeren Bereich mindestens 3 V aufzuweisen. Bei geringerem Abstand wird der verstimmende Einfluss des Readers zu groß.

Bei 20 mm ist der Abstand groß genug, um den Reader nicht zu sehr zu verstimmen und auch nicht zu sehr vom Reader verstimmt zu werden. Die Verstimmung zwischen den Transpondern wird durch die zur Verfügung stehende Energie kompensiert.

Die folgenden Beispiele verdeutlichen die Verstimmung des Readers besonders durch  $\mathcal{A}_1$ . Tabelle 6.3 (a) zeigt bei konstantem Abstand zwischen  $\mathcal{A}_2$  und dem Reader, dass an  $\mathcal{A}_2$  die Spannung um so größer ist, je weiter entfernt  $\mathcal{A}_1$  vom Reader und je näher  $\mathcal{A}_2$  an  $\mathcal{A}_1$  ist.

In Tabelle 6.3 (b) wird dasselbe Verhalten aufgezeigt, jedoch bei einer konstanten Spannung

an  $\mathcal{A}_2$ . Hier ist ebenso ersichtlich, dass je weiter  $\mathcal{A}_1$  vom Reader entfernt ist, umso weiter entfernt vom Reader erreicht  $\mathcal{A}_2$  die gewünschte Spannung.

Der Einfluss von sehr kleinen Koppelfaktorwerten wird in Abbildung 6.14f gezeigt.  $\mathcal{A}_1$  ist 75 mm vom Reader entfernt und somit zu 1,55 % gekoppelt. Die 3-V-Grenze unterschreitet  $\mathcal{A}_1$  bei einem Abstand von 85 mm zu  $\mathcal{A}_2$  (1,15 %).  $\mathcal{A}_2$  ist somit 160 mm vom Reader entfernt, was eine Kopplung von 0,2 % bedeutet. Solch ein geringer Koppelwert kann bei geringer Energie bereits eine entscheidende Rolle spielen.

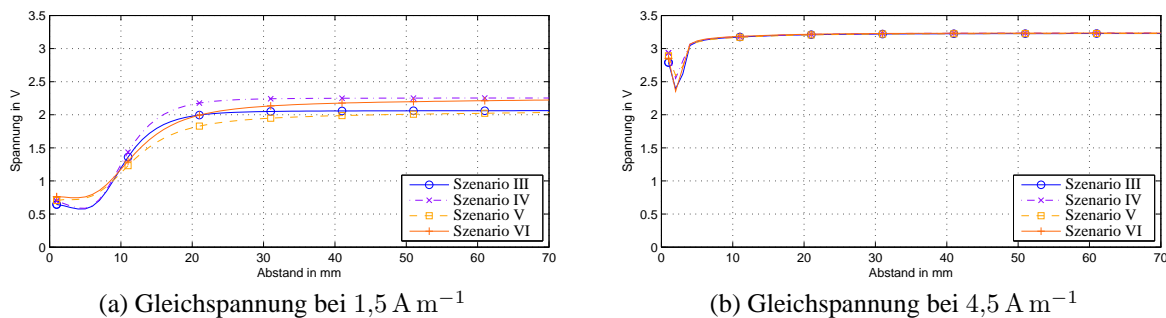


Abbildung 6.15: Gleichspannung am Lastwiderstand des 10 mm vom Reader entfernten Transponder bezüglich des Abstands zwischen den beiden Transpondern

Abbildung 6.15 zeigt für alle Szenarien den Spannungsverlauf des dem Reader näheren Transponders (10 mm Abstand zum Reader) an. Der Verlauf ist je nach angegebener Feldstärke für alle Szenarien faktisch ident.

Bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  steht in den Szenarien, in welchen der readernähere Transponder jener des Typs  $\mathcal{D}$  ist (Szenarien IV und VI), bei geringer Kopplung mehr Spannung zur Verfügung (siehe Abbildung 6.15a). Bei hoher Kopplung ergibt sich ein Vorteil, wenn sich die Transponder unterscheiden (Szenarien V und VI).

Bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  unterscheiden sich die Verläufe der Szenarien nur bei sehr hoher Kopplung (siehe Abbildung 6.15). Wie sich der Spannungsverlauf in diesem Fall verhält, ist in einem Detailausschnitt in Abbildung 6.16 zu erkennen: Bei circa 3,5 mm fällt die Spannung in allen Szenarien unter 3 V. In Szenario IV und V auf knapp 2,5 V und in Szenario III und VI auf 2,3 V. Von diesem lokalen Minimum bei circa 2,4 mm Abstand steigen die Spannungen bis 1,1 mm wieder auf knapp 3 V an, um anschließend erneut abzufallen. Der Abstand von 10 mm zum Reader bedeutet eine Kopplung von circa 31 %. Der Koppelfaktor bei 5 mm Abstand zwischen den Transpondern beträgt circa 49 % und steigt bei 1 mm auf circa 95 % an. Bei 5 mm ist die Kopplung zum zweiten Transponder fast doppelt so groß wie zum Reader und übersteigt bei 1 mm den dreifachen Wert. Die Kopplung des weiter entfernten Transponder zum Reader steigt in diesem Bereich von circa 21 % auf 28 % an.

Die genauen Auswirkungen der gegenseitigen Verstimmung der einzelnen Komponenten bei

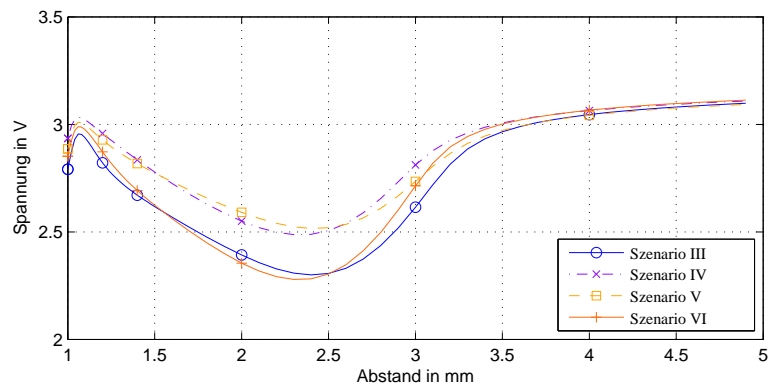


Abbildung 6.16: Detail aus Abbildung 6.15b

so hohen Koppelfaktoren sind nicht mehr auszumachen. Der weiter entfernte Transponder verstimmt durch sein Näherkommen sowohl den Reader als auch den zweiten Transponder. Diese ändern dadurch ihr Verhalten und wirken verändernd auf das System, was wiederum das Verhalten aller Komponenten beeinflusst.

Auch bei dem vom Reader weiter entfernten Transponder ändert sich zwischen den Szenarien wenig an der Form des Spannungsverlaufes (siehe Abbildung 6.17). Bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  steigt die Spannung bei 10 mm auf circa 2 V an und fällt dann wieder ab. Bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  überlagern sich die Spannungsverläufe bis zu einem Abstand von 12 mm, wo die 3-V-Grenze unterschritten wird. Bei beiden Feldstärken weist Szenario IV die höchste Spannung auf.

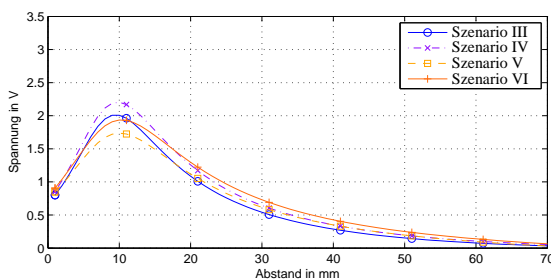
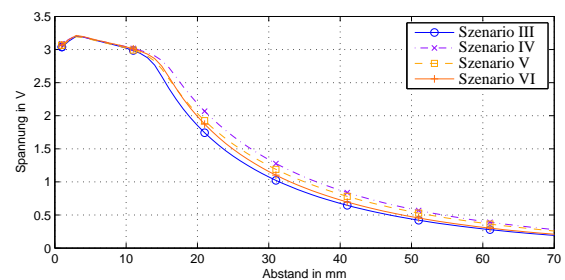
(a) Gleichspannung bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ (b) Gleichspannung bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

Abbildung 6.17: Spannung am vom Reader weiter entfernten Transponders bezüglich des Abstands zwischen den beiden Transpondern bei einem Abstand von 10 mm zum Reader

Abbildung 6.18 zeigt die Spannungsverläufe an den Transpondern aus Szenario IV bei verschiedenen Abständen zwischen  $\mathcal{D}_1$  und dem Reader bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ . Die höchste Spannung wird an beiden Transpondern bei einem Abstand von 20 mm zwischen  $\mathcal{D}_1$  und dem Reader erreicht. Bei  $\mathcal{D}_1$  liegt sie über 3 V, bei  $\mathcal{D}_2$  knapp darunter. Ausgenommen beim Abstand von 50 mm fällt das jeweilige Spannungsmaximum umso niedriger aus, je näher  $\mathcal{D}_1$  dem Reader ist.

Wie bereits zu Szenario III angemerkt wurde, beginnen die Spannungen an  $\mathcal{D}_1$  jeweils im selben Abstandsbereich zwischen den Transpondern zu sinken (siehe Abbildung 6.18a). An  $\mathcal{D}_2$  erreichen die Spannungen wiederum im selben Abstandsbereich ihr Maximum, unabhängig davon, wie weit  $\mathcal{D}_1$  vom Reader entfernt ist (siehe Abbildung 6.18b).

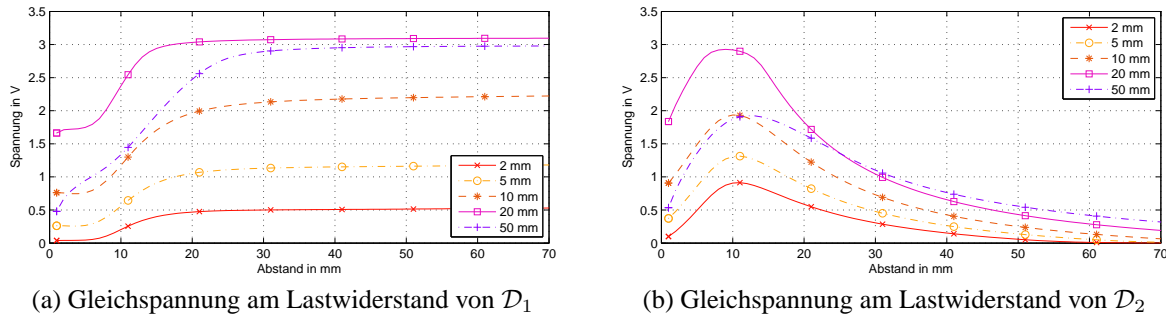


Abbildung 6.18: Szenario IV: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{D}_2$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  bei unterschiedlichen Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{D}_1$

Ein ähnliches Verhalten tritt bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  in Szenario V auf (siehe Abbildung 6.19). Wiederum wird an den Transpondern die höchste Spannung erreicht, wenn der Abstand zwischen dem Reader und dem ihm näheren Transponder  $\mathcal{A}_1$  20 mm beträgt. Bis auf die Anordnung mit dem Abstand von 2 mm zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$  wird die 3-V-Grenze immer überschritten. Je näher  $\mathcal{A}_1$  dem Reader ist, umso kleiner ist das Spannungsmaximum, ausgenommen bei der Konstellation mit 50 mm Abstand zwischen  $\mathcal{A}_1$  und dem Reader. Die Entfernung der Transponder zueinander, bei der die Verstimmung bemerkbar wird, ist im Unterschied zum Fall bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ , geringer. Der Abstand, bei welchem die Spannung sowohl an  $\mathcal{A}_1$  als auch  $\mathcal{D}_1$  einbricht, ist in beiden Fällen knapp unter 10 mm.

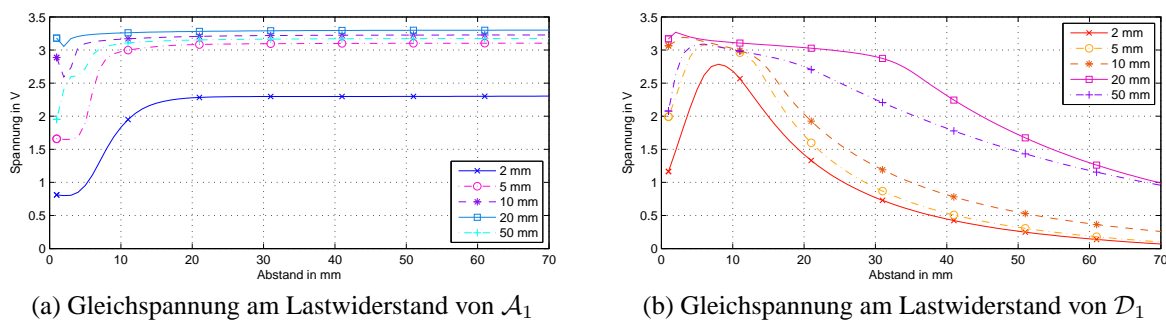


Abbildung 6.19: Szenario V: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  bei unterschiedlichen Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$

### 6.2.3 Reader und zwei parallele Transponder

Im folgenden Abschnitt wird das Verhalten beim parallelen Annähern der Transponder an den Reader anhand der Szenarien VII, VIII, IX und X betrachtet (räumliche Anordnung siehe Abbildung 6.9, S. 63).

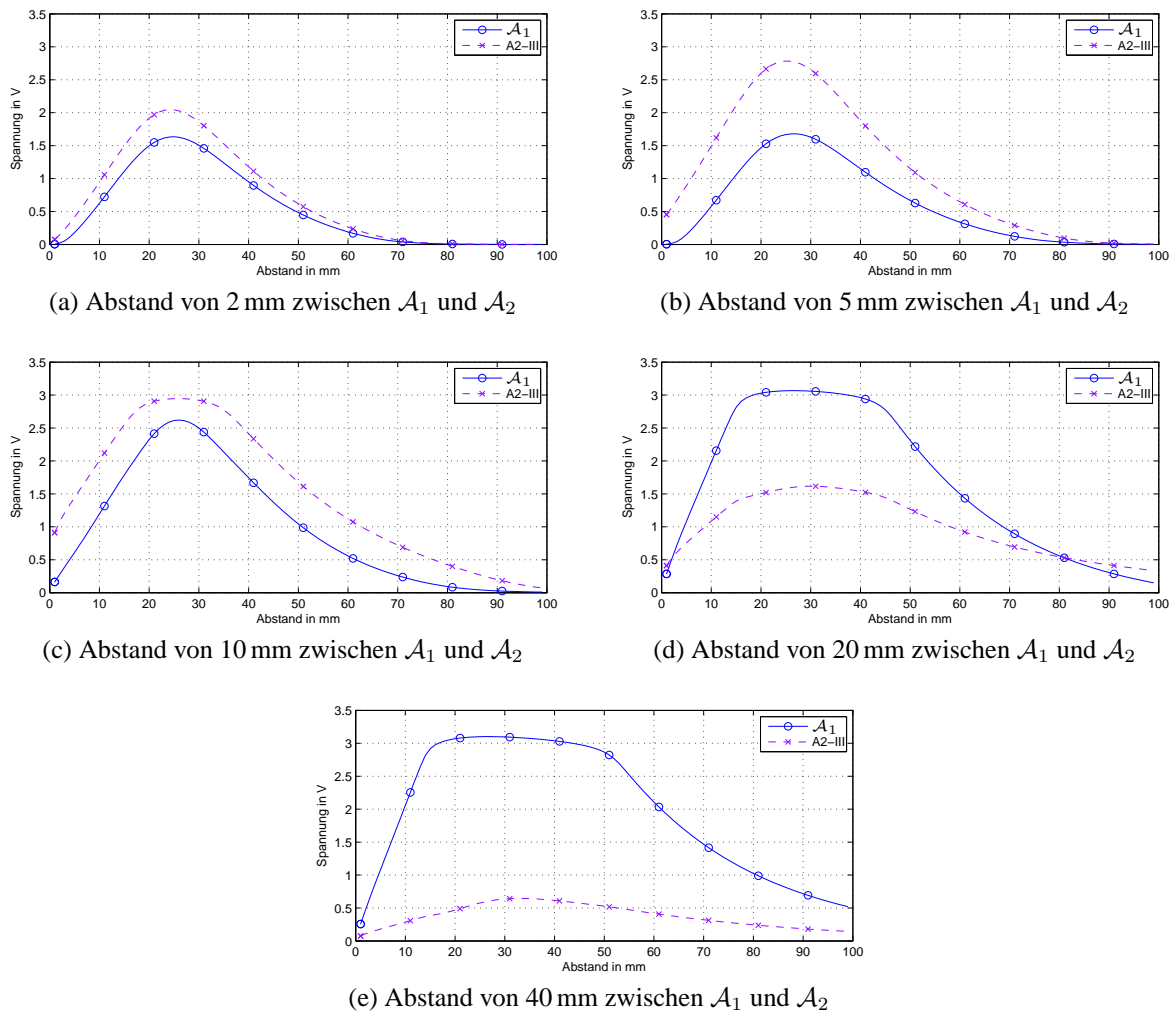


Abbildung 6.20: Szenario VII: Spannung bzgl. des Abstands zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$

Für eine Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  bei Szenario VII und einem Abstand von 40 mm zwischen den beiden Transpondern ist beim Verlauf von  $\mathcal{A}_1$  ein minimaler Unterschied zu jenem in Szenario I zu erkennen (siehe Abbildungen 6.20e und 6.12a). Der Einfluss von  $\mathcal{A}_2$  ist zu gering, um  $\mathcal{A}_1$  stärker zu verstimmen. Die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  nimmt mit steigender Kopplung zu und erreicht bei einem Abstand von 70 mm zum Reader mit knapp 650 mV ihr Maximum. In diesem Abstand beträgt die Kopplung zum Reader unter 2% und zu  $\mathcal{A}_1$  unter 6%. Steigt die Kopplung zum Reader weiter an, wird  $\mathcal{A}_2$  bereits so verstimmt, dass die Spannung sinkt. Es

zeigt sich, dass bei geringer Energie bereits geringe Kopplungszunahmen einzelne Teile des Systems verstimmen können.

Während bei 40 mm Abstand zwischen den Transpondern an  $\mathcal{A}_1$  die 3-V-Grenze zwischen 17 mm und 43 mm überschritten ist, reduziert sich dieser Bereich bei 20 mm Abstand auf 19 mm bis 37 mm (siehe Abbildung 6.20d). Der Grund dafür ist die höhere Kopplung zu  $\mathcal{A}_2$ . Dessen Spannung nimmt zu, erreicht aber maximal nur knapp 1,5 V.

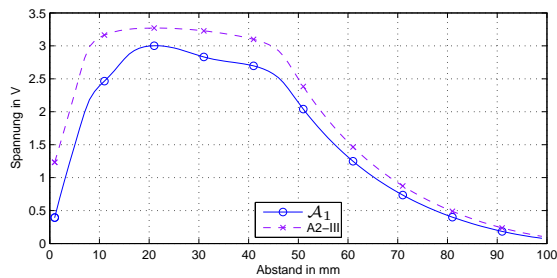
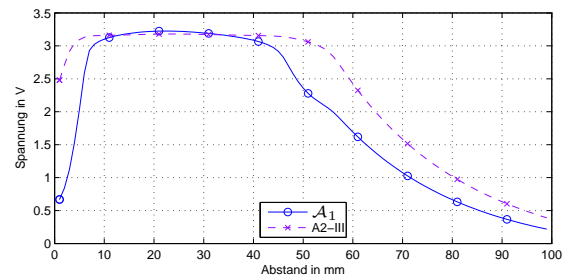
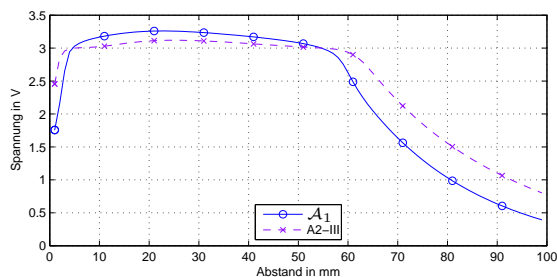
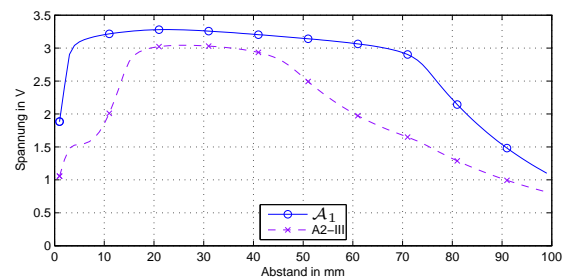
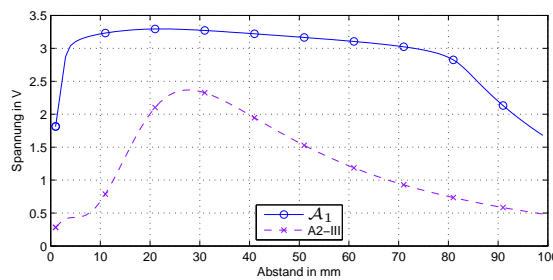
Für die Anordnungen bei den Abständen 10 mm, 5 mm und 2 mm bietet sich ein unerwartetes Bild (siehe Abbildungen 6.20c, 6.20b und 6.20a). Die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  liegt über den gesamten Bereich über jener des dem readernäheren Transponders  $\mathcal{A}_1$ . Im Falle des Abstands von 10 mm zwischen den beiden Transpondern wird an  $\mathcal{A}_2$  die Spannung von 3 V knapp nicht erreicht. Jene von  $\mathcal{A}_1$  liegt um 300 mV darunter. Im selben Abstand zum Reader (ca. 25 mm, Koppelfaktor von 12 %) tritt auch bei 5 mm und bei 2 mm Abstand zwischen den Transpondern die jeweils höchste Spannung auf. Je näher sich die Transponder sind, umso geringer ist das Spannungsmaximum.

Bei 5 mm, wie es wiederum im praktischen Fall mit der Brieftasche auftreten kann, liegt die Spannungsdifferenz zwischen den Transpondern bei 1,1 V. Wenngleich  $\mathcal{A}_2$  im betrachteten Fall maximal 2,8 V erreicht, so ist der Unterschied trotzdem beachtlich.

Um das Verhalten am besten zu beschreiben, betrachtet man Abbildung 6.13d (S. 67), welche die Spannungsverläufe an  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  bei 20 mm Abstand zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$  aufzeigt. Dieser Abstand entspricht weitgehend jenem Abstand, bei welchem  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$  in den Abbildungen 6.20a-c ihr Maximum haben.

Die Spannung an  $\mathcal{A}_1$  ist bei 10 mm gerade beim Sinken, da die Verstimmung durch  $\mathcal{A}_2$  immer größer wird. Die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  hat ihr Maximum noch nicht erreicht. Die steigende Energie aufgrund der Nähe zum Reader kompensiert die Verstimmung. Bis 5 mm sinkt die Spannung an  $\mathcal{A}_1$  weiter und hat dort ihr Minimum erreicht. An  $\mathcal{A}_2$  nimmt die Spannung ebenso ab. Die Verstimmung durch  $\mathcal{A}_1$  und dem Reader kann nicht mehr durch die zur Verfügung stehende Energie kompensiert werden, da der Reader ebenso zunehmend verstimmt wird. Bei 2 mm ist das Spannungsniveau an  $\mathcal{A}_1$  gleich geblieben und an  $\mathcal{A}_2$  bricht die Spannung weiter ein.

Ebenfalls bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  und einem Abstand von 40 mm zwischen den Transpondern ist kein Unterschied zum Spannungsverlauf aus Szenario I zu erkennen (siehe Abbildungen 6.21e und 6.12a). Mit steigender Kopplung zum Reader nimmt die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  zu, erreicht bei einem Abstand von 28 mm (vgl. 26 mm bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ ) die maximale Spannung von 2,4 V und fällt dann wieder auf fast 0 V ab. An diesem Beispiel wird sichtbar, dass der Reader sehr stark mitverstimmt wird. Am Spannungsverlauf von  $\mathcal{A}_1$  ist beim Abstand von 28 mm zum Reader keine Veränderung zu bemerken. Die Spannung an  $\mathcal{A}_2$  nimmt jedoch von dieser Position weg ab. Der Reader kann aufgrund der Verstimmung durch  $\mathcal{A}_1$

(a) Abstand von 2 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ (b) Abstand von 5 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ (c) Abstand von 10 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ (d) Abstand von 20 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ (e) Abstand von 40 mm zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ Abbildung 6.21: Szenario VII: Spannung bzgl. des Abstands zwischen Reader und  $\mathcal{A}_1$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

nicht mehr genügend Energie für den weiter entfernten Transponder  $\mathcal{A}_2$  zur Verfügung stellen. Der Energieabfall wird an  $\mathcal{A}_1$  durch dessen Nähe zum Reader kompensiert und kann deshalb die Spannung halten.

Bei 20 mm Abstand zwischen den Transpondern verkleinert sich der 3 V-Bereich von  $\mathcal{A}_1$  geringfügig, die geringere Distanz von  $\mathcal{A}_2$  zum Reader lässt dessen Spannung im Abstand, zu  $\mathcal{A}_1$ , von 19 mm bis 35 mm jedoch über die 3-V-Grenze steigen (siehe Abbildung 6.21d).

Die maximale Spannung, beim Abstand von 10 mm zwischen den Transpondern, ist bei  $\mathcal{A}_1$  höher als bei  $\mathcal{A}_2$ , jedoch stehen an beiden von 5 mm bis 55 mm die 3 V zur Verfügung (siehe Abbildung 6.21c). Unterhalb dieser Grenze liegt an  $\mathcal{A}_2$  die größere Spannung an.

Die starke Kopplung bei 5 mm Transponderabstand verkleinert den 3 V Bereich von  $\mathcal{A}_1$ , jener von  $\mathcal{A}_2$  bleibt annähernd gleich (siehe Abbildung 6.21b). Der zunehmende Einfluss von  $\mathcal{A}_2$  wird aufgrund der höheren Kopplung zur Energiequelle erkennbar stärker.

Bei 2 mm Abstand (siehe Abbildung 6.21a) zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{A}_2$ , was einem Koppelfaktor von 75 % entspricht, erreicht der Spannungsverlauf von  $\mathcal{A}_1$  nur im Abstand von 21 mm zum Reader 3 V. Obwohl der Unterschied zwischen den Transpondern im Abstand zum Reader nur 2 mm beträgt, reicht der 3 V-Bereich von  $\mathcal{A}_2$  von 10 mm bis 46 mm (im Bezug auf den Reader). In diesem Bereich beträgt die durchschnittliche Spannungsdifferenz 420 mV.

Die betrachteten Fälle bei 5 mm und 2 mm lassen wieder darauf schließen, dass die Resonanzfrequenz von  $\mathcal{A}_2$  günstig in die Richtung der Resonanzfrequenz des Readerschwingkreises verschoben wird.

Bei 5 mm ist die Kopplung geringer und  $\mathcal{A}_1$  kompensiert die Verstimmung durch die nähere Positionierung zum Reader.  $\mathcal{A}_2$  nutzt bereits die Verstimmung der Resonanzfrequenz. Bei 2 mm wird die Verstimmung größer und  $\mathcal{A}_2$  liegt mit seiner Resonanzfrequenz noch näher bei jener des Readers und kompensiert so die zusätzliche Verstimmung durch  $\mathcal{A}_1$ .  $\mathcal{A}_1$  kann keinen Nutzen aus der räumlichen näheren Position zum Reader ziehen.

Der Verlauf der Spannungen entsprechend der jeweiligen Feldstärke sind wiederum für alle Szenarien sehr ähnlich (siehe Abbildungen 6.22 und 6.23). Die Transponder sind im betrachteten Fall 5 mm voneinander entfernt.

Bei der Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  tritt am readernäheren Transponder in jenen Szenarien, in welchen der weiter entfernte Transponder des Typs  $\mathcal{D}$  ist (Szenario VIII und IX), die höhere Spannung auf als in den Szenarien VII und X (siehe Abbildung 6.22a). Der Transponder des Typs  $\mathcal{D}$  wirkt aufgrund seiner Resonanzfrequenz sowohl auf den zweiten Transponder als auch auf den Reader weniger verstimmend.

Bei geringer Kopplung zum Reader ist ebenfalls bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  die Spannung in den Szenarien VIII und IX höher als bei den anderen beiden (siehe Abbildung 6.22b).

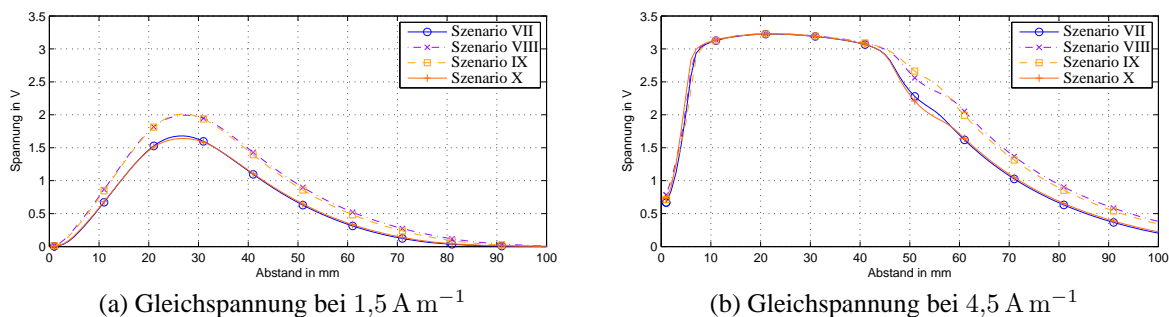


Abbildung 6.22: Spannung am dem Reader näher positionierten Transponder bzgl. des Abstand dieses Transponders zum Reader bei einem Abstand von 5 mm zwischen den Transpondern



Die 3-V-Spannung erreichen die Transponder in allen Szenarien annähernd im gleichen Abstand zum Reader. Ab diesem Abstand sind die Spannungsverläufe kaum unterscheidbar.

Die Spannung am vom Reader weiter entfernten Transponder ist höher, wenn der readernähere Transponder vom Typ  $\mathcal{D}$  ist (siehe Abbildung 6.23). Der Grund liegt wiederum darin, dass  $\mathcal{D}$  weniger verstimmend auf den anderen Reader reagiert, als es bei einem Transponder des Typs  $\mathcal{A}$  der Fall ist.

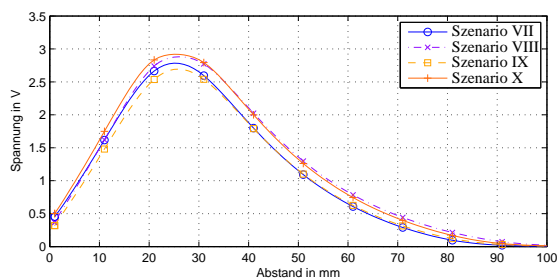
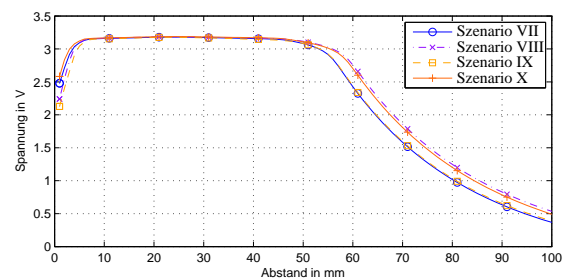
(a) Gleichspannung bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ (b) Gleichspannung bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ 

Abbildung 6.23: Spannung am von  $\mathcal{R}$  weiter entfernt positionierten Transponder bzgl. des Abstands zwischen  $\mathcal{R}$  und dem ihm näheren Transponder bei einem Abstand von 5 mm

Bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  liegt beim Spannungsmaximum die Differenz bei circa 150 mV (siehe Abbildung 6.23a). Die Spannung liegt deutlich höher als beim readernäheren Transponder (vgl. Abbildung 6.22a).

Beträgt die Feldstärke  $4,5 \text{ A m}^{-1}$ , gibt es wiederum nur bei geringer Kopplung zum Reader einen Spannungsunterschied (siehe Abbildung 6.23b).

Abbildung 6.24 zeigt den Spannungsverlauf an den Transpondern  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_2$  aus Szenario IX bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$ . Beim readernäheren Transponder  $\mathcal{A}_1$  ist ersichtlich, dass die maximal erreichbare Spannung mit zunehmender Kopplung zu  $\mathcal{D}_1$  stetig geringer wird (siehe Abbildung 6.24a). An  $\mathcal{D}_1$  steht jedoch die höchste Spannung bei einem Abstand von

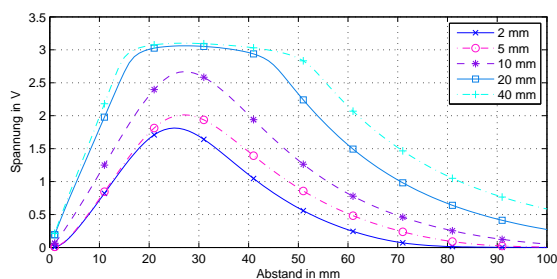
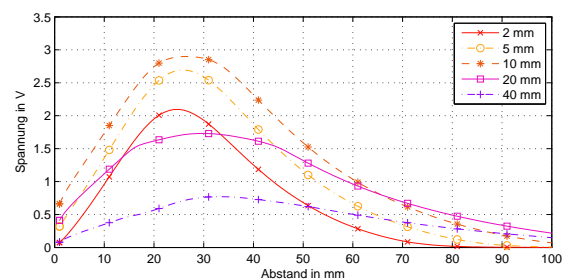
(a) Gleichspannung am Lastwiderstand von  $\mathcal{A}_1$ (b) Gleichspannung am Lastwiderstand von  $\mathcal{D}_1$ 

Abbildung 6.24: Szenario IX: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$  bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  bei unterschiedlichen Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{A}_1$

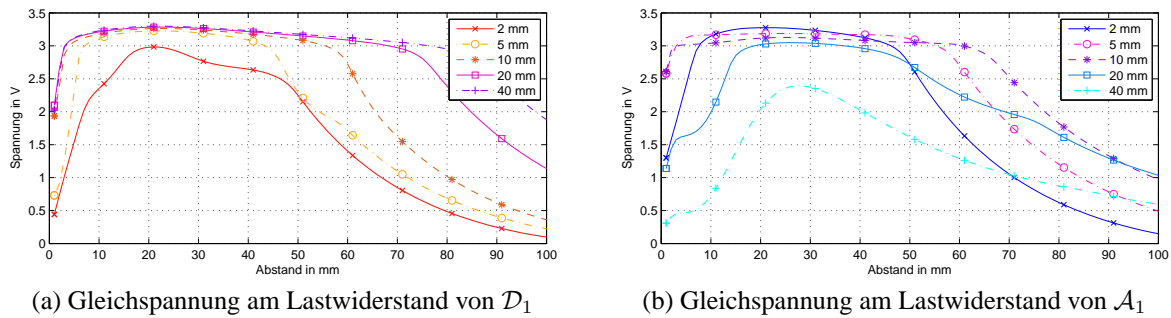


Abbildung 6.25: Szenario X: Spannung bezüglich des Abstands zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{A}_1$  bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  bei unterschiedlichen Abständen zwischen dem Reader und  $\mathcal{D}_1$

10 mm von  $\mathcal{A}_1$  zur Verfügung (siehe Abbildung 6.24b). Bei größerem Abstand steht zu wenig Energie zur Verfügung, bei geringerem Abstand wird gegenseitige Verstimmung der Komponenten im magnetischen Feld zu groß.

Ein ähnliches Bild bietet Szenario X für den readernäheren Transponder  $\mathcal{D}_1$  bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  (siehe Abbildung 6.25a). Je geringer der Abstand zwischen den Transpondern ist, umso geringer wird die maximale Spannung bzw. umso kleiner ist der Bereich, in dem mindestens 3 V zur Verfügung stehen.

Beim weiter entfernten Transponder  $\mathcal{A}_1$  nimmt die maximale Spannung mit größer werdender Kopplung zu (siehe Abbildung 6.25b). Das beste Verhältnis aus zur Verfügung stehender Energie und Verstimmung besteht bei einem Abstand von 10 mm. Mit zunehmenden und auch abnehmenden Transponderabstand wird der 3-V-Bereich kleiner.

Zieht man einen Vergleich bezüglich der Auswirkungen bei den verschiedenen Readerantennen, sind die Verstimmungen mit dem Reader mit ID-1-Antenne viel größer. Durch die mögliche, sehr hohe Kopplung zu den Transpondern brechen die Spannungen nahe des Reader ein. Der Verlauf der Kopplung lässt weiters nur über einen sehr begrenzten Abstandsbereich eine ausreichende Energierversorgung zu.

Der Vorteil des Readers mit der ISO-Antenne liegt in der geringen Verstimmung nahe des Readers und die Versorgung mit Energie ist über einen größeren Bereich, als beim Reader mit ID-1-Antenne, möglich.

## 7 Schlussfolgerung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Verhalten eines RFID-Systems mit mehreren Transpondern analysiert. Sämtliche Erkenntnisse beruhen auf den Ergebnissen von Simulationen mit der Software Cadence OrCAD.

### 7.1 Zusammenfassung

Für alle betrachteten Anordnungen waren die Readerantenne und die Transponderantennen koaxial angeordnet. Die Arbeitsfrequenz des Readers lag bei 13,56 MHz.

Im ersten Teil der Arbeit wurde das Verhalten der Resonanzfrequenzen von Transpondern untersucht. Der verwendete Reader stellte nur eine Readerfunktionalität als Energielieferant dar, hatte aber sonst keine Auswirkung auf das System. Die Transponder wurden als ideal angesehen und bestehen lediglich aus einem Schwingkreis und einer ID-1-Antenne.

Beim Aufeinanderwirken zweier Transponder steigt mit zunehmender Kopplung die Resonanzfrequenz eines Transponders an und die des zweiten sinkt. Sind die Resonanzfrequenzen verschieden, sinkt jene mit der niedrigeren und jene mit der höheren steigt. Je höher die Kopplung ist, umso stärker werden die Frequenzen verschoben. Kommen weitere Transponder dazu, liegen deren Frequenzen bei geringerer Kopplung nahe ihrer unverstimmten Resonanzfrequenz. Die niedrigste aller Resonanzfrequenzen sinkt, bis ein Schwingkreis mit einer niedrigeren Frequenz ins Feld gebracht wird. Die restlichen steigen hingegen an. Bis auf den Fall, dass die ersten zwei Transponder im Feld die gleiche Resonanzfrequenz aufweisen, kann jede Resonanzfrequenz einem Transponder eindeutig zugeordnet werden.

Im zweiten Teil der Arbeit wird der Fall untersucht, in dem im Unterschied zu vorher ein realer Reader mit einer ISO-Antenne die benötigte Energie liefert. Der Einfluss des Readers wurde anhand von Energie- und Resonanzfrequenzbetrachtungen untersucht. Die zwei verwendeten Transpondertypen bestanden weiterhin nur aus einem Schwingkreis. Deren Resonanzfrequenzen lagen beim ersten Transpondertyp bei der Frequenz des Readers und beim zweiten Transpondertyp bei 14,18 MHz.

Der Reader weist eine eigene Resonanzfrequenz auf, welche genauso verstimmt wird wie jene der Transponder. Je größer die Kopplung zwischen den Antennen ist, umso größer ist die Verstimmung. Bei der Anordnung von einem Reader und einem Transponder ist die Verstimmung größer, wenn der Schwingkreis des Transponders auf 13,56 MHz abgestimmt ist, als wenn er eine Frequenz von 14,18 MHz aufweist. Die Energie im Bereich von 13,56 MHz nimmt mit zunehmender Kopplung ab. Der Reader sendet zwar mit einer Frequenz von 13,56 MHz, der Schwingkreis wird jedoch verstimmt und ist nicht mehr angepasst, was zu einer Reduktion der Energie führt.

Befinden sich zwei Transponder sehr nahe aneinander, ist aufgrund der gleichen Antennen eine höhere Kopplung zueinander als zum Reader möglich. Die Folge ist, dass die Frequenz des Transponders mit der im Moment niedrigeren Resonanzfrequenz ebenso wie jene des Readers sinken wird, wenn auch diese tiefer sein sollte. Der Grund liegt in der möglichen totalen Kopplung zwischen zwei ID-1-Antennen und der daraus resultierenden stärkeren Verstimmung. Der maximale Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne liegt knapp über 10 % und die Rückwirkung ist dementsprechend geringer.

Im abschließenden Schritt wurde der ideale Transponder durch einen sogenannten realen Transponder ersetzt. Der Schwingkreis wurde mit einem Gleichrichter, einem Limiter und einem Widerstand erweitert. Die auf 3,4 V begrenzte Gleichspannung steht dem Chip am Transponder zur Verfügung, welcher durch den Widerstand repräsentiert wird. Das Verhalten eines Chips entspricht in der Realität einer Impedanz, weshalb der Transponder nur als Näherung an die Realität gesehen werden darf. Anhand von Energie- und Spannungsbetrachtungen wurde das Verhalten des Systems untersucht. Als Spannungsuntergrenze, bei der der Chip noch funktionieren würde, wurde eine Spannung von 3 V gewählt. Dazu wurde der Reader einmal mit einer ISO-Antenne und ein zweites mal mit einer ID-1-Antenne ausgestattet, um den Einfluss einer höheren Kopplung zur Energiequelle aufzuzeigen. Jede Simulation wurde nach der im Standard ISO/IEC 10373 definierten Methode für die Feldstärken von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  und  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  kalibriert.

Durch die Beschaltung des Transponders hat sich dessen Güte verändert und die Rückwirkung auf den Reader ist viel geringer. Bei den Energiebetrachtungen ist nur eine sehr geringe Rückwirkung der Transponder zu bemerken. Der Großteil der Energie bleibt auch bei hoher Kopplung im Frequenzbereich des Readers.

Kommt der Reader mit der ID-1-Antenne zum Einsatz, ist die Verstimmung bei einer Kopplung von über 25 % sehr groß. Steigt der Koppelfaktor über 50 %, ist der Energieanteil um die Readerfrequenz unter 10 % gesunken. Bei einer geringen Kopplung von 6 % ist das Spannungsmaximum bei der Resonanzfrequenz siebenmal so hoch wie bei einer sehr hohen Kopplung von 75 %. Der Unterschied zwischen dem 13,56 MHz-Transponder und dem 14,18 MHz-

Transponder ist gering.

Bei den Gleichspannungsbetrachtungen mit dem Reader mit ISO-Antenne steigt die Spannung am Transponder mit zunehmender Kopplung zum Reader soweit an, bis der Limiter sie begrenzt. Bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  reicht der 3-V-Bereich bis zu einem Abstand von circa 55 mm, bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  bis circa 110 mm. Im Bereich, in dem der Limiter aktiv ist gibt es keinen Unterschied zwischen den Transpondern. Darüber hinaus liegt an Transpondern mit der Resonanzfrequenz von 14,18 MHz die marginal höhere Spannung an.

Bei zwei Transpondern erreichen beide bei sehr hoher Kopplung annähernd dasselbe Spannungsniveau. Im Bezug auf den Abstand des weiter entfernten Transponders zum Reader ist dessen Spannung umso höher, je weiter entfernt der erste Transponder vom Reader ist. Wenn auch die Energiebetrachtungen keine starke Verstimmung des Readers zeigten, so existiert sie doch. Bei einem Abstand von 20 mm zwischen dem näheren Transponder und dem Reader ist die Verstimmung auf und durch den Reader noch gering genug, um diese mit der zur Verfügung stehenden Energie zu kompensieren. Liegt der Transponder näher am Reader ist die Verstimmung zu groß und darüber hinaus ist er zu weit von der Energiequelle entfernt.

Bei einer Feldstärke von  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  gibt es bei großer Kopplung zwischen den Transpondern keinen Spannungseinbruch. Die Verstimmung kann durch die Energie kompensiert werden.

Werden die Transponder parallel im Feld bewegt, entspricht das einer realen Situation, bei welcher beispielsweise eine Briefftasche, in der mehrere Transponderkarten stecken, an einen Reader herangeführt wird. Sind die Transponder wenige Millimeter voneinander entfernt, sind die Spannungsverläufe faktisch ident und brechen bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  nahe dem Reader leicht ein. Je größer der Abstand zwischen den Transpondern ist, desto höher wird die maximale Spannung des dem Reader näheren Transponders. Gleichzeitig fällt die Spannung am zweiten Transponder umso mehr ab. Bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  kompensiert die Energie erneut die Verstimmungen. Die Spannung an beiden Transpondern erreicht im Bezug auf den Abstand zum Reader annähernd im selben Abstand die 3-V-Schwelle, welche bei steigender Kopplung nicht unterschritten wird.

Wurden die Simulationen mit dem Reader mit der ID-1-Antenne durchgeführt, war der 3-V-Bereich an den Transpondern in Bezug auf den Reader mit der ISO-Antenne kleiner. Der Koppelfaktor steigt mit abnehmendem Abstand sehr langsam an, erreicht aber bei kurzen Abständen sehr hohe Werte. Dementsprechend erreichen die Spannungen bei  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  knapp unter 50 mm Abstand zum Reader die 3-V-Grenze, bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  passiert dies bei 75 mm. Ist der Abstand gering, lässt die hohe Verstimmung durch und auf den Reader die Spannung schlagartig gegen 0 V fallen. Dieses Verhalten bestätigt die Erkenntnisse aus den Energiebetrachtungen.

Ist die Kopplung zwischen zwei Transpondern hoch, weist der weiter entfernte Transponder eine höhere Spannung auf als der readernähere. Die Resonanzfrequenz des weiter entfernten Transponders wird günstig verstimmt und kann trotz größerer Entfernung zum Reader die höhere Spannung aufweisen. Unabhängig von der Entfernung zum Reader fällt in diesem Bereich die Spannung am ersten Transponder ab und jene des zweiten erreicht ihr Maximum.

Der ideale Abstand zwischen dem ersten Transponder und dem Reader liegt bei 20 mm, bei welchem das Verhältnis zwischen Verstimmung und ausreichend Energie am ausgeglichens-ten ist.

Ist der Abstand zum Reader groß und steht nur mehr wenig Energie zur Verfügung, kann eine Kopplung von unter 1 % zwischen den Transpondern bereits einen negativen Einfluss auf den Spannungsverlauf an den Transpondern nehmen.

Sind bei der parallelen Näherung an den Reader die Transponder mit über 20 % gekoppelt, liegt am weiter entfernten Transponder die höhere Spannung an. Je näher die Transponder sich sind, desto geringer ist bei einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  das Spannungsmaximum bzw. desto kleiner ist bei  $4,5 \text{ A m}^{-1}$  der 3-V-Bereich. Der günstigste Abstand zwischen den beiden Transpondern liegt bei 10 mm.

Der Unterschied zwischen dem Betrieb mit dem 13,56 MHz Transponder und dem 14,18 MHz Transponder ist gering, jedoch ist ein Vorteil zu erkennen, wenn jene mit der Resonanzfrequenz von 14,18 MHz verwendet werden. Die verstimmende Wirkung ist geringer als mit dem Transpondertyp, welcher auf die Resonanzfrequenz des Readers abgestimmt ist.

Das Verhalten des ganzen Systems ist sehr komplex und ist ein Zusammenspiel aus der Anordnung der einzelnen Komponenten zueinander und der zur Verfügung stehenden Energie, der daraus resultierenden Verstimmung und dem Einfluss, den diese Veränderung auf die restlichen Komponenten ausübt. Wenig Energie und geringe Kopplung kann das System genauso außer Funktion setzen wie ausreichend hohe Energie und sehr hohe Kopplungswerte. Die besten Ergebnisse lieferten Anordnungen, bei denen die Kopplung zum Reader nicht zu hoch war, um Verstimmungen zu vermeiden, und einer nicht zu geringen Kopplung, um Verstimmungen noch mit ausreichend Energie auszugleichen.

In den Simulationen mit einer Feldstärke von  $1,5 \text{ A m}^{-1}$  überschritt der weiter entfernte Transponder in keiner der betrachteten Anordnungen, sowohl bei Reader mit ISO- oder ID-1-Antenne, die Spannung von 3 V - wenn auch nur knapp.

Es ist nicht von Vorteil, wenn der Reader dieselbe Antenne besitzt wie die Transponder. Der Reader mit ISO-Antenne weist aufgrund der geringeren Kopplung deutlich weniger Verstimmungen auf, als dies beim Reader mit der ID-1-Antenne der Fall ist. Weiters stellt er über den

größeren Bereich ausreichend Energie zur Verfügung. Über den Verlauf des Koppelfaktors kann eine direkte Abschätzung über das Verhalten abgegeben werden (siehe Abbildung 7.1). Identische Antennen erreichen bei geringen Abständen einen höheren Koppelfaktor als Antennen mit unterschiedlicher Geometrie und werden dadurch stärker verstimmt. Dafür nimmt die Kopplung mit zunehmendem Abstand zwischen den Antennen schneller ab. Damit einhergehend steht weniger Energie zur Verfügung.

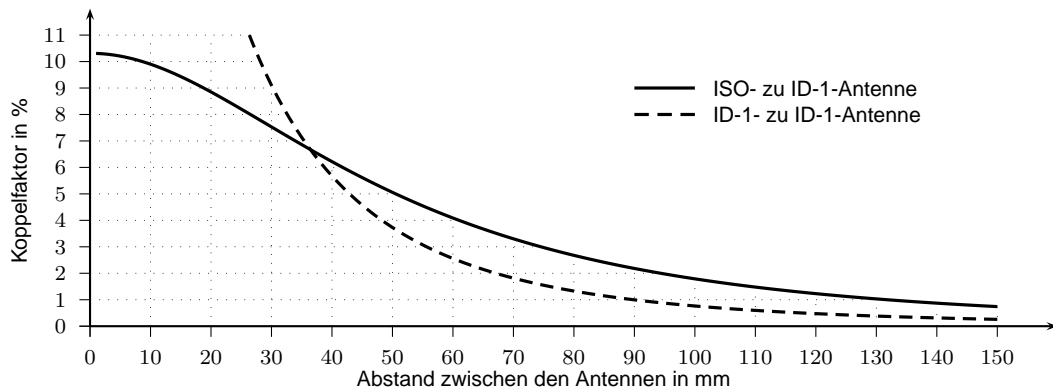


Abbildung 7.1: Koppelfaktor in % zwischen zwei Antennen im Bezug auf den Abstand

Ein Anwendungsgebiet, bei welchem Reader und Transponder dieselbe Antenne verwenden, ist die Mobiltelefonsparte, bei welcher der Übertragungsstandard Near Field Communication (NFC) verwendet wird. Dabei fungiert dieselbe Antenne sowohl als Reader- als auch Transponderantenne. Da die Übertragungsstrecke kurz sein soll, ist der Verlauf der Koppelfaktors ein Vorteil.

## 7.2 Ausblick

Durch die Verwendung des Widerstandes als Ersatz für den Chip, entspricht das System nur einer Annäherung an die Realität. In weiterführenden Arbeiten sollte der Widerstand durch eine Impedanz ersetzt werden. Weiters stellt sich die Frage, wie sich das System verändern wird, wenn ein dritter und ein vierter Transponder eingebracht werden. Wie ändert sich das Verhalten, wenn die Transponder eine zum Reader deutlich unterschiedliche Resonanzfrequenz aufweisen? Oder wie ändert sich der Einfluss der Transponder, wenn sie nicht koaxial zum Reader ausgerichtet sind?

Ein weiterer möglicher Ansatz ist die Untersuchung der Auswirkung einer höheren Feldstärke und in diesem Zusammenhang die Einschränkung auf die Informationsreichweite.





---

## Literaturverzeichnis

- [Bee08] BEETZ, B.: *Elektroniksimulation mit PSPICE. Analoge und digitale Schaltungen mit ausführlichen Simulationsanleitungen*. 3., verb. u. erw. Aufl. Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2008
- [Bun] BUNDESDRUCKEREI GMBH: *Personaldokumente*. [http://www.bundesdruckerei.de/de/presse/presse\\_fotoarchiv/fotoarchiv\\_persDok/index.html](http://www.bundesdruckerei.de/de/presse/presse_fotoarchiv/fotoarchiv_persDok/index.html). – zuletzt abgerufen am 27.10.2010
- [FD06] FRANKE, W. (Hrsg.) ; DANGELMAIER, W. (Hrsg.): *RFID - Leitfaden für die Logistik: Anwendungsgebiete, Einsatzmöglichkeiten, Integration, Praxisbeispiele*. 1. Aufl. Wiesbaden : Betriebswirtschaftlicher Verlag Dr. Th. Gabler, 2006
- [Fin02] FINKENZELLER, K.: *RFID-Handbuch : Grundlagen und praktische Anwendungen induktiver Funkanlagen, Transpondern und kontaktloser Chipkarten*. 3., aktualisierte und erw. Aufl. München : Carl Hanser Verlag, 2002
- [Geo99] GEORG, O.: *Elektromagnetische Felder und Netzwerke : Anwendungen in MathCAD und PSpice*. Berlin : Springer-Verlag, 1999
- [GM06] GERTHSEN, C. ; MESCHEDÉ, D.: *Gerthsen Physik*. 23., überarbeitete Auflage. Springer Berlin, 2006
- [GWE10] GOSSAR, M. ; WITSCHNIG, H. ; ENZINGER, H.: Parameter analysis and reader architectures for broadband 13.56 MHz RFID systems. In: *IEEE Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2010. – ISSN 0149–645X, S. 1524 –1527
- [ISO10373] INTERNATIONAL STANDARD ISO/IEC FDIS 10373-6:2000: *Identification cards – Test methods – Part 6: Proximity cards*. Genf : International Organization for Standardization, 2000
- [ISO14443] INTERNATIONAL STANDARD ISO/IEC FDIS 14443: *Identification cards – Contactless integrated circuit(s) – Proximity cards*. Genf : International Organization for Standardization, 2000
- [ISO7810] INTERNATIONAL STANDARD ISO/IEC 7810:2003: *Identification cards – Physical characteristics*. Genf : International Organization for Standardization and International Electrotechnical Commission, 2003
- [Max73] MAXWELL, J. C.: *A Treatise on Electricity and Magnetism*. Bd. II. Clarendon Press, 1873. – 311 S. – URL: <http://www.archive.org/details/electricandmag02maxwrich>

- [Mey06] MEYER, M.: *Signalverarbeitung : Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*. 4., überarb. u. aktualis. Aufl. Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2006
- [NXPa] NXP SEMICONDUCTORS: *Gegeninduktivität\_Rechteckantennen.mcd*. – Mathcad-Dokument
- [NXPa] NXP SEMICONDUCTORS: *mutual inductance\_EM.xmcd*. – Mathcad-Dokument
- [Sof07] SOFFKE, K.O.: *Modellierung, Simulation und Entwurf induktiv gekoppelter Transpondersysteme*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2007. – URL: [http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/epda/000882/Dissertation\\_Soffke.pdf](http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/epda/000882/Dissertation_Soffke.pdf)
- [Swe05] SWEDBERG, C.: *Triple RFID Protection for Cars - RFID Journal*. <http://www.rfidjournal.com/article/print/1304>. Version: Januar 2005. – zuletzt abgerufen am 28.10.2010
- [Vic09] VICARI, J.: *Das Internet der Dinge*. [http://www.pm-magazin.de/de/heftartikel/druck\\_artikel.asp?artikelid=3439](http://www.pm-magazin.de/de/heftartikel/druck_artikel.asp?artikelid=3439). Version: März 2009. – zuletzt abgerufen am 28.10.2010
- [Win09] WINKLER, W.: *Der Koppelfaktor*. Technische Universität Graz, Institut für Breitbandkommunikation, Projektarbeit, 2009
- [WM08] WITSCHNIG, H. ; MERLIN, E.: Internal Training on the topics: Basics in RFID and Measurement Methods / NXP Semiconductors. 2008. – Forschungsbericht
- [www09] RFID READY VERLAG (Hrsg.): *RFID für fälschungssichere Medikamente*. <http://www.rfid-ready.de/200905261565/rfid-fuer-faelschungssichere-medikamente.html>. Version: Mai 2009. – zuletzt abgerufen am 28.10.2010
- [YFF08] YOUNG, H.D. ; FREEDMAN, R.A. ; FORD, A.L.: *Sears and Zemansky's university physics*. 12. ed., Pearson Internat. Ed. Pearson - Addison Wesley, 2008

# A Koppelfaktoren

Die in dieser Arbeit verwendeten Antennen sind die sogenannte ISO-Antenne und die ID-1-Antenne. Im folgenden finden sich die Parameter die zur Bestimmung des Koppelfaktors notwendig.

	ISO-Antenne	ID-1-Antenne
Radius	72,25 mm	—
Länge	—	68,75 mm
Breite	—	38,75 mm
Induktivität	419 nH	2,29 $\mu$ H
Windungsanzahl	1	4

Tabelle A.1: Antennenparameter

Für die Berechnung des Koppelfaktors kommen die Gleichungen 2.23 und 2.24 zur Verwendung. Die Ergebnisse in den Abschnitten A.1 und A.2 beziehen sich jeweils auf koaxial angeordnete Antennen.

Der Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne wird über den Mittelwert beider Berechnungsmethoden bestimmt. Für Gleichung (2.23) werden die Abmessungen der rechteckigen ID-1-Antenne in die einer runden Antenne mit äquivalentem Flächeninhalt umgewandelt. Für Gleichung (2.24) erfolgt dieselbe Umwandlung, jedoch von der runden Antenne in eine quadratische. Tabelle A.2 listet die Koppelfaktoren bis zu einem Abstand von 150 mm.

Für den Fall von zwei rechteckigen ID-1-Antennen wird Gleichung (2.24) verwendet. Die Werte bis zu einem Abstand von 150 mm sind in Tabelle A.3 aufgelistet.

## A.1 Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne

Abstand [m]	x,xx0	x,xx1	x,xx2	x,xx3	x,xx4	x,xx5	x,xx6	x,xx7	x,xx8	x,xx9
0.00x	–	0.1031	0.1029	0.1027	0.1024	0.1021	0.1016	0.1011	0.1004	0.0998
0.01x	0.0990	0.0982	0.0973	0.0964	0.0954	0.0943	0.0932	0.0921	0.0909	0.0897
0.02x	0.0885	0.0873	0.0860	0.0847	0.0834	0.0820	0.0807	0.0794	0.0780	0.0767
0.03x	0.0753	0.0740	0.0726	0.0713	0.0699	0.0686	0.0673	0.0660	0.0647	0.0635
0.04x	0.0622	0.0610	0.0597	0.0585	0.0573	0.0562	0.0550	0.0539	0.0528	0.0517
0.05x	0.0506	0.0495	0.0485	0.0475	0.0465	0.0455	0.0445	0.0436	0.0427	0.0418
0.06x	0.0409	0.0400	0.0392	0.0383	0.0375	0.0367	0.0360	0.0352	0.0345	0.0337
0.07x	0.0330	0.0323	0.0317	0.0310	0.0303	0.0297	0.0291	0.0285	0.0279	0.0273
0.08x	0.0268	0.0262	0.0257	0.0252	0.0246	0.0241	0.0237	0.0232	0.0227	0.0223
0.09x	0.0218	0.0214	0.0210	0.0205	0.0201	0.0197	0.0194	0.0190	0.0186	0.0182
0.10x	0.0179	0.0176	0.0172	0.0169	0.0166	0.0163	0.0159	0.0156	0.0154	0.0151
0.11x	0.0148	0.0145	0.0142	0.0140	0.0137	0.0135	0.0132	0.0130	0.0128	0.0125
0.12x	0.0123	0.0121	0.0119	0.0117	0.0115	0.0113	0.0111	0.0109	0.0107	0.0105
0.13x	0.0103	0.0101	0.0100	0.0098	0.0096	0.0095	0.0093	0.0092	0.0090	0.0089
0.14x	0.0087	0.0086	0.0084	0.0083	0.0082	0.0080	0.0079	0.0078	0.0076	0.0075

Tabelle A.2: Koppelfaktoren in Bezug auf den Abstand zwischen den Antennen

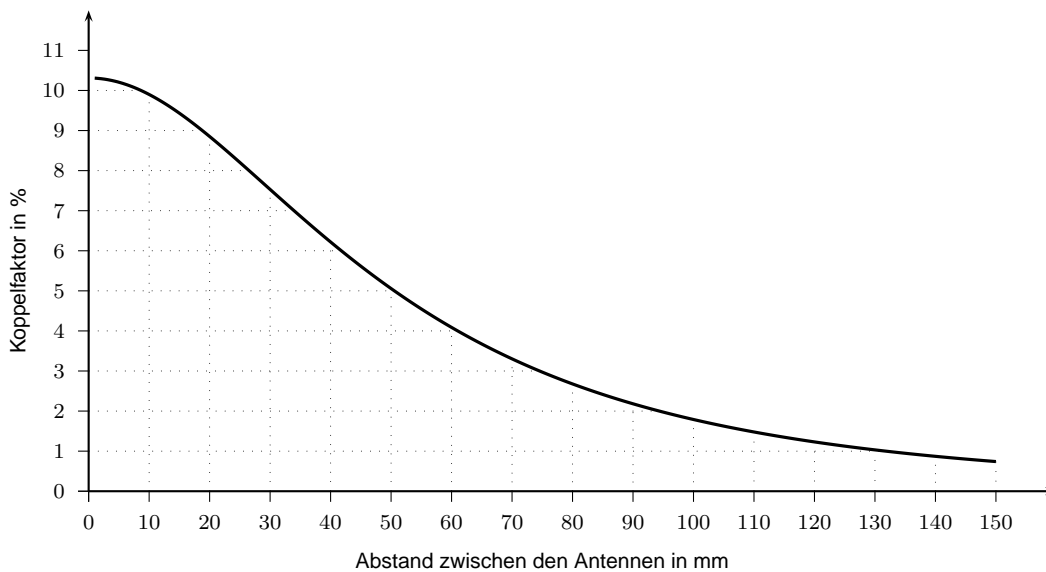


Abbildung A.1: Koppelfaktor zwischen einer ISO- und einer ID-1-Antenne in Bezug auf den Abstand

## A.2 Koppelfaktor zwischen zwei ID-1-Antennen

Abstand [m]	x,xx0	x,xx1	x,xx2	x,xx3	x,xx4	x,xx5	x,xx6	x,xx7	x,xx8	x,xx9
0,00x	–	0,9477	0,7451	0,6290	0,5482	0,4868	0,4378	0,3972	0,3628	0,3332
0,01x	0,3073	0,2845	0,2641	0,2459	0,2294	0,2145	0,2009	0,1884	0,1770	0,1666
0,02x	0,1569	0,1480	0,1397	0,1320	0,1249	0,1182	0,1120	0,1062	0,1008	0,0958
0,03x	0,0910	0,0866	0,0824	0,0785	0,0748	0,0713	0,0681	0,0650	0,0621	0,0594
0,04x	0,0568	0,0543	0,0520	0,0498	0,0477	0,0457	0,0439	0,0421	0,0404	0,0388
0,05x	0,0373	0,0359	0,0345	0,0332	0,0319	0,0307	0,0296	0,0285	0,0275	0,0265
0,06x	0,0256	0,0247	0,0238	0,0230	0,0222	0,0215	0,0207	0,0201	0,0194	0,0188
0,07x	0,0182	0,0176	0,0170	0,0165	0,0160	0,0155	0,0150	0,0145	0,0141	0,0137
0,08x	0,0133	0,0129	0,0125	0,0122	0,0118	0,0115	0,0111	0,0108	0,0105	0,0102
0,09x	0,0100	0,0097	0,0094	0,0092	0,0089	0,0087	0,0085	0,0083	0,0080	0,0078
0,10x	0,0076	0,0074	0,0073	0,0071	0,0069	0,0067	0,0066	0,0064	0,0063	0,0061
0,11x	0,0060	0,0058	0,0057	0,0056	0,0054	0,0053	0,0052	0,0051	0,0050	0,0049
0,12x	0,0047	0,0046	0,0045	0,0044	0,0043	0,0043	0,0042	0,0041	0,0040	0,0039
0,13x	0,0038	0,0037	0,0037	0,0036	0,0035	0,0035	0,0034	0,0033	0,0033	0,0032
0,14x	0,0031	0,0031	0,0030	0,0030	0,0029	0,0028	0,0028	0,0027	0,0027	0,0026

Tabelle A.3: Koppelfaktoren in Bezug auf den Abstand zwischen den Antennen

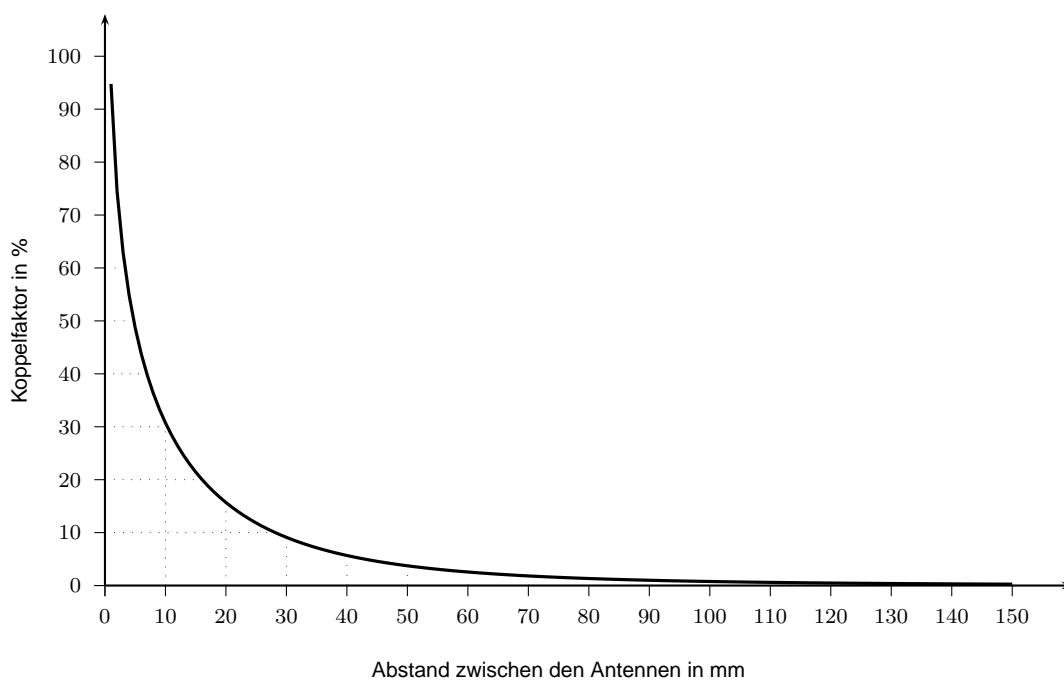


Abbildung A.2: Koppelfaktor zwischen zwei ID-1-Antennen in Bezug auf den Abstand



## B Koppelfaktoren mit OrCAD/PSpice

In Orcad Capture steht das Bauelement K\_LINEAR in der Bibliothek ANALOG zur Verfügung, um Spulen ohne Eisenkern zu koppeln [Geo99]. Die benötigten Parameter sind die Spulenbezeichnungen und der Koppelfaktor als Wert zwischen 0 und 1.

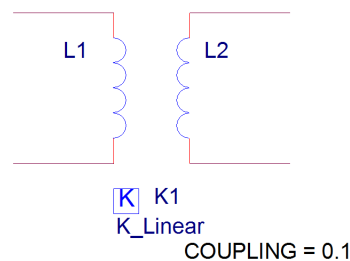


Abbildung B.1: Die Spulen  $L1$  und  $L2$  sind mit dem Faktor 10% gekoppelt

Der Koppelfaktorparameter COUPLING kann mit einer Laufvariable beschrieben werden um in einem Simulationsdurchlauf verschiedene Anordnungen der Spulen/Antennen zueinander zu berechnen.

In PSpice stehen mathematische Methoden für Berechnungen zur Verfügung. Der Koppelfaktor kann über eine komplexe Funktion bestimmt werden, für welche die Methoden von PSpice jedoch nicht ausreichen. Die Lösung liegt in der Nutzung einer sogenannten TABLE. In der Tabelle werden  $x,y$ -Wertepaare eingetragen, wobei  $x$  für die Eingangsgröße steht [Bee08].

Im Falle des Koppelfaktors wird über eine Variable  $d$  der Abstand zwischen den Antennen angegeben. Für die jeweilige Distanz wird der entsprechende Koppelfaktor  $k$  ausgegeben.

$k = \{ \text{TABLE}(d, 0.01, 0.0990, 0.02, 0.0885, 0.03, 0.0753) \}$

Für einen Abstand von 2 mm ( $d=0.02$ ) wird  $k$  der Wert 0.0885 zugewiesen.

Die einfachste Variante um dem System diese Tabelle einzupflegen, ist die Verwendung des Bauelements PARAM aus der Bibliothek SPECIAL. Durch das Erweitern der Eigenschaften um eine neue Spalte (Add New Column) kann ein neuer Parameter hinzugefügt werden (siehe Abbildung B.2).

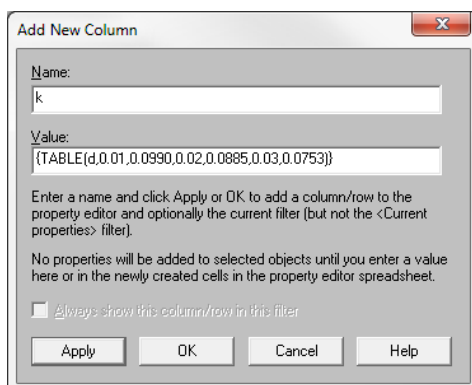


Abbildung B.2: Erweitern des Bauelemts PARAM mit dem Parameter k

Der Eintrag für k darf auf diese Weise jedoch 132 Zeichen nicht überschreiten. Passiert das doch, wird beim Erzeugen der Netzliste folgende Fehlermeldung ausgegeben:

ERROR -- Line too long. Limit is 132 characters.

Um diese Beschränkung zu Umgehen muss die Tabelle direkt in der Netzliste eingetragen werden. Danach darf die Netzliste nicht neu generiert werden da die Tabelle wieder überschrieben werden würde.

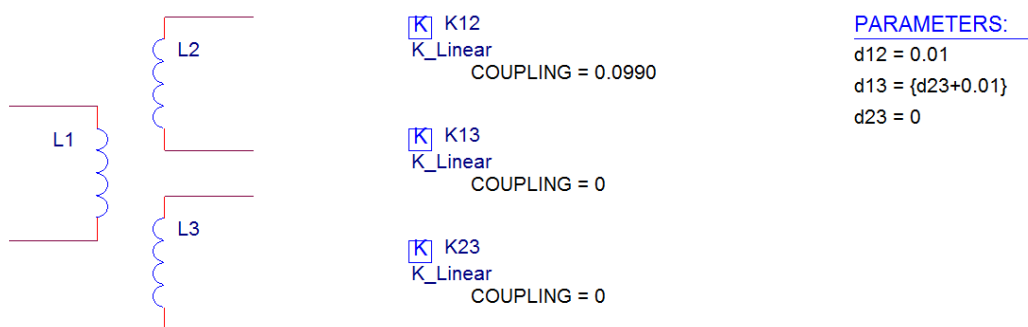


Abbildung B.3: Drei Antennen mit gegenseitiger Kopplung

Anhand eines Beispiels wird der Aufbau der Koppelfaktoren in der Netzliste erklärt (siehe Code B.1). Das Szenario sieht einen Reader mit einer ISO-Antenne L1 vor (siehe Abbildung B.3). In einem festen Abstand d12 zum Reader ist der erste Transponder mit der ID-1-Antenne L2 positioniert. Der zweite Transponder mit der ID-1-Antenne L3 variiert seine Position zu den anderen Antennen. Der Abstand zum Reader wird mit d12 und jener zum ersten Transponder mit d23 angegeben. d23 wird als Laufvariable für die Simulation verwendet.

Der entsprechende Koppelfaktor zu d12 ist k12, jener zu d13 ist k13 und jener von d23 ist k23.



---

Nachdem die Netzliste angepasst wurde, darf die Simulation nicht in Orcad Capture gestartet werden. Es würde die Netzliste erneut überschreiben. Die Simulation ist deshalb direkt über PSpice oder den PSpice Simulator Manager zu starten.

---

```
...
Kn_K1      L_L1 L_L2      {k12}
Kn_K2      L_L1 L_L3      {k13}
Kn_K3      L_L2 L_L3      {k23}
*
.PARAM d12=0.01 d13={d23+0.01} d23=0
+ k12=0.0990
+ k13={TABLE(d13,0.001,0.1031,
+ 0.002,0.1029,
+ 0.003,0.1027,
+ 0.004,0.1024,
+ 0.005,0.1021,
...
+ 0.096,0.0194,
+ 0.097,0.0190,
+ 0.098,0.0186,
+ 0.099,0.0182,
+ 0.100,0.0179)}
+ k23={TABLE(d23,0.001,0.9477,
+ 0.002,0.7451,
+ 0.003,0.6290,
+ 0.004,0.5482,
+ 0.005,0.4868,
...
+ 0.096,0.0085,
+ 0.097,0.0083,
+ 0.098,0.0080,
+ 0.099,0.0078,
+ 0.100,0.0076)}
```

---

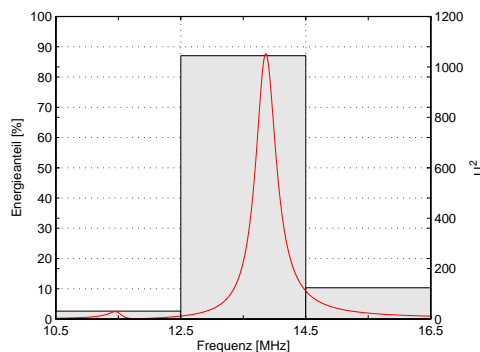
Code B.1: Ausschnitt aus der Netzliste



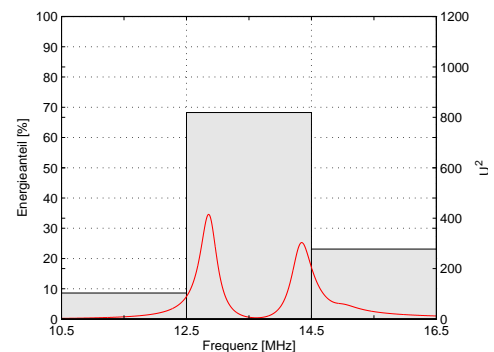
## C Anhang zur Modellbildung eines Reader-Transponder-Systems

Dieses Kapitel beinhaltet zusätzliche Abbildungen zum Abschnitt über die Modellbildung eines Reader-Transponder-Systems mit zwei Transpondern (siehe Abschnitt 4.2.2, S. 39).

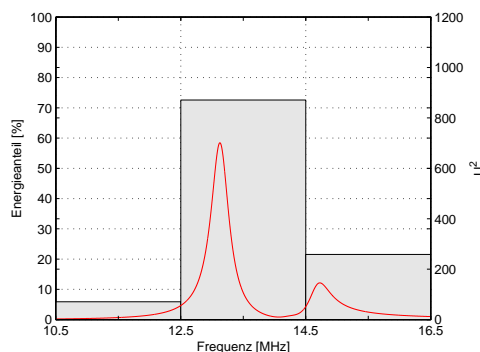
Abbildung C.1 zeigt den Resonanzverlauf über die Frequenz und die dazugehörige Energieverteilung zu Szenario IV. Die entsprechenden Informationen zu Szenario V werden in Abbildung C.3 dargestellt. Der Energieverlauf über den Abstand zwischen den Transponder für die beiden Szenarien ist in Abbildung C.2 ersichtlich.



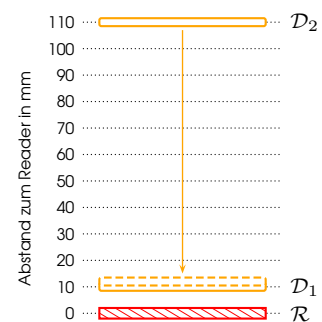
(a) 5 mm Abstand zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{D}_2$



(b) 30 mm Abstand zwischen  $\mathcal{D}_1$  and  $\mathcal{D}_2$

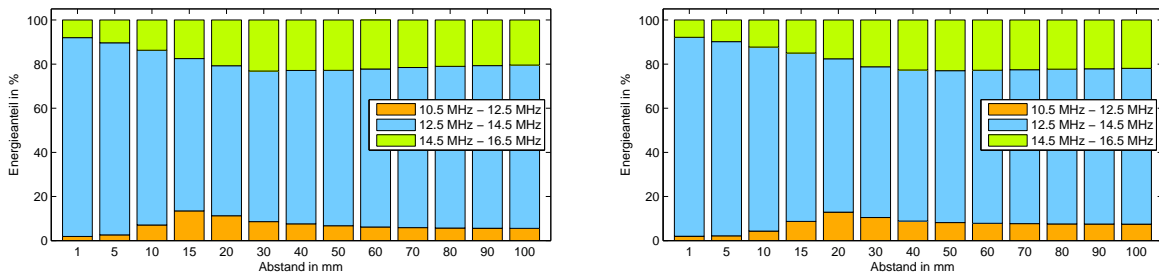


(c) 70 mm Abstand zwischen  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{D}_2$



(d) Räumliche Anordnung

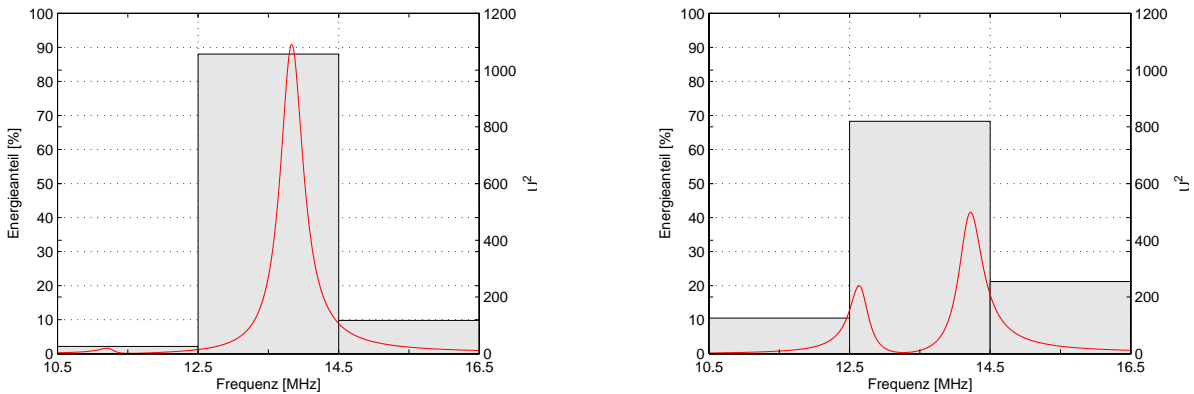
Abbildung C.1: Szenario IV: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie



(a) Szenario IV: Transponder  $\mathcal{D}_1$  und  $\mathcal{D}_2$

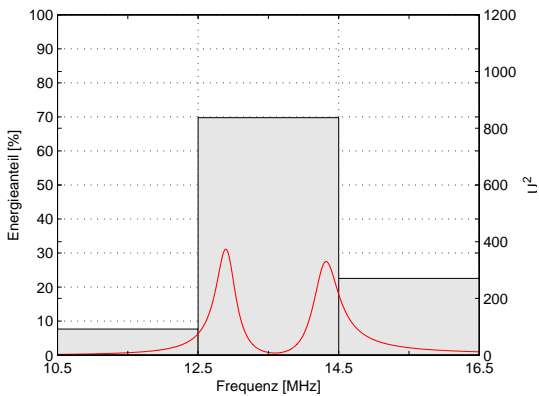
(b) Szenario V: Transponder  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$

Abbildung C.2: Normierte Energieverteilung über den Abstand zwischen den beiden Transpondern

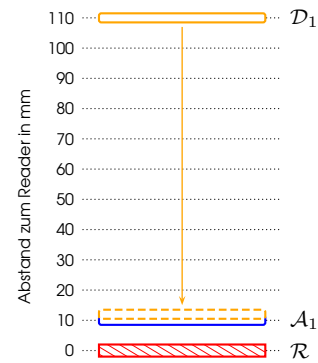


(a) 5 mm Abstand zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$

(b) 30 mm Abstand zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$



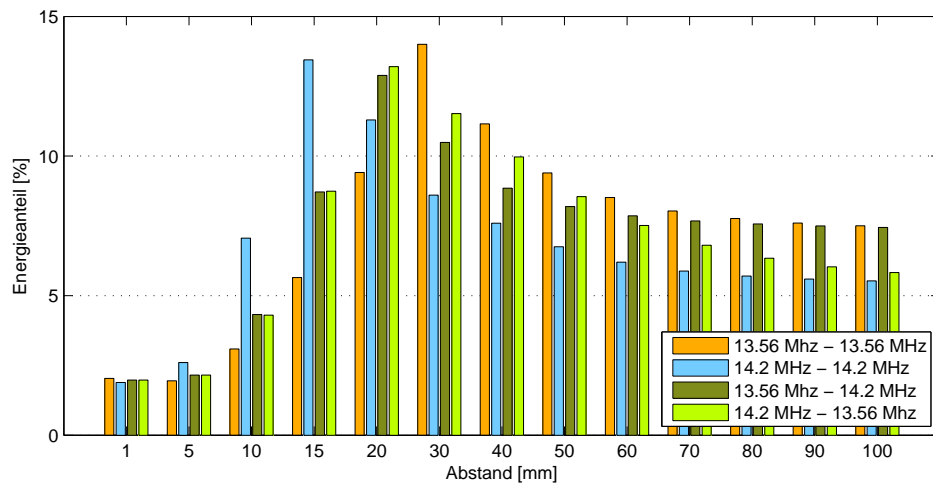
(c) 70 mm Abstand zwischen  $\mathcal{A}_1$  und  $\mathcal{D}_1$



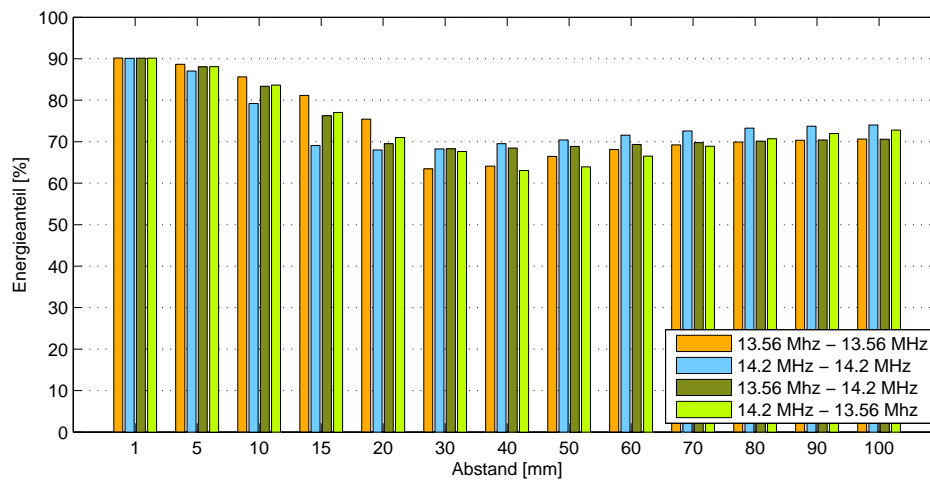
(d) Räumliche Anordnung

Abbildung C.3: Szenario V: Verlauf und normierte prozentuale Verteilung der Energie

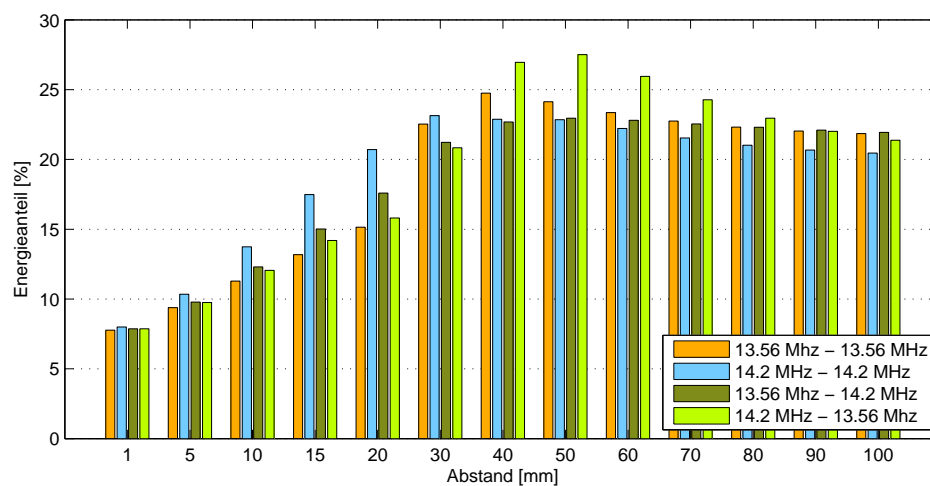
Den Vergleich der Energieverteilung für die Szenarien III bis VI zeigt Abbildung C.4.



(a) Frequenzbereich von 10,50 bis 12,50 MHz



(b) Frequenzbereich von 12,50 bis 14,50 MHz



(c) Frequenzbereich von 14,50 bis 16,50 MHz

Abbildung C.4: Vergleich der Energieverteilung der vier Szenarien III, IV, V und VI

