

**Simulation, Modellierung und Tests von
Antennen für
Near-Field-Communication-Systeme**

WERNER DICHLER, BSc.

DIPLOMARBEIT

eingereicht am
Fachhochschul-Masterstudiengang
EMBEDDED SYSTEMS DESIGN
in Hagenberg

im Juli 2010

© Copyright 2010 Werner Dichler, BSc.

Alle Rechte vorbehalten

Erklärung

Hiermit erkläre ich an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe verfasst, andere als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt und die aus anderen Quellen entnommenen Stellen als solche gekennzeichnet habe.

Hagenberg, am 9. Juni 2010

Werner Dichler, BSc.

Inhaltsverzeichnis

Erklärung	iii
Kurzfassung	vi
Abstract	vii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Zielsetzung	1
2 RFID-Grundlagen	2
2.1 Maxwell-Gleichungen	3
2.1.1 Amperesche Gesetz	4
2.1.2 Biot-Savart-Gesetz	4
2.1.3 Näherung des Biot-Savart-Gesetzes	5
2.2 Magnetfeld von Antennen	7
2.2.1 kreisförmige Antenne	7
2.2.2 rechteckförmige Antenne	9
2.3 Kopplung von Antennen	11
2.3.1 magnetische Feldstärke	11
2.3.2 optimaler Radius	15
2.3.3 Kopplungsfaktor	16
2.3.4 Spannungsinduktion	19
2.3.5 Transponderresonanz	21
2.3.6 Energereichweite	24
3 Anpassung von Antennen	27
3.1 Leitungswiderstand	27
3.2 Anpassung – Variante 1	28
3.3 Anpassung – Variante 2	30
4 Reader-Aufbau	32
4.1 TI S6700 Reader	32
4.2 Antenne	34

Inhaltsverzeichnis	v
4.3 Firmware	35
4.4 Gesamtübersicht	36
5 Messverfahren	38
5.1 Kalibrierspule	38
5.2 Messspule	40
5.3 Referenz-Transponder	42
6 Verifikation	43
6.1 magnetische Feld-Messungen	43
6.1.1 Antenne $d = 2,5$ cm	44
6.1.2 Antenne $d = 3,75$ cm	46
6.1.3 Antenne $d = 5$ cm	47
6.1.4 Antenne $d = 6,25$ cm	48
6.1.5 Vergleich der Antennen	49
6.2 Reader-Reichweite	50
6.3 magn. Feld-Beeinflussung des Transponders	52
7 Schlussbemerkungen	55
A Technische Ergänzungen	56
A.1 Abkürzungen und Konstanten	56
A.2 Vektoranalysis	58
A.2.1 Skalar- und Vektorfelder	58
A.2.2 Berechnungsvorschriften	58
A.2.3 Ableitung von Feldern – Nabla-Operator	58
A.2.4 Fluss	59
A.2.5 Zirkulation	59
A.2.6 Gauß'scher Satz	60
A.2.7 Stokes'scher Satz	60
A.3 Schwingkreise	61
A.3.1 Parallelschwingkreis	61
A.3.2 Serienschwingkreis	62
B Druckvorlagen	64
C Inhalt der CD-ROM/DVD	67
Literaturverzeichnis	70

Kurzfassung

Radio Frequency Identification (RFID) wird für die Identifikation bzw. für den Datenaustausch verwendet. Die Kommunikation erfolgt zwischen einem Transponder und einem Lesegerät. Ermöglicht wird der Datenaustausch durch die magnetische Kopplung zweier Leiterschleifen, welche die Antennen darstellen. Ist der Transponder passiv ausgeführt, so wird er durch das vom Lesegerät erzeugte magnetische Feld mit Energie versorgt.

Um eine Kopplung zu erreichen, müssen die Antennen bestimmte Anforderungen erfüllen. Wichtige Kriterien sind die Antennengeometrien und die verwendeten Sendesignale. Viele dieser Kriterien werden bereits durch die Art der Verwendung bestimmt, z. B. Antennengröße oder Übertragungsgeschwindigkeit.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Herleitung eines Modells für die Simulation der magnetischen Felder, welche von den RFID-Antennen erzeugt werden. Um die Antennen genauer zu betrachten und deren Funktion zu optimieren, werden weiters noch andere Parameter betrachtet, unter anderem: optimale Radius, Resonanz, Bandbreite und Energiereichweite. Zur Überprüfung der Simulationsergebnisse wird ein RFID-Reader mit einer angepassten Antenne aufgebaut. Die Verifikation erfolgt mit standardisierten Messmethoden.

Abstract

Radio Frequency Identification (RFID) is used for identification and data transmission. A transponder and a reader communicates with each other by using magnetic coupling. Two conductor loops functions as antennas. In cases of passive transponders the energy is supplied by the magnetic field, which is produced by the reader.

To achieve a coupling between two devices, the antennas have to fulfill certain requirements. Important criteria are the antenna geometries and the used transmission signal. Many criteria are determined by the scenario, where RFID will be used.

This work deals with the derivation of a simulation model for the magnetic fields, which are generated by the RFID antennas. For a more accurate view and to optimize the antenna function other important parameters are viewed (optimal radius, resonance, bandwidth, energy range). To verify the simulation results a RFID reader with an adjusted antenna is built. The verification is carried out with standardized methods.

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Radio Frequency Identification (RFID) wird bereits in vielen Bereichen erfolgreich eingesetzt. Beispiele sind: Warenkennzeichnung in der Logistik, Identifikationsimplantate von Haustieren, Identifikationskarten für Zutrittssysteme oder Ausgabekarten in Kantinen. Der Vorteil bereits bestehender Lösungen liegt in der Verwendung von jeweils gleichen Antennengeometrien, wofür gut abgestimmte Lesegeräte zur Verfügung stehen.

Bei Systemen mit unterschiedlichen Antennengeometrien, wie z. B. Near Field Communication (NFC), wird das richtige Antennendesign zu einer Herausforderung. Es muss sichergestellt werden, dass verschiedene Geräte mit unterschiedlichen Abmessungen miteinander kommunizieren können. Beispiele von Kommunikationspartnern sind: Mobiltelefon mit Mobiltelefon, Mobiltelefon mit Ticket-Terminal oder Mobiltelefon mit Werbeplakat.

Um eine gute Übertragung zwischen verschiedenen Geräten zu ermöglichen, werden unterschiedliche Konstellationen von RFID-Antennen betrachtet.

1.2 Zielsetzung

Ziel dieser Arbeit ist es, RFID/NFC-Antennen im Bereich 13,56 MHz genau zu analysieren. Der erste Bereich der Arbeit befasst sich mit den RFID-Grundlagen und der abstrakten Betrachtung von RFID-Antennen. Es werden Berechnungen mit verschiedenen Parametern eines RFID-Systems durchgeführt. Im zweiten Teil wird die Anpassung von Antennen erläutert, welche für einen Readeraufbau im nächsten Abschnitt benötigt wird. Abschließend werden die durch RFID-Antennen erzeugten magnetischen Felder mit verschiedenen Messverfahren erfasst.

Kapitel 2

RFID-Grundlagen

Ein RFID/NFC-System besteht aus einem Lesegerät (Transceiver, Reader) und einem passiven oder aktiven Transponder (Tag) [Abbildung 2.1] [4]. Der Reader bildet die Schnittstelle zur weiteren Verarbeitung (z. B. mit einem Computer). Der Transponder besteht grundsätzlich aus einem Speicher, der ausgelesen und verändert werden kann, und einem Controller, der für den sicheren Zugriff verantwortlich ist. Die Kommunikation erfolgt über zwei Antennen, welche als Leiterschleifen ausgeführt sind. Verfügt der Transponder über keine eigene Energiequelle, so wird er vom Reader mit Energie versorgt.

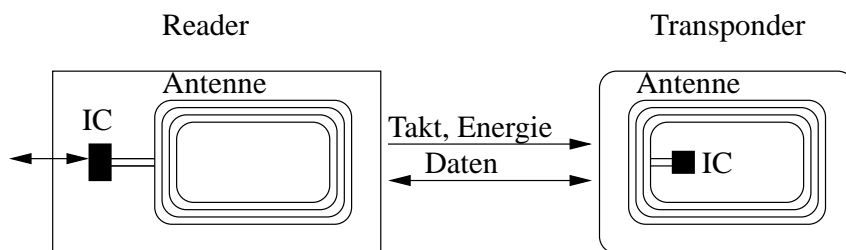


Abbildung 2.1: RFID-Systemübersicht [4]

Die Komponenten eines RFID-Systems, nach dem Standard ISO/IEC 14443A [7] [8] [9] [10], sind über das magnetische Feld gekoppelt. Die Kopplung über das magnetische Feld wird auch als induktive Kopplung bzw. Nahfeld-Kopplung bezeichnet. Die Wellenlänge ergibt sich aus der Lichtgeschwindigkeit durch die Sendefrequenz [Formel 2.1]. Da die NFC-Transponder mit einem Abstand von 5 – 20 cm zum Reader betrieben werden, befinden sie sich im Nahfeld. Innerhalb des Nahfeldes kommt nur das magnetische Feld zum Tragen.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{13,56 \text{ MHz}} \approx 22,1 \text{ m} \quad (2.1)$$

2.1 Maxwell-Gleichungen

Mit Hilfe der Maxwell-Gleichungen kann das elektrische und magnetische Feld berechnet werden [13]. Ebenfalls werden die Wechselwirkungen zwischen den beiden Feldern beschrieben.

Der elektrische Fluss durch eine geschlossene Fläche ist gleich der inneren Gesamtladung dividiert durch die dielektrische Leitfähigkeit [Formel 2.2, 2.3].

$$\int_A \vec{E} \cdot \vec{n} \, da = \int_V \nabla \cdot \vec{E} \, dv = \int_V \frac{\rho}{\epsilon_0} \, dv \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.3)$$

Die elektrische Zirkulation entlang dem Rand einer Fläche ist gleich dem magnetischen Fluss durch die nicht geschlossene Fläche abgeleitet nach der Zeit [Formel 2.4, 2.5].

$$\oint_S \vec{E} \cdot \partial \vec{s} = \int_A (\nabla \times \vec{E}) \cdot \vec{n} \, da = \left(\int_A \vec{B} \cdot \vec{n} \, da \right) \frac{\partial}{\partial t} \quad (2.4)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.5)$$

Der magnetische Fluss durch eine geschlossene Fläche ist gleich 0 [Formel 2.6, 2.7].

$$\int_A \vec{B} \cdot \vec{n} \, da = \int_V \nabla \cdot \vec{B} \, dv = 0 \quad (2.6)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.7)$$

Die magnetische Zirkulation entlang dem Rand einer Fläche multipliziert mit der quadrierten Lichtgeschwindigkeit ist gleich dem elektrischen Fluss durch die nicht geschlossene Fläche abgeleitet nach der Zeit, plus dem Fluss des elektrischen Stromes durch die Fläche dividiert durch die dielektrische Leitfähigkeit [Formel 2.8, 2.9].

$$c^2 \cdot \oint_S \vec{B} \cdot \partial \vec{s} = c^2 \cdot \int_A (\nabla \times \vec{B}) \cdot \vec{n} \, da = \left(\int_A \vec{E} \cdot \vec{n} \, da \right) \frac{\partial}{\partial t} + \int_A \frac{\vec{j} \cdot \vec{n}}{\epsilon_0} \, da \quad (2.8)$$

$$c^2 \nabla \times \vec{B} = \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \frac{\vec{j}}{\epsilon_0} \quad (2.9)$$

Im statischen Fall, wenn die Werte nicht von der Zeit abhängig sind, stellen die Elektrizität und der Magnetismus getrennte Phänomene dar, Elektrostatik [Formel 2.10, 2.11] und Magnetostatik [Formel 2.12, 2.13].

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (2.10)$$

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad (2.11)$$

$$\nabla \times \vec{B} = \frac{\vec{j}}{\epsilon_0 c^2} \quad (2.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.13)$$

Da die Divergenz des Magnetfeldes gleich Null ist [Formel 2.13], besitzt das Magnetfeld keine Quellen und Senken. Es existieren somit keine magnetischen Ladungen.

2.1.1 Amperesche Gesetz

Im statischen Fall erhält man aus der Formel 2.8 die Formel 2.14.

$$\oint_S \vec{B} \cdot \partial \vec{s} = \frac{I}{\epsilon_0 c^2} = \mu \cdot I \quad (2.14)$$

Aufgrund der Verbindung der magnetischen Feldstärke mit der magnetischen Flussdichte über die magnetische Feldkonstante [Formel 2.15] erhält man das Amperesche Gesetz [Formel 2.16] [13].

$$B = \mu H \quad (2.15)$$

$$\oint_S \vec{H} \cdot \partial \vec{s} = I \quad (2.16)$$

2.1.2 Biot-Savart-Gesetz

Da die Divergenz gleich Null ist [Formel 2.13], erhält man das Vektorfeld \vec{B} durch Rotation eines Vektorfeldes \vec{A} [Formel 2.17]. Dieses Vektorfeld \vec{A} wird auch Vektorpotential genannt.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.17)$$

Verschiedene Vektorpotentiale \vec{A} und \vec{A}' ergeben dasselbe magnetische Feld, solange deren Rotation gleich ist. Da die Divergenz die Rotation eines Vektorfeldes nicht beeinflusst, kann $\nabla \cdot \vec{A} = 0$ gewählt werden. Durch Umformen [Formel 2.18, 2.19] der Formel 2.12 erhält man die Poisson-Gleichung [Formel 2.20].

$$c^2 \nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \frac{\vec{j}}{\epsilon_0} \quad (2.18)$$

$$c^2 \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - c^2 \nabla^2 \vec{A} = \frac{\vec{j}}{\epsilon_0} \quad (2.19)$$

$$c^2 \nabla^2 \vec{A} = -\frac{\vec{j}}{\epsilon_0} \quad (2.20)$$

Die Poisson-Gleichung stellt eine elliptische partielle Differentialgleichung dar. Durch Lösen der Differentialgleichung erhält man das Vektorpotential an einem Punkt P [Formel 2.21].

$$\vec{A}(P) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 c^2} \int \frac{\vec{j}(Q) \partial v_Q}{r_{PQ}} \quad (2.21)$$

Das Teilvolumen ∂v kann durch die Querschnittsfläche A multipliziert mit der Teillänge ∂s ausgetauscht werden. Der Strom ergibt sich zu $I = jA$, somit erhält man eine Formel mit Abhängigkeit des Stromes [Formel 2.22]. Die Richtungskomponente der elektrischen Stromdichte \vec{j} wird durch die Richtung der Teillängen $\partial \vec{s}$, welche die gleiche ist, repräsentiert.

$$\vec{A}(P) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 c^2} \int \frac{I d\vec{s}_Q}{r_{PQ}} \quad (2.22)$$

Um das Magnetfeld zu erhalten, muss das Vektorpotential nur noch rotiert werden [Formel 2.23] und man erhält das Biot-Savart-Gesetz [Formel 2.24] [13].

$$\vec{B}(P) = \nabla \times \vec{A}(P) = \nabla \times \left[\frac{1}{4\pi\epsilon_0 c^2} \int \frac{I \partial \vec{s}_Q}{r_{PQ}} \right] \quad (2.23)$$

$$\vec{B}(P) = -\frac{1}{4\pi\epsilon_0 c^2} \int \frac{I \vec{e}_{PQ} \times \partial \vec{s}_Q}{r_{PQ}^2} \quad (2.24)$$

2.1.3 Näherung des Biot-Savart-Gesetzes

Für die Näherung des B-Feldes an einen Punkt im Raum kann eine mit Strom durchflossene Leitung in Leiterabschnitte zerlegt werden. Das B-Feld an einem Punkt wird durch die Summierung der Auswirkungen der einzelnen Leiterabschnitte berechnet (Superpositionsprinzip) [Formel 2.25, Abbildung 2.2].

$$\vec{B}(P) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \sum_{k=1}^n \frac{\vec{s}_k \times \vec{r}_{Pk}}{r_{Pk}^3} \quad (2.25)$$

Die Vektoren \vec{s}_k und \vec{r}_{Pk} erhält man durch Subtraktion von zwei Vektoren, welche vom Koordinatenursprung ausgehen [Formel 2.26, 2.27].

$$\vec{s}_k = \vec{v}(s2) - \vec{v}(s1) \quad (2.26)$$

$$\vec{r}_{Pk} = \vec{v}(r2) - \vec{v}(r1) \quad (2.27)$$

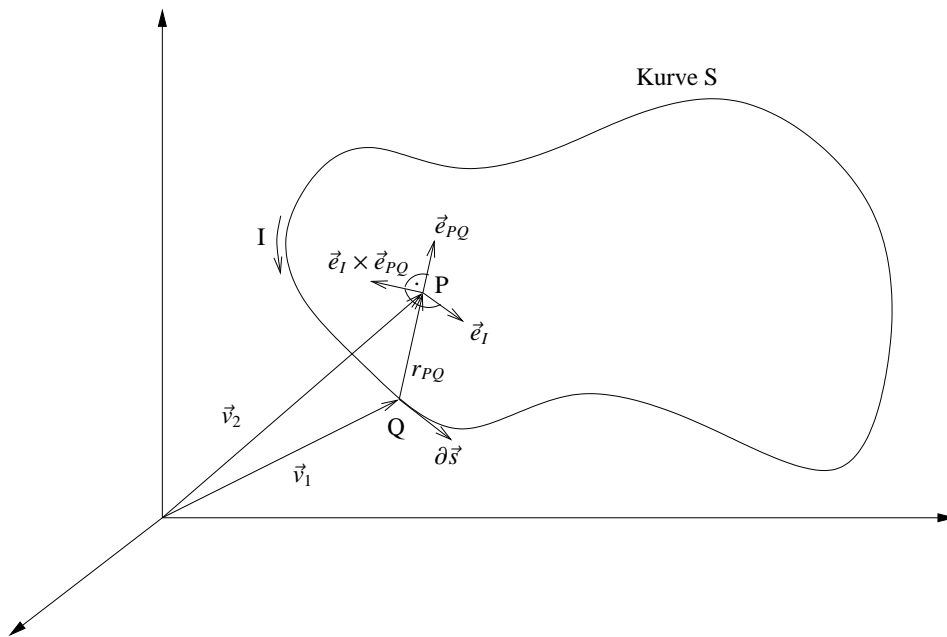


Abbildung 2.2: B-Feld-Berechnung [13]

2.2 Magnetfeld von Antennen

2.2.1 kreisförmige Antenne

Durch die Näherungsformel [Formel 2.23] kann das Magnetfeld einer Leiterschleife im 3-dimensionalen Raum durch eine Matlab-Simulation berechnet werden. Die Leiterschleife wird im Matlab-Script durch eine fixe Anzahl an Vektor-Koordinaten repräsentiert und von einem konstanten Strom durchflossen. Das Simulationsscript kann durch fünf Parameter angepasst werden [Listing 2.1]: konstanter Strom, Anzahl an Punkten für die Leiterschleife, Durchmesser der Leiterschleife, x-Koordinate der Leiterschleife und die zu berechnenden Punkte im 3-dimensionalen Raum.

Listing 2.1: Berechnung der Leiterschleifenpunkte

```

1 I = 0.1;           % elektrischer Strom      [A]
2 pointNr = 50;     % Anzahl an Punkten
3 x0 = 0;           % x-Koordinate             [m]
4 r = 0.05;         % Radius der Leiterschleife [m]
5 P = -0.1:0.01:0.1; % zu berechnende Punkte

```

Die Punkte der Leiterschleife liegen auf einer Fläche, die sich parallel zur yz-Ebene befinden. Sie werden zu Beginn des Scripts ermittelt [Listing 2.2].

Listing 2.2: Berechnung der Leiterschleifenpunkte

```

1 point = zeros(3, pointNr);
2 for i = 0:pointNr-1
3     point(:,i+1) = ...
4     [x0 r*cos(2*pi/(pointNr-1)*i) r*sin(2*pi/(pointNr-1)*i)];
5 end

```

Im nächsten Schritt werden die Leiterabschnitte durch Subtraktion zweier benachbarter Punkte berechnet [Listing 2.3].

Listing 2.3: Berechnung der Leiterabschnitte

```

1 ds = zeros(3, pointNr-1);
2 for i = 1:pointNr-1
3     ds(:, i) = point(:, i+1) - point(:, i);
4 end

```

Das Magnetfeld an einem Punkt im Raum wird durch Summierung der resultierenden Magnetfelder aller Leitungsabschnitte berechnet. Diese Berechnung wird für alle Punkte im angegebenen Raum durchgeführt [Listing 2.4]. Als Lösung erhält man ein Vektorfeld, welches die magnetische Feldstärke mit der Richtung enthält. Die Richtung der Simulationsergebnisse stimmt mit der Theorie der Rechten-Hand-Regel überein.

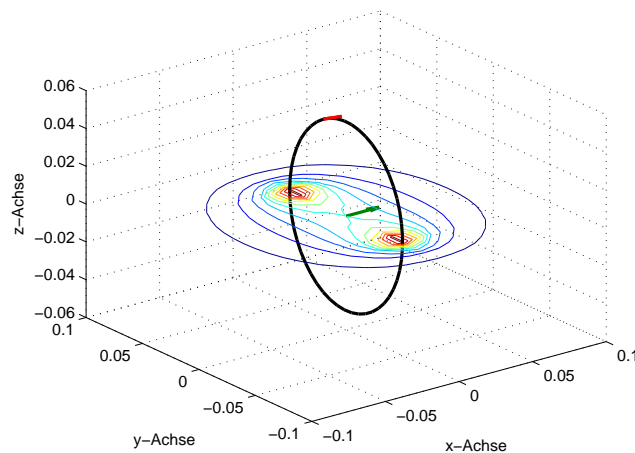
Listing 2.4: Berechnung des H-Feldes

```

1  r = zeros(3, pointNr);
2  rabs = zeros(pointNr);
3  H = zeros(3, size(P,2), size(P,2), size(P,2));
4  Habs = zeros(size(P,2), size(P,2), size(P,2));
5
6  for xi = 1:size(P,2)
7      for yi = 1:size(P,2)
8          for zi = 1:size(P,2)
9              for i = 0:pointNr-2
10                 r(:, i+1) = [P(xi);P(yi);P(zi)] - point(:, i+1);
11                 rabs(i+1) = norm(r(:, i+1));
12                 H(:, xi, yi, zi) = H(:, xi, yi, zi) + ...
13                     (cross(ds(:, i+1), r(:, i+1))./rabs(i+1)^3);
14             end
15             H(:, xi, yi, zi) = I.*H(:, xi, yi, zi)./(4*pi);
16             Habs(xi, yi, zi) = norm(H(:, xi, yi, zi));
17         end
18     end
19 end

```

In der Abbildung 2.3 ist die magnetische Feldstärke der Fläche mit $z = 0$ als Konturplot dargestellt. Im Konturplot sind die Gebiete mit der gleichen absoluten magnetischen Feldstärke über eine Linie verbunden. Der Pfeil im Zentrum gibt die Richtung des Feldes im Zentrum der Leiterschleife an. Der Pfeil an der Leiterschleife macht die Richtung des Stromes deutlich. In Abbildung 2.4 ist die Richtung des magnetischen Feldes an jedem Punkt ersichtlich.

**Abbildung 2.3:** magnetische Feldstärke einer Leiterschleife

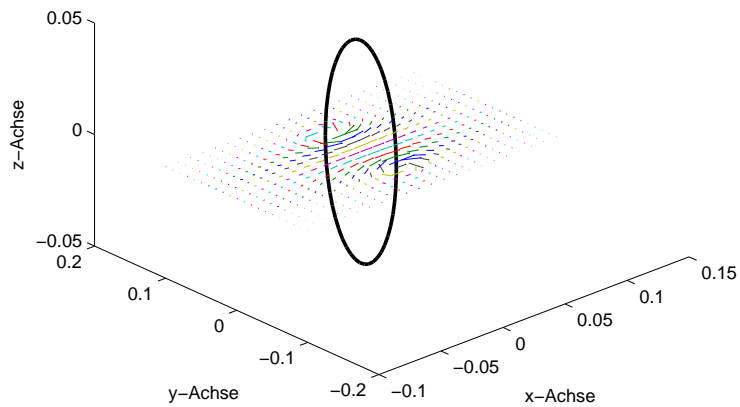


Abbildung 2.4: Richtung des magnetischen Feldes

2.2.2 rechteckförmige Antenne

Mit der Summierung der Teilauswirkungen von den Leiterschleifenstücken können verschiedene Antennengeometrien simuliert werden. In der praktischen Anwendung von RFID-Systemen werden auch Antennen mit speziellen Formen benötigt, z. B. bei der Integration in Mobiltelefonen. Als weiteres Antennen-Beispiel wird eine rechteckförmige Leiterschleife betrachtet. Das Matlab-Script ist ähnlich aufgebaut wie das von Kapitel 2.2.1.

Da die rechteckförmige Antenne um ihr Zentrum nicht symmetrisch ist, wird das magnetische Feld durch mehrere Darstellungen mit unterschiedlichen z -Abständen abgebildet [Abbildung 2.5].

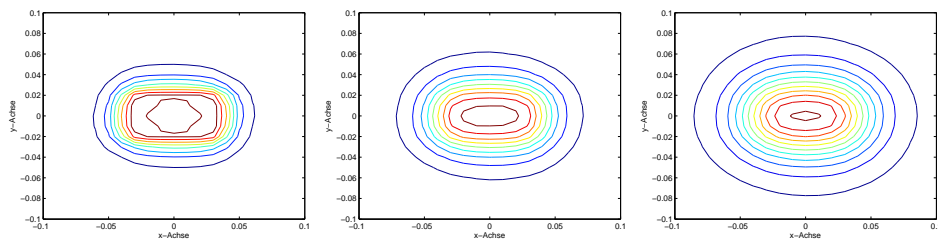


Abbildung 2.5: magnetische Feldstärke ($z = 1$ cm, 2 cm und 3 cm)

In der Abbildung 2.6 ist die magnetische Feldstärke der Fläche mit $z = 0$ als Konturplot dargestellt. Das hervorgehobene Rechteck stellt die Antenne

dar. Der vom Zentrum ausgehende Pfeil stellt die Richtung des magnetischen Feldes im Zentrum dar. In Abbildung 2.7 ist die Richtung des magnetischen Feldes an jedem Punkt ersichtlich.

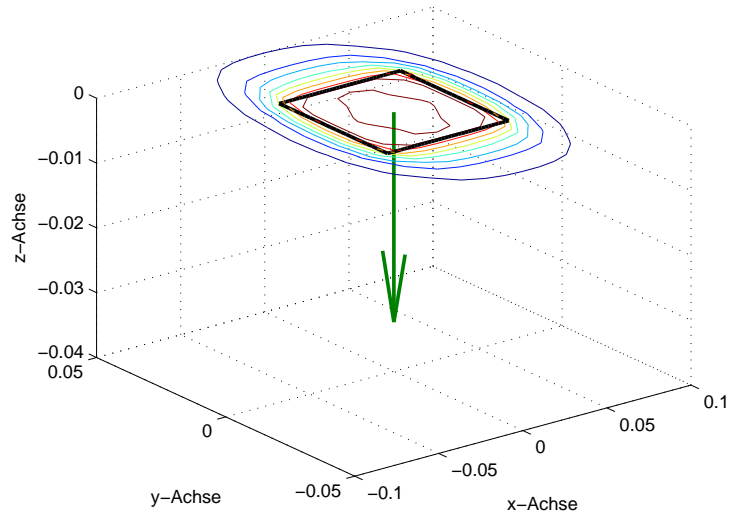


Abbildung 2.6: magnetische Feldstärke einer Leiterschleife

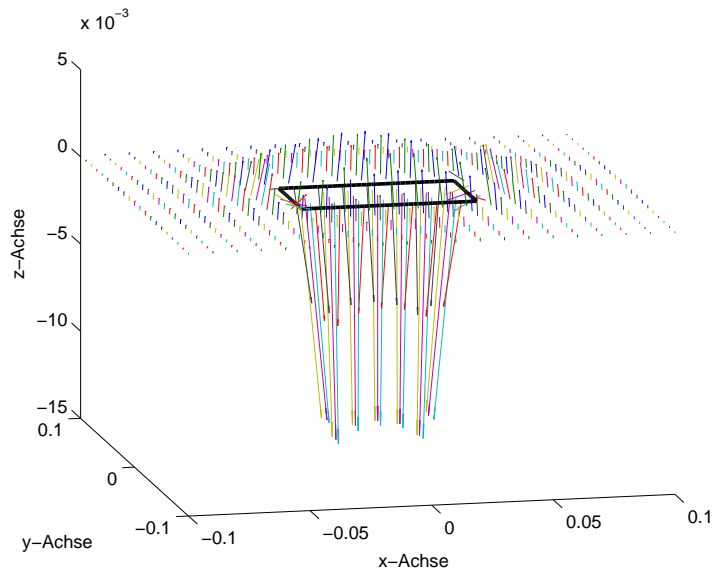


Abbildung 2.7: Richtung des magnetischen Feldes

2.3 Kopplung von Antennen

Um die Kopplung zwischen zwei Antennen berechnen zu können, werden aus den Maxwell-Gleichungen abstraktere Formeln hergeleitet, welche nur für spezifizierte Fälle gültig sind.

2.3.1 magnetische Feldstärke

magnetische Feldstärke um einen Leiter

Wie bereits aus Kapitel 2.1.1 bekannt ist, ist das Umlaufintegral der magnetischen Feldstärke längs einer geschlossenen Kurve gleich der Summe aller eingeschlossenen Ströme [Formel 2.28]. Durch diese Beziehung kann die magnetische Feldstärke um einen Leiter berechnet werden [Formel 2.29, Abbildung 2.8].

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot \vec{\partial}s \quad (2.28)$$

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (2.29)$$

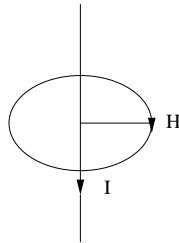


Abbildung 2.8: magnetische Feldstärke um einen Leiter [12]

magnetische Feldstärke einer kreisförmigen Leiterschleife

Mit Hilfe des Biot-Savart-Gesetzes [Kapitel 2.1.1] kann die magnetische Feldstärke (zentriert und normal zur Leiterschleife) einer kreisförmigen Leiterschleife [Abbildung 2.9] berechnet werden. Da in dieser Anwendung die genaue Lage des Vektors unerheblich ist, wird aus der Vektorberechnung [Formel 2.30] eine Betragsberechnung [Formel 2.31].

$$\vec{H}(P) = \frac{I(Q)}{4\pi} \int \frac{\vec{e}_I \partial s}{r_{PQ}^2} \times \vec{e}_{PQ} \quad (2.30)$$

$$|H(P)| = \frac{I(Q)}{4\pi} \int \frac{\sin \alpha \partial s}{r_{PQ}^2} \quad (2.31)$$

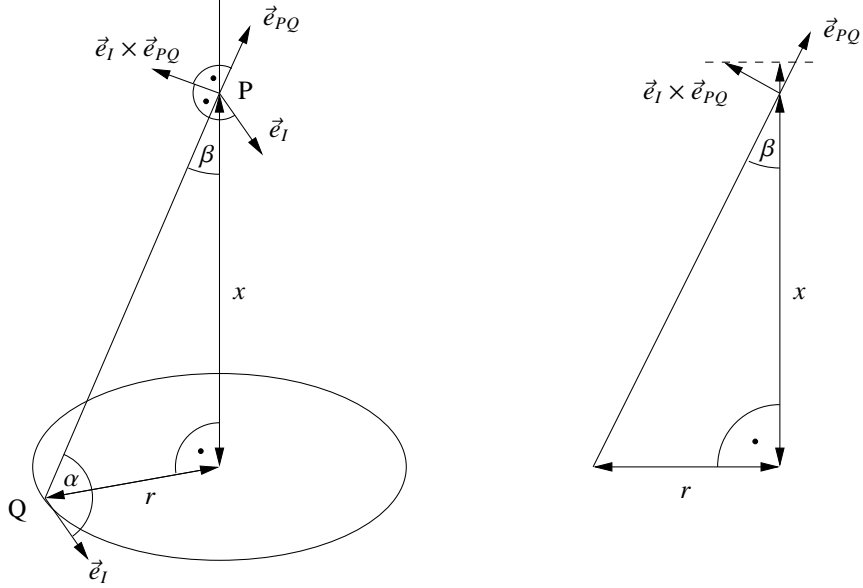


Abbildung 2.9: magnetische Feldstärke normal zur Leiterschleife [13]

Der Sinus-Ausdruck verschwindet aufgrund $\alpha = 90^\circ$. Durch die Multiplikation mit $\sin \beta$ erhält man den Betrag der magnetischen Feldstärke, der normal zur Leiterschleife steht [Formel 2.32]. Durch Integration ergibt sich die endgültige Formel für eine kreisförmige Leiterschleife [Formel 2.33].

$$|H(P)|_{normal} = \frac{I(Q)}{4\pi} \int_0^{2r\pi} \frac{\partial s}{r_{PQ}^2} \cdot \sin \beta = \frac{I(Q)}{4\pi} \int_0^{2r\pi} \frac{\partial s}{r^2 + x^2} \cdot \frac{r}{\sqrt{r^2 + x^2}} \quad (2.32)$$

$$|H(P)|_{normal} = \frac{I(Q)}{2} \frac{r^2}{\sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \quad (2.33)$$

Die Formel 2.33 kann verallgemeinert für eine beliebige Anzahl an Windungen dargestellt werden [Formel 2.34, Abbildung 2.10].

$$H = \frac{INr^2}{2\sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \quad d \ll r, \quad x < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (\text{gültig im Nahfeld}) \quad (2.34)$$

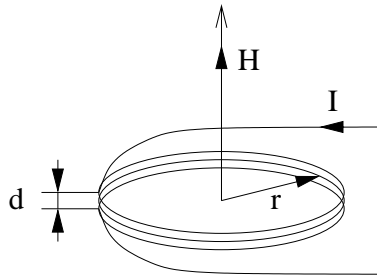


Abbildung 2.10: kreisförmige Leiterschleife [4]

In der Abbildung 2.11 und 2.12 ist zu erkennen, dass sich die Reichweite bei einem größeren Radius erhöht. Bei kleineren Antennenradien ist die magnetische Feldstärke nahe der Antenne größer als bei größeren. Grund dafür ist die geringere Entfernung bis zum Zentrum. Je größer der Abstand zur Antenne wird, desto mehr geht der Abstand normal zur Antenne auf die magnetische Feldstärke ein. Darum fällt die magnetische Feldstärke kleinerer Antennen in Abhängigkeit des Abstandes früher ab.

Da die magnetische Feldstärke nahe der Antenne bei allen Antennengrößen ausreichend ist, sind größere Antennen kleineren vorzuziehen. Diese weisen bei einem größeren Abstand die größere magnetische Feldstärke auf.

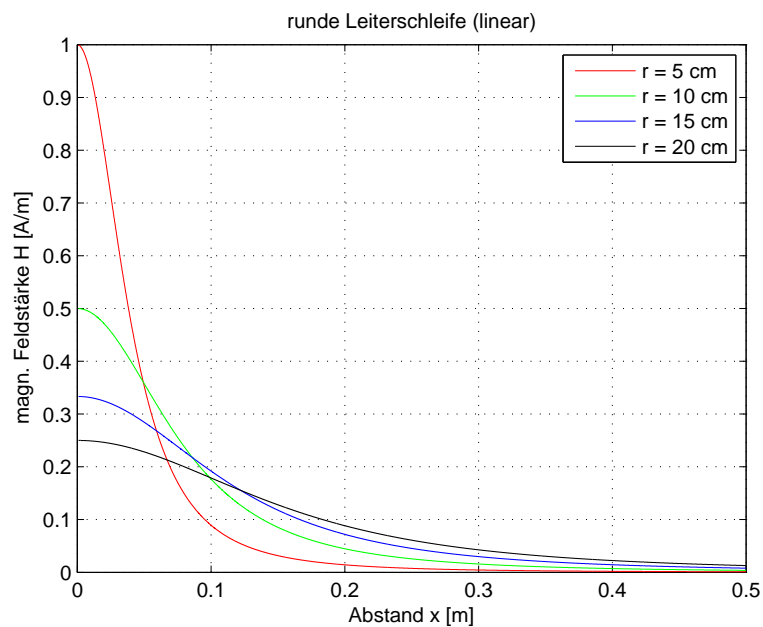


Abbildung 2.11: magnetische Feldstärke einer kreisförmigen Leiterschleife (linear)

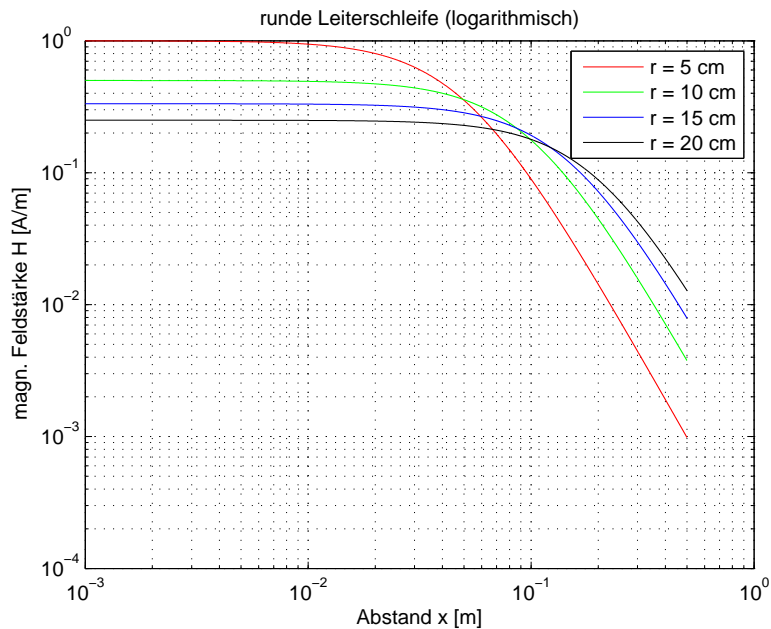


Abbildung 2.12: magnetische Feldstärke einer kreisförmigen Leiterschleife (logarithmisch)

Zur Überprüfung der abstrahierten Lösung für kreisförmige Leiterschleifen werden die Ergebnisse mit der Biot-Savart-Gesetz-Simulation verglichen [Abbildung 2.13]. Die beiden Ergebnisse sind so genau, dass sie in der Abbildung nur als eine Linie erkennbar sind. Es tritt ein minimaler Fehler aufgrund der Näherungslösung des Biot-Savart-Gesetzes durch Summieren auf. Bei einem Abstand von 1 mm beträgt der Fehler $2,641 \cdot 10^{-5}$, bei einem Abstand von 10 cm beträgt er nur noch $2,363 \cdot 10^{-6}$. Wird die Anzahl der Punkte für die Leiterschleife weiter erhöht, so verringert sich der Fehler weiter.

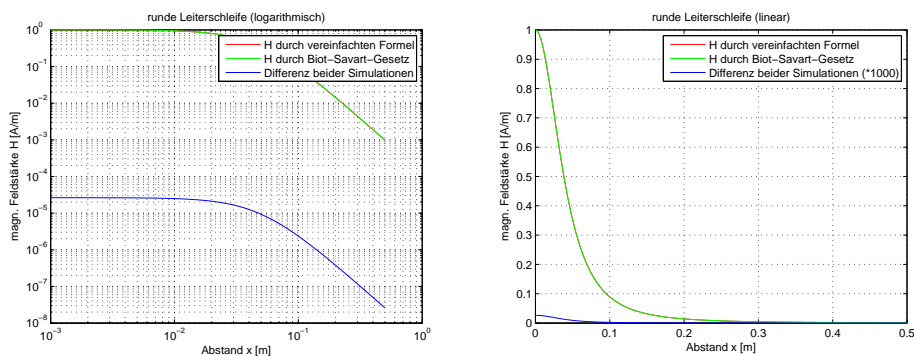


Abbildung 2.13: magnetische Feldstärke normal zur Leiterschleife

2.3.2 optimaler Radius

Wird der Transponder immer mit einem bestimmten Abstand mit dem Reader verbunden, so kann ein optimaler Radius für die Reader-Antenne ermittelt werden. Bei diesem Radius wird die magnetische Feldstärke maximiert. Der optimale Radius wird aus Formel 2.34 berechnet [Formel 2.35], indem das Maximum ermittelt wird (Nullstelle von $\frac{\partial H}{\partial r}$).

$$r_{1,2} = \pm x\sqrt{2} \quad (2.35)$$

Die Abbildung 2.14 entspricht einer Simulation der magnetischen Feldstärke normal zu einer kreisförmigen Leiterschleife, in Abhängigkeit des Radius. Die Simulation wurde für verschiedene Abstände durchgeführt. Bei jedem Abstand lässt sich ein optimaler Radius erkennen.

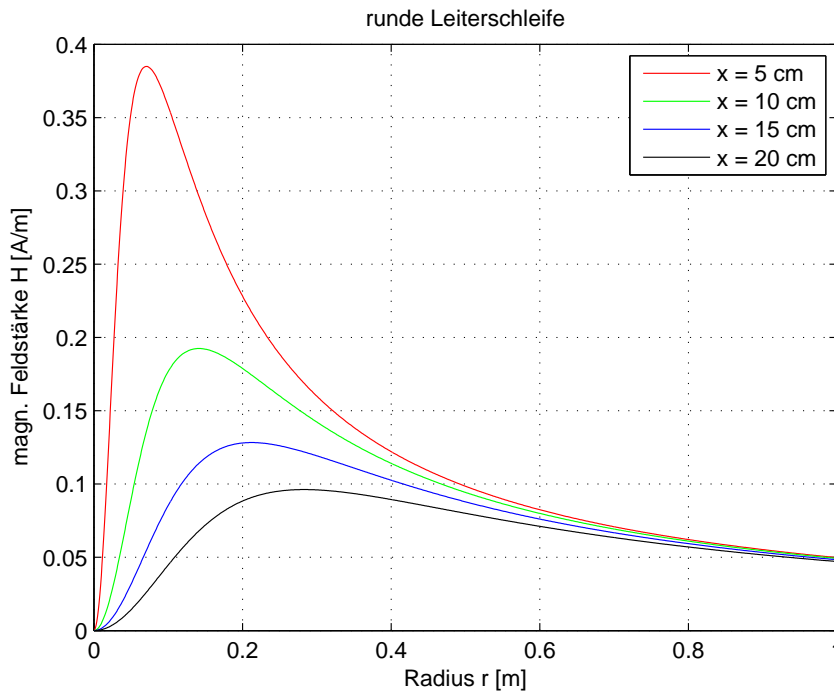


Abbildung 2.14: magn. Feldstärke in Abhängigkeit des Radius

2.3.3 Kopplungsfaktor

magnetischer Fluss

Der magnetische Fluss berechnet sich aus der magnetischen Flussdichte multipliziert mit der durchdrungenen Fläche [Formel 2.36].

$$\Phi = B \cdot A \quad (2.36)$$

Beim verketteten Fluss werden sämtliche Flüsse summiert, die durch eine Spule erzeugt werden [Formel 2.37].

$$\Psi = \sum_N \Phi_N = N \cdot \Phi = N\mu HA \quad (2.37)$$

Induktivität

Der resultierende magnetische Fluss einer Leiterschleife [Abbildung 2.15] ist direkt proportional zum Strom in der Leiterschleife. Die Induktivität entspricht dem Proportionalitätsfaktor [Formel 2.38].

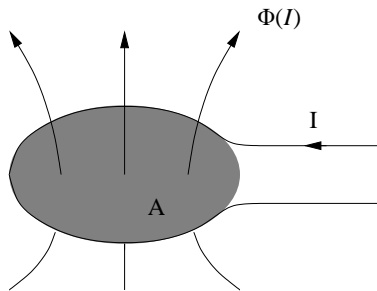


Abbildung 2.15: Induktivität einer Leiterschleife

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N\Phi}{I} = \frac{N\mu HA}{I} \quad (2.38)$$

Gegeninduktivität

Wird neben einer stromdurchflossenen Leiterschleife eine weitere Leiterschleife platziert, so ergibt sich aus dem magnetischen Feld, welches durch den Strom der ersten Leiterschleife gebildet wird, ein magnetischer Fluss in der zweiten Leiterschleife. Diese Beziehung wird mit der Gegeninduktivität ausgedrückt [Abbildung 2.16, Formel 2.39].

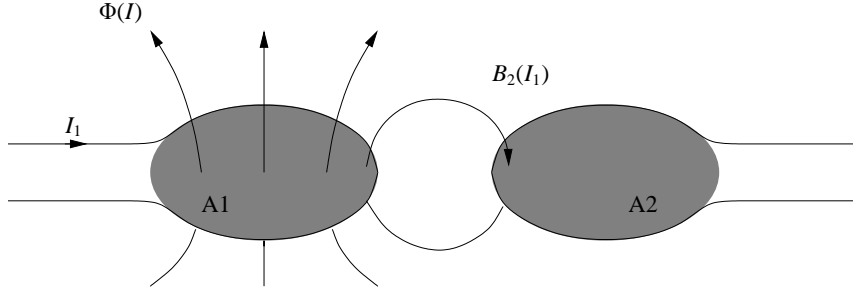


Abbildung 2.16: Gegeninduktivität zweier Leiterschleifen [4]

$$M = M_{12} = M_{21} = \frac{\Psi_{A_2}(I_1)}{I_1} = \int_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} \partial A_2 \quad (2.39)$$

Entspricht das magnetische Feld einem homogenen Feld, so kann eine vereinfachte Formel verwendet werden [Formel 2.40].

$$M_{21} = \frac{B_2(I_1)N_2A_2}{I_1} = \frac{\mu_0 H(I_1)N_2A_2}{I_1} \quad (2.40)$$

Für kreisförmige Leiterschleifen, welche sich zentriert übereinander befinden, ergibt sich mit Hilfe der Formel 2.34 die Formel 2.41 [4].

$$M_{21} = \frac{\mu_0 N_1 R_1^2 N_2 R_2^2 \pi}{2\sqrt{(R_1^2 + x^2)^3}} \quad (A_2 < A_1) \quad (2.41)$$

Kopplungsfaktor

Der Kopplungsfaktor [Formel 2.42] fasst alle Induktivitäten zusammen und gibt über die Kopplung zweier Leiterschleifen Auskunft. Dabei entspricht der Wert 0 völliger Entkopplung und der Wert 1 völliger Kopplung.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (2.42)$$

Der Kopplungsfaktor für zwei kreisförmige Leiterschleifen kann durch Formel 2.43 berechnet werden [4] (Reader Antenne \geq Transponder Antenne).

$$k(x) \approx \frac{r_{\text{Transponder}}^2 r_{\text{Reader}}^2}{\sqrt{r_{\text{Transponder}} r_{\text{Reader}} \sqrt{(x^2 + r_{\text{Reader}}^2)^3}}} \quad (2.43)$$

Der Kopplungsfaktor kann für unterschiedliche Radien der Reader- und Transponder-Antenne dargestellt werden. In Abbildung 2.17 beträgt der Abstand zwischen den Antennen 0 cm, in Abbildung 2.18 1 cm, in Abbildung 2.19 2 cm und in Abbildung 2.20 3 cm.

Je näher sich die Antennen befinden, desto besser ist die Kopplung. Zum Beispiel ist die Kopplung bei einem Abstand von 0 cm und bei gleich großen Radien gleich 1 (völlige Kopplung). Demnach sinkt die Kopplung bei größeren Abständen und des Weiteren bei kleineren Transponder-Antennen.

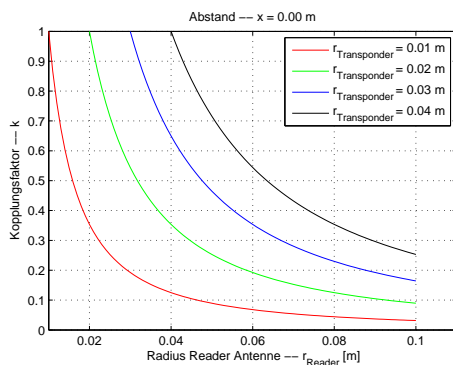


Abbildung 2.17: Kopplungsfaktor - $x = 0$ cm

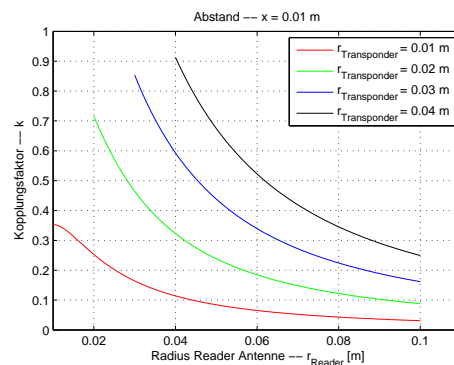


Abbildung 2.18: Kopplungsfaktor - $x = 1$ cm

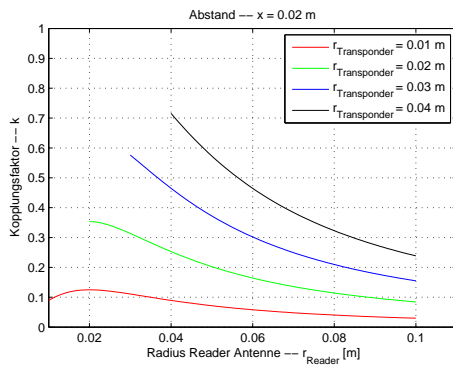


Abbildung 2.19: Kopplungsfaktor - $x = 2$ cm

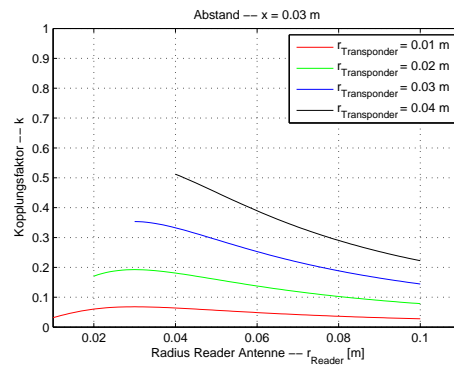


Abbildung 2.20: Kopplungsfaktor - $x = 3$ cm

2.3.4 Spannungsinduktion

Induktionsgesetz

Bei einer Änderung des magnetischen Flusses Φ entsteht eine elektrische Feldstärke E_i und eine Spannung wird induziert [Formel 2.44] [12].

$$u_i = \oint E_i \partial s = -\frac{\partial \Psi(t)}{\partial t} \quad (2.44)$$

Spannungsinduktion im Transponder

Ein sich ändernder Fluss, welcher durch einen sich ändernden Strom entsteht, generiert in einer zweiten Leiterschleife eine Spannung [Formel 2.45, Abbildung 2.21]. Bei sinusförmigen Größen kann die Induktionsspannung gemäß Formel 2.46 oder 2.47 berechnet werden [4].

$$u_2 = +\frac{\partial \Psi_2}{\partial t} = M \frac{\partial i_1}{\partial t} - L_2 \frac{\partial i_2}{\partial t} - i_2 R_2 \quad (2.45)$$

$$u_2 = j\omega M i_1 - j\omega L_2 i_2 - i_2 R_2 \quad i_2 = \frac{u_2}{R_L} \quad (2.46)$$

$$u_2 = \frac{j\omega M i_1}{1 + \frac{j\omega L_2 + R_2}{R_L}} \quad (2.47)$$

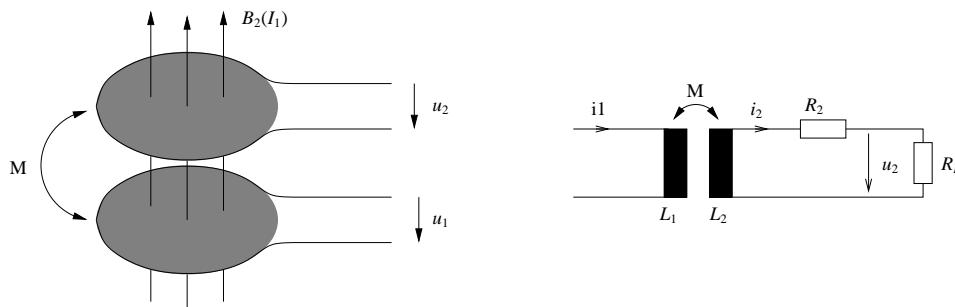


Abbildung 2.21: Spannungsinduktion [4]

In Abbildung 2.22 wurde die induzierte Spannung im Transponder in Abhängigkeit des Abstandes zur Reader-Antenne simuliert. Für die Simulation wurden Formel 2.41 und 2.47 herangezogen.

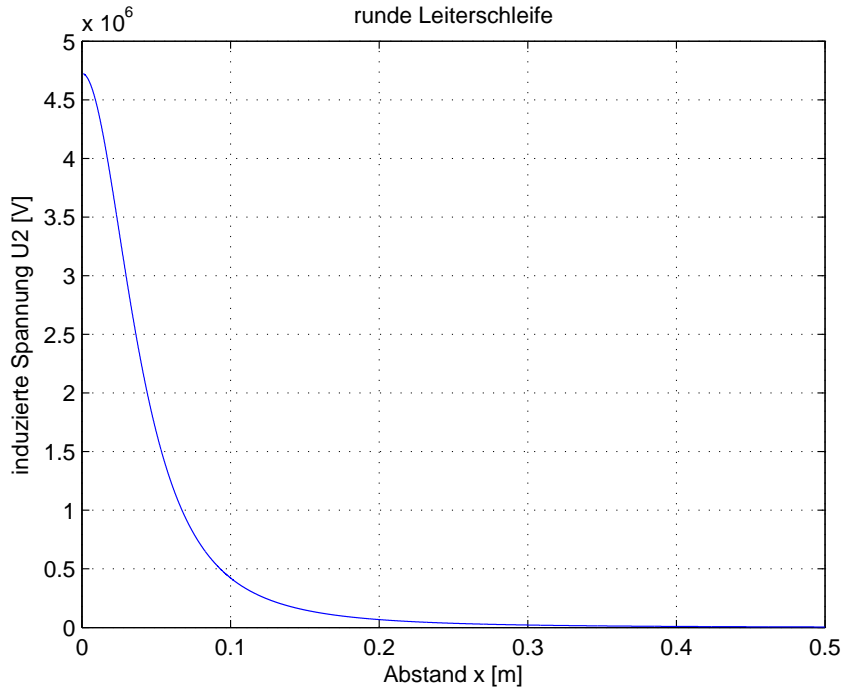


Abbildung 2.22: induzierte Spannung in Abhängigkeit vom Abstand

Die Simulation der induzierten Spannung im Transponder in Abhängigkeit der Windungen [Abbildung 2.23] lässt erkennen, dass es für die Anzahl der Transponderwindungen ein Optimum gibt. Über dieses Optimum flacht die Spannung wieder ab. Die Anzahl der Readerwindungen sollte laut Simulation möglichst hoch sein. Dennoch besitzt die Windungszahl ein Limit, da die Antenne für die Tranceiver-Ausgangsstufe angepasst werden muss.

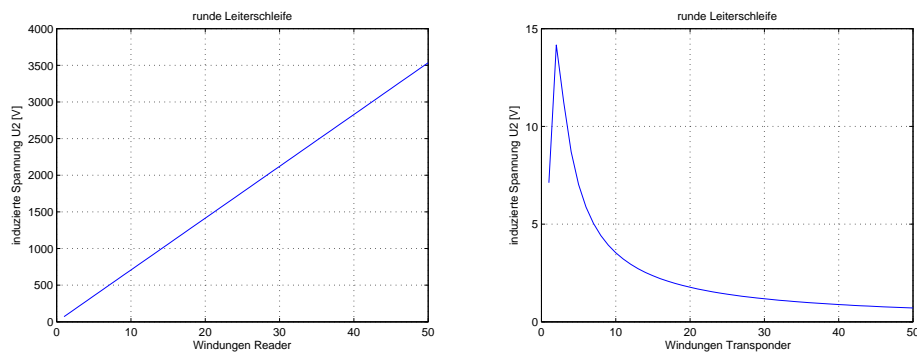


Abbildung 2.23: induzierte Spannung in Abhängigkeit der Windungen

2.3.5 Transponderresonanz

Damit die induzierte Spannung im Transponder maximiert wird, wird ein Parallelschwingkreis gebildet. Der Parallelschwingkreis, welcher über die Transponderantenne und eine parallele Kapazität entsteht, besitzt eine bestimmte Resonanzfrequenz. Der Schwingkreis wird so angepasst, dass die Resonanzfrequenz gleich der verwendeten Sendefrequenz ist.

In Abbildung 2.24 ist der Parallelschwingkreis abgebildet. L_2 ist die Induktivität der Transponderspule, R_2 der Widerstand der Transponderspule, C_p bildet eine parasitäre Kapazität, C'_2 ist die Tuning-Kapazität (für die Anpassung des Schwingkreises) und R_L der Eingangswiderstand des ICs.

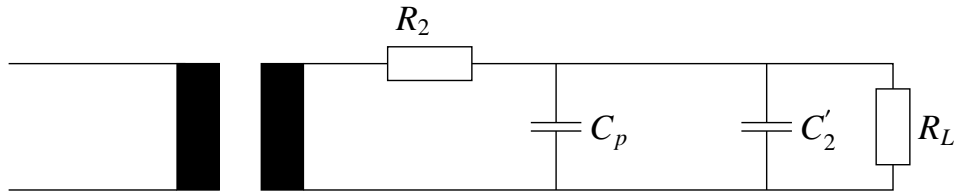


Abbildung 2.24: Transponder-Parallelschwingkreis [4]

Die Gesamtkapazität C_2 ergibt sich aus C'_2 und C_p . Damit eine bestimmte Resonanzfrequenz erreicht wird [Formel 2.48], wird C'_2 laut Formel 2.49 ermittelt.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.48)$$

$$C'_2 = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_2} - C_p \quad (2.49)$$

Die induzierte Spannung lässt sich wie bei Formel 2.46 berechnen [Formel 2.50], der einzige Unterschied ist, dass i_2 durch R_L und C_2 fließt. Die Gegeninduktivität kann durch den Kopplungsfaktor ausgetauscht [Formel 2.51] und im Anschluss kann der Betrag der Spannung berechnet werden [Formel 2.52].

$$u_2 = \frac{j\omega M i_1}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2 \right)} \quad (2.50)$$

$$u_2 = \frac{j\omega k \sqrt{L_1 L_2} i_1}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2 \right)} \quad (2.51)$$

$$|u_2| = \frac{\omega k \sqrt{L_1 L_2} i_1}{\sqrt{\left(\frac{\omega L_2}{R_L} + \omega R_2 C_2 \right)^2 + \left(1 - \omega^2 L_2 C_2 + \frac{R_2}{R_L} \right)^2}} \quad (2.52)$$

Die Abbildung 2.25 stellt eine Simulation der induzierten Transponder-spannung in Abhängigkeit der Frequenz dar. Dabei wurde C'_2 so dimensioniert, dass die Resonanzfrequenz gleich der Sendefrequenz ist.

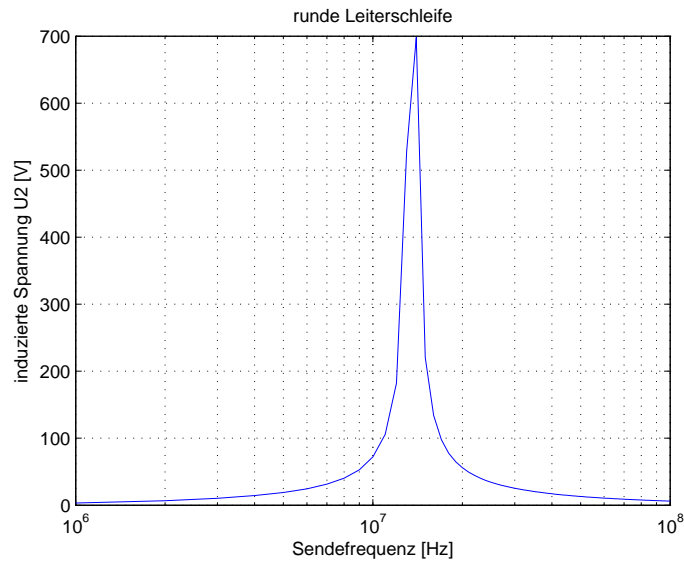


Abbildung 2.25: induzierte Spannung in Abhängigkeit der Frequenz

Gütefaktor-Bandbreite

Der Gütefaktor ist ein Maß für die Spannungs- und Stromüberhöhung eines Schwingkreises. Der Gütefaktor eines Parallelschwingkreises berechnet sich laut Formel 2.53. Der Parallelwiderstand besteht aus zwei Widerständen R_L und R_{2p} [Formel 2.54]. R_2 muss zuvor auf einen parallelen Widerstand umgerechnet werden [Formel 2.55].

$$Q = R_p \sqrt{\frac{C_2}{L_2}} \quad (2.53)$$

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{2p}}} \quad (2.54)$$

$$R_{2p} = \frac{L_2}{R_2 C_2} \quad (2.55)$$

Werden alle Beziehungen eingesetzt, so berechnet sich der Gütefaktor laut Formel 2.56.

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} + \frac{R_2 C_2}{L_2} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} + R_2 \sqrt{\frac{C_2}{L_2}}} \quad (2.56)$$

Für einen maximalen Gütefaktor bei Resonanz sollte der Widerstand der Transponderspule R_2 möglichst klein und der Widerstand des ICs R_L möglichst groß sein.

Durch die Lastmodulation des Transponders werden Modulationsseitenbänder erzeugt. Da der Gütefaktor auch die Bandbreite beeinflusst, kann er nicht beliebig gewählt werden, sondern muss je nach gewünschter Datenübertragungsrate vermindert werden. Je höher der Gütefaktor, desto geringer ist die Datenübertragungsrate. Es stehen sich also die maximale Entfernung mit der Geschwindigkeit der Datenübertragung gegenüber.

In Abbildung 2.26 ist zu erkennen, dass bei einem hohen Gütefaktor die Seitenbänder mehr gedämpft werden.

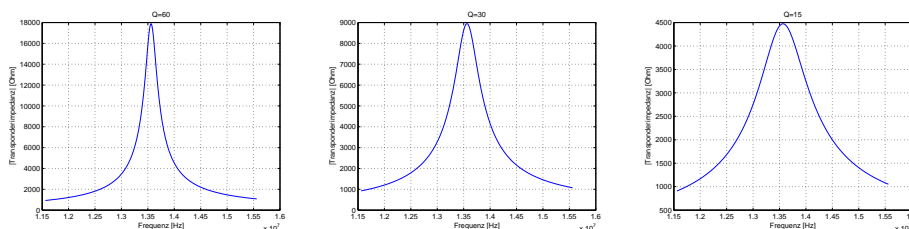


Abbildung 2.26: Transponderimpedanz in Abhängigkeit des Gütefaktors

Durch die Bandbreite, welche sich aus dem Gütefaktor berechnen lässt, erhält man den Frequenzbereich um die Resonanzfrequenz, der weniger als 3 dB gedämpft wird [Formel 2.57].

$$B = \frac{f_{RES}}{Q} \quad (2.57)$$

Der Gütefaktor muss gemäß den unterschiedlichen Datenraten [Tabelle 2.1] vermindert werden, damit die Hilfssträger der Lastmodulation nicht zu stark gedämpft werden.

System	Baudrate	$f_{\text{Hilfssträger}}$	Reichweite
ISO/IEC 14443	106 kBd	847 kHz	0 – 10 cm
ISO/IEC 15693 short	26,48 kBd	484 kHz	0 – 30 cm
ISO/IEC 15693 long	6,62 kBd	484 kHz	0 – 70 cm
long range system	9,0 kBd	212 kHz	0 – 1 m

bei $f_{TX} = 13,56 \text{ MHz}$

Tabelle 2.1: Übertragungsraten und deren Reichweite [4]

2.3.6 Energereichweite

Ansprechfeldstärke

Der Transponder-Chip benötigt eine bestimmte Spannung, um korrekt zu funktionieren. Ist diese Spannung bekannt, so kann die benötigte Ansprechfeldstärke des Transponders berechnet werden. Wird die induzierte Spannung in Formel 2.50, welche durch die Gegeninduktivität berechnet wird, durch die Formel des Induktionsgesetzes [Formel 2.44, 2.58] ersetzt, so erhält man Formel 2.59. Eine notwendige Annahme dabei ist, dass es sich um ein homogenes und sinusförmiges Magnetfeld handelt.

$$u_i = \omega \mu_0 H_{eff} AN \quad (2.58)$$

$$u_2 = \frac{\omega \mu_0 H_{eff} AN}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_2 \right)} \quad (2.59)$$

Formt man die Formel 2.59 nach der magnetischen Feldstärke um und berechnet im Anschluss den Betrag, so erhält man die minimal benötigte magnetische Feldstärke [Formel 2.60].

$$|H_{min}| = \frac{u_2 \sqrt{\left(\frac{\omega L_2}{R_L} + \omega R_2 C_2 \right)^2 + \left(1 - \omega^2 L_2 C_2 + \frac{R_2}{R_L} \right)^2}}{\omega \mu_0 AN} \quad (2.60)$$

Wurde die Resonanzfrequenz des Transponders nicht mit der Sendefrequenz angepasst, so kann die minimal benötigte magnetische Feldstärke laut Formel 2.61 berechnet werden. Dabei entspricht ω der Reader-Sendefrequenz und ω_0 der Transponder-Resonanzfrequenz [4].

$$|H_{min}| = \frac{u_2 \sqrt{\omega^2 \left(\frac{L_2}{R_L} + \frac{R_2}{\omega_0^2 L_2} \right)^2 + \left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2} + \frac{R_2}{R_L} \right)^2}}{\omega \mu_0 AN} \quad (2.61)$$

Energereichweite

Mit einer definierten Ansprechfeldstärke und der Formel für die erzeugte Feldstärke [Formel 2.34] eines Readers kann ein maximaler Abstand ermittelt werden [Formel 2.62] [4]. Befindet sich der Transponder innerhalb dieses Abstandes, so reicht die Energie zur Versorgung des Transponders aus.

$$x = \sqrt{\sqrt[3]{\left(\frac{IN_1 R^2}{2H_{min}} \right)^2} - R^2} \quad (2.62)$$

In Abbildung 2.27 ist ersichtlich, dass die benötigte Ansprechfeldstärke minimiert wird, wenn die Resonanzfrequenz des Transponders mit der Sendefrequenz des Readers übereinstimmt. Ebenso wird die Energereichweite maximiert [Abbildung 2.28].

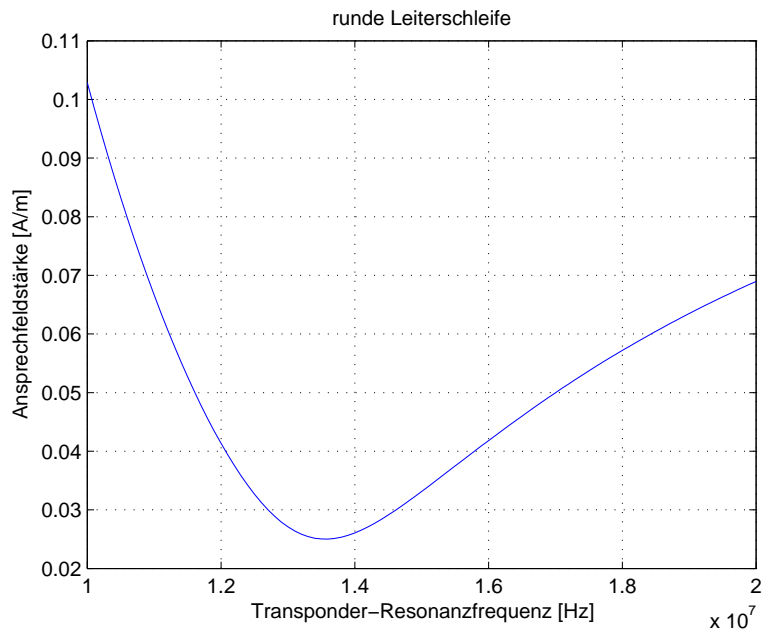


Abbildung 2.27: Ansprechfeldstärke in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz

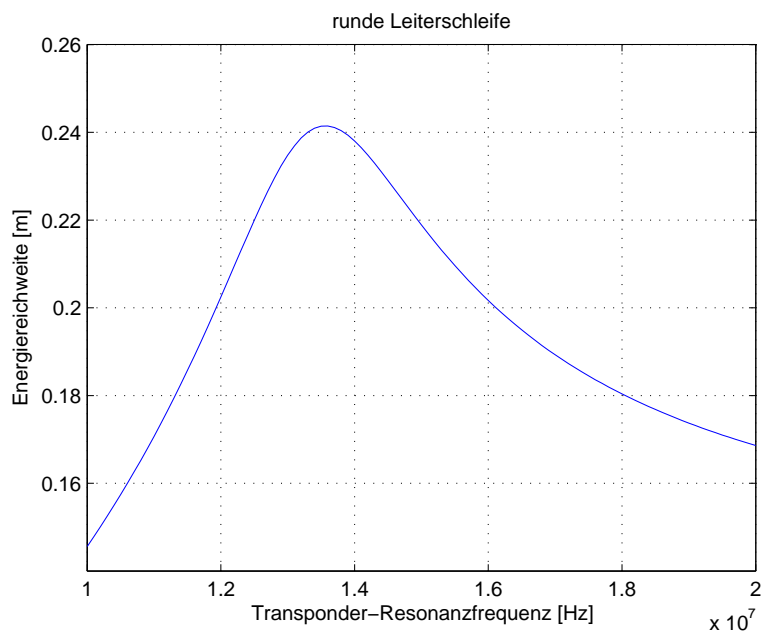


Abbildung 2.28: Energereichweite in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz

Ansprechbereich

Die Funktionalität eines Transponders hängt auch von der räumlichen Lage ab [4]. Die induzierte Spannung eines gedrehten Transponders lässt sich durch die induzierte Spannung bei paralleler Lage und dem Drehwinkel berechnen [Formel 2.63, Abbildung 2.29].

$$u_{i\vartheta} = u_i \cos(\vartheta) \quad (2.63)$$

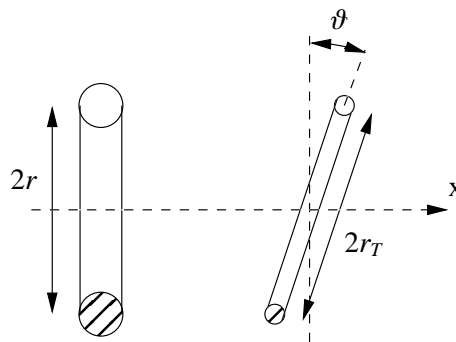


Abbildung 2.29: Verdrehung des Transponders [4]

Der Ansprechbereich kann für die vertikale und die horizontale Lage des Transponders dargestellt werden [Abbildung 2.30]. Im Zentrum wird der Querschnitt der Reader-Antenne dargestellt. Oberhalb befindet sich die Transponder-Antenne, welche sich parallel bzw. senkrecht zur Reader-Antenne befindet. Die Flächen, welche sich durch die äußeren Linien ergeben, stellen die Ansprechbereiche in horizontaler bzw. vertikaler Lage des Transponders dar.

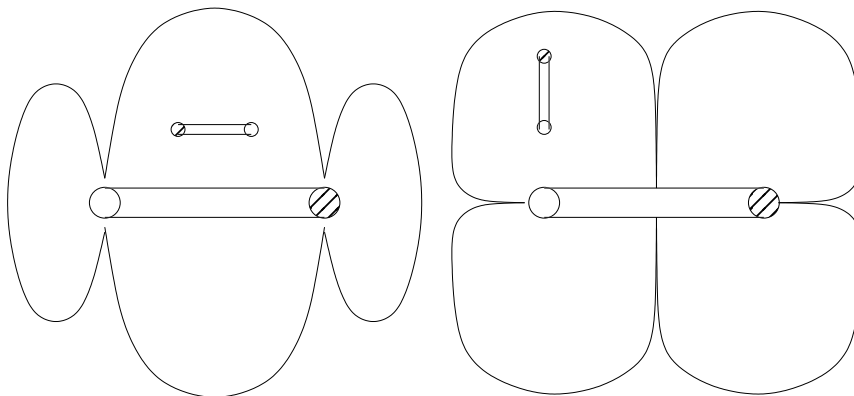


Abbildung 2.30: Ansprechbereiche [4]

Kapitel 3

Anpassung von Antennen

3.1 Leitungswiderstand

Aktuelle Readerausgangsstufen verlangen eine Antenne mit $50\ \Omega$ Eingangswiderstand. Die Leitungstheorie spielt ab einer Länge annähernd der Wellenlänge eine wichtige Rolle. Wird die Antenne über eine lange Koaxialleitung mit dem Readerausgang verbunden, so muss die Leitungstheorie beachtet werden [Abbildung 3.1]. Bei einem Readerausgang mit $50\ \Omega$ wird mit einem Abschlusswiderstand von $50\ \Omega$ Leistungsanpassung erreicht.

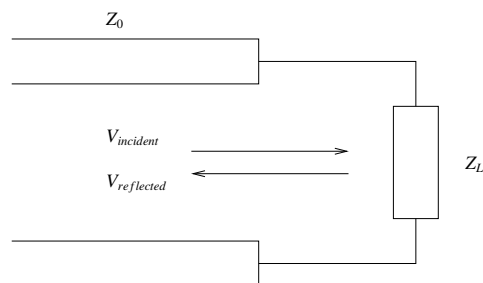


Abbildung 3.1: Wellenwiderstand [12]

Die Reflexionskonstante berechnet sich aus der Amplitude der reflektierten Welle dividiert durch der Amplitude der eingehenden Welle [Formel 3.1]. Setzt man für den Abschlusswiderstand den auf den Wellenwiderstand normierten Widerstand ein [Formel 3.2], so erhält man die Reflexionskonstante

gemäß Formel 3.3.

$$\Gamma = \frac{V_{refl}}{V_{inc}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.1)$$

$$Z = \frac{Z_L}{Z_0} \quad (3.2)$$

$$\Gamma = \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (3.3)$$

Formel 3.4 definiert den Wellenwiderstand einer Leitung mit den Leitungswiderstandsbelag (r), Isolationsleitwertbelag (g), Induktivitätsbelag (l) und Kapazitätsbelag (c). Mit Formel 3.5 erhält man die Dämpfungskonstante. Unter der Verwendung des Wellenwiderstands, der Dämpfungskonstante und des Abschlusswiderstands lässt sich der Widerstand berechnen, welcher an der Quelle gesehen wird [Formel 3.6]. Dabei steht x für den Abstand zur Quelle.

$$Z_0(j\omega) = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} \quad (3.4)$$

$$\gamma(j\omega) = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (3.5)$$

$$\frac{U(0, j\omega)}{I(0, j\omega)} = \frac{Z_L(j\omega) \cosh(\gamma(j\omega)x) + Z_0(j\omega) \sinh(\gamma(j\omega)x)}{Z_0(j\omega) \cosh(\gamma(j\omega)x) + Z_L(j\omega) \sinh(\gamma(j\omega)x)} Z_0(j\omega) \quad (3.6)$$

Wird die Leitung mit dem gleichen Widerstand wie dem Leitungswiderstand abgeschlossen [Formel 3.7], so ist der Widerstand, welcher von der Quelle aus gesehen wird, gleich dem Leitungswiderstand [Formel 3.8]. Daraufhin ist die Reflexionskonstante gleich 0 [Formel 3.9].

$$Z_L(j\omega) = Z_0(j\omega) \quad (3.7)$$

$$\frac{U(0, j\omega)}{I(0, j\omega)} = Z_0(j\omega) \quad (3.8)$$

$$\Gamma = 0 \quad (3.9)$$

3.2 Anpassung – Variante 1

Damit das Sendesignal an der Antenne nicht reflektiert wird, muss die Antenne auf 50Ω angepasst werden. Für diese Anpassung gibt es je nach Antennenimpedanz geeignete Anpass-Schaltungen [Bsp. Abbildung 3.2, 3.3] [11] [5].

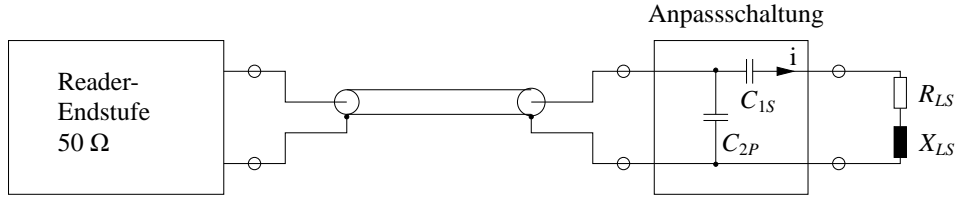


Abbildung 3.2: Antennenanpassung [4]

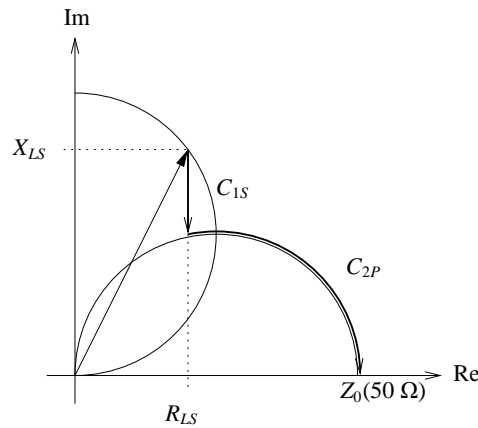


Abbildung 3.3: Auswirkungen der Anpass-Kondensatoren [4]

Der Eingangswiderstand der Antenne lässt sich laut Formel 3.10 berechnen. Mit Hilfe dieser Formel können die Kondensatorwerte ermittelt werden.

$$Z_0 = 50\Omega = \frac{1}{j\omega C_{2P} + \left(\frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{1S}} + R_{LS} + jX_{LS}} \right)} \quad (3.10)$$

Aus dem Kehrwert [Formel 3.11] der Formel 3.10 lässt sich erkennen, dass der Realteil des zweiten Termes gleich dem Kehrwert von Z_0 sein muss [Formel 3.12]. Somit kann die serielle Kapazität ermittelt werden [Formel 3.13].

$$j\omega C_{2P} + \left(\frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{1S}} + R_{LS} + jX_{LS}} \right) = \frac{1}{Z_0} \quad (3.11)$$

$$\text{real} \left\{ \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{1S}} + R_{LS} + jX_{LS}} \right\} = \frac{1}{Z_0} \quad (3.12)$$

$$C_{1S} = \frac{1}{\omega \left(-\sqrt{R_{LS}Z_0 - R_{LS}^2} + X_{LS} \right)} \quad (3.13)$$

Der Imaginärteil des zweiten Teiles aus Formel 3.11 addiert mit ωC_{2P} muss gleich Null sein [Formel 3.14]. Somit kann die parallele Kapazität berechnet werden [Formel 3.15].

$$\operatorname{imag} \left\{ \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{1S}} + R_{LS} + jX_{LS}} \right\} + \omega C_{2P} = 0 \quad (3.14)$$

$$C_{2P} = \frac{X_{LS} - \frac{1}{\omega C_{1S}}}{\omega \left(R_{LS}^2 + \left(X_{LS} - \frac{1}{\omega C_{1S}} \right)^2 \right)} \quad (3.15)$$

Damit das resultierende H-Feld berechnet werden kann, muss der Strom [Formel 3.17] durch die Leiterschleife bekannt sein. Bei einer angepassten Antenne kann die Spannung, welche an den Anschlüssen anliegt, durch die Sendeleistung berechnet werden [Formel 3.16].

$$P = \frac{u^2}{Z_0} \quad (3.16)$$

$$i = \frac{\sqrt{PZ_0}}{R_{LS} + jX_{LS} + \frac{1}{j\omega C_{1S}}} \quad (3.17)$$

3.3 Anpassung – Variante 2

Bei einer andere Variante der Anpassschaltung werden die Kapazitäten in der Reihenfolge getauscht. Zuerst wird eine Kapazität parallel und danach in Serie geschaltet [Abbildung 3.4].

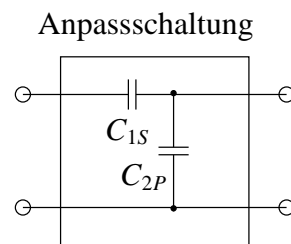


Abbildung 3.4: Antennenanpassung

Der Eingangswiderstand der Antenne lässt sich laut Formel 3.18 berechnen. Mit Hilfe dieser Formel können die Kondensatorwerte ermittelt werden.

$$Z_0 = 50\Omega = \frac{-j\frac{1}{\omega C_{2P}} (R_{LS} + jX_{LS})}{-j\frac{1}{\omega C_{2P}} + (R_{LS} + jX_{LS})} - j\frac{1}{\omega C_{1S}} \quad (3.18)$$

Der Realteil der Parallelschaltung muss Z_0 ergeben [Formel 3.19]. Somit kann die Parallel-Kapazität ermittelt werden [Formel 3.20].

$$\operatorname{real} \left\{ \frac{-j \frac{1}{\omega C_{2P}} (R_{LS} + jX_{LS})}{-j \frac{1}{\omega C_{2P}} + (R_{LS} + jX_{LS})} \right\} = Z_0 \quad (3.19)$$

$$C_{2P} = \frac{\pm \sqrt{R_{LS}} \sqrt{R_{LS}^2 - R_{LS}Z_0 + X_{LS}^2} + X_{LS} \sqrt{Z_0}}{(R_{LS}^2 + X_{LS}^2) \omega \sqrt{Z_0}} \quad (3.20)$$

Der Imaginärteil muss mit der seriellen Kapazität kompensiert werden [Formel 3.21]. Somit kann die serielle Kapazität berechnet werden [Formel 3.22].

$$\operatorname{imag} \left\{ \frac{-j \frac{1}{\omega C_{2P}} (R_{LS} + jX_{LS})}{-j \frac{1}{\omega C_{2P}} + (R_{LS} + jX_{LS})} \right\} - \frac{1}{\omega C_{1S}} = 0 \quad (3.21)$$

$$C_{1S} = \frac{-\left(C_{2P}^2 R_{LS}^2 \omega^2 + (C_{2P} X_{LS} \omega - 1)^2\right)}{(C_{2P} R_{LS}^2 \omega + (C_{2P} \omega X_{LS} - 1) X_{LS}) \omega} \quad (3.22)$$

Kapitel 4

Reader-Aufbau

Um den Aufbau eines RFID-Readers zu vereinfachen, wird ein Transceiver-IC verwendet. Dieser IC übernimmt je nach Typ einige Funktionen, die für die Kommunikation nötig sind. Grundsätzlich übernimmt der IC die Modulation und Demodulation der Signale. Weiterentwickelte ICs übernehmen auch die untersten Protokollschichten, indem sie die Kommandos zusammensetzen bzw. auswerten können.

4.1 TI S6700 Reader

Der Texas Instruments S6700 IC übernimmt die Modulation und Demodulation der Sendesignale. In der Application Note [1] ist eine Schaltung abgebildet, welche für eine 50- Ω -Antenne ausgelegt ist [Abbildung 4.1]. L3 und C9 bilden einen Parallelschwingkreis, der die Verstärkung der FET-Sourceschaltung erhöht. C1 ist als DC-Blocker gedacht. L1, L2 und C2 filtern die höheren Harmonischen des Trägersignals, um ein reines Sinussignal zu erhalten.

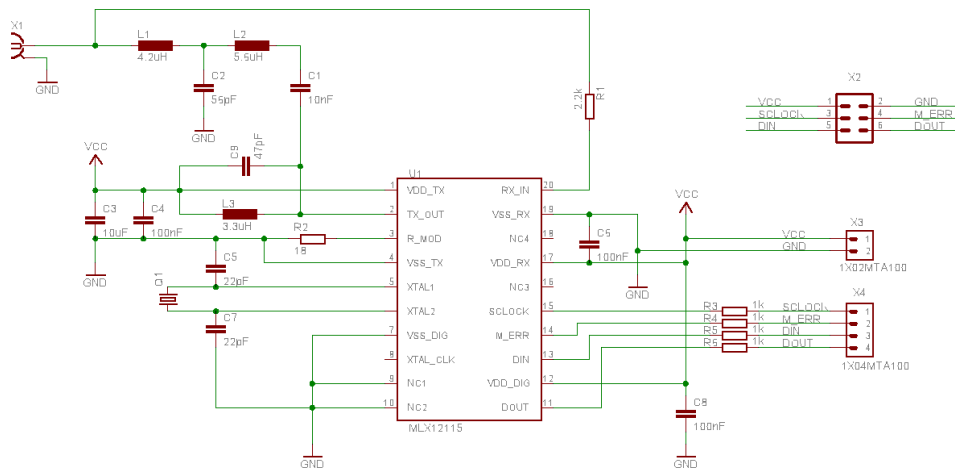


Abbildung 4.1: S6700 Referenzschaltung [1]

In Abbildung 4.2 ist die Reader-Schaltung mit einem XPLAIN-Board von Atmel verbunden, welches die Protokollebene bis zum Auslesen des Unique Identifiers (UID) übernimmt. Jeder Transponder besitzt eine eindeutige Nummer (UID), welche den jeweiligen Transponder identifiziert. Wird ein Transponder vom Reader erkannt, so wird dessen UID über die serielle Schnittstelle an ein Terminal gesendet. Ein Transponder ist in Abbildung 4.2 im rechten oberen Viertel abgebildet, der UID ist auf der Karte vermerkt.

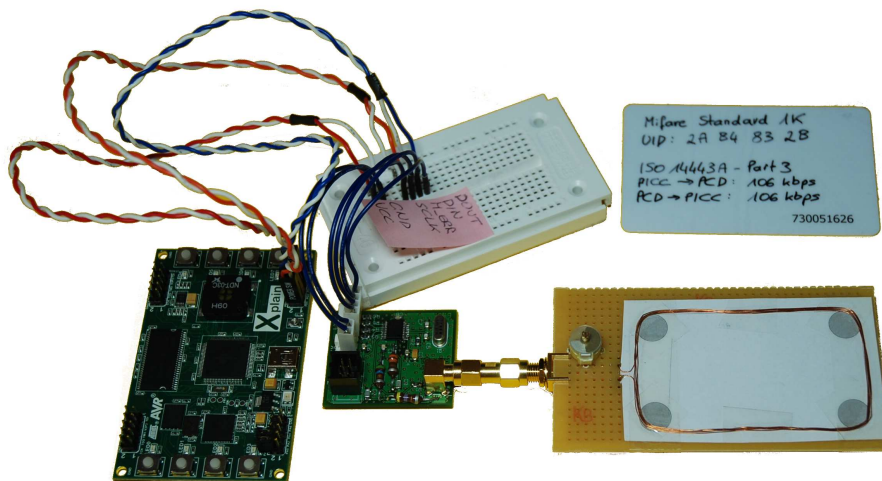


Abbildung 4.2: S6700 Reader-Aufbau

4.2 Antenne

Als Readerantenne wurde eine Spule mit vier Windungen im ID1-Format erstellt. Mit einem Vector-Network-Analyzer kann die Ersatzschaltung ermittelt werden. Sie besteht aus einem parallelen Kondensator, Spule und Widerstand ($C_a = 8,782 \text{ pF}$, $L_a = 2,944 \text{ } \mu\text{H}$, $R_a = 657,368 \text{ k}\Omega$).

Um den Gütefaktor für den Lastmodulations-Hilfsträger anzupassen, wird ein weiterer Widerstand parallel geschaltet [Formel 4.1, 4.2].

$$R_{par} = Q\omega L = 8 \cdot 2\pi \cdot 13,56 \text{ MHz} \cdot 2,944 \text{ } \mu\text{H} = 2,007 \text{ k}\Omega \quad (4.1)$$

$$R_Q = \frac{R_a R_{par}}{R_a - R_{par}} = 2,013 \text{ k}\Omega \quad \text{gewählt } 1,8 \text{ k}\Omega \quad (4.2)$$

Der Eingangswiderstand der Antenne berechnet sich laut Formel 4.3. Angepasst wird die Antenne mit einem seriellen Kondensator, um annähernd $50 \text{ } \Omega$ zu erreichen [Formel 4.4]. Der Kondensator wird als variable Kapazität ausgeführt.

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_a + \frac{1}{R_{par}} + \frac{1}{j\omega L_a}} = (51,590 + j \cdot 299,905) \text{ } \Omega \quad (4.3)$$

$$C_{ser} = \frac{1}{\omega 299,905} = 39,14 \text{ pF} \quad (4.4)$$

Die endgültige Anpassung erfolgt mit dem Vector-Network-Analyzer. Dabei wird die Kapazität so lang verändert, bis der gemessene S_{11} -Wert in der Mitte des Smith-Diagramms [14] liegt [Abbildung 4.3].



Abbildung 4.3: Messung – Smithchart

4.3 Firmware

Um über dem Transceiver-IC mit den RFID-Transpondern kommunizieren zu können wird ein Microcontroller benötigt. Für diesen Zweck wurde ein Evaluation-Kit von Atmel verwendet (ATAVRXPLAIN) [3]. Das Kit beinhaltet ein ATXMega128-Board und diverse Beispiel-Programme. Zur Programmierung und zum Debuggen des Microcontrollers wurde der AVR DRAGON verwendet [2]. Die Firmware wurde in mehreren Modulen aufgeteilt [Tabelle 4.1].

Modul	Beschreibung
tools	Konvertierungsroutinen für Zahlen
hal	Definitionen zur Abstraktion der Hardware Initialisierungsroutinen für Ports, Interrupts, Timer und Clocks
usart	USART Treiber (Senden / Empfangen)
rfid_driver	Schnittstelle zum RFID-IC Initialisierung des RFID-ICs Senden von Frames (Short, Standard, Anticollision) Empfangsinterruptserviceroutine
rfid_protocol	Senden von Kommandos (REQA, ANTICOLLISION, SELECT) Empfangen von Kommandos (ATQA, ANTICOLLISION, SAK)

Tabelle 4.1: Module der Firmware

Die Firmware beginnt mit der Initialisierung des Transceiver-ICs und der uC-Register. Im Anschluss werden die Taster überprüft und falls ein Taster gedrückt wurde wird die jeweilige Aktion durchgeführt. Falls die RFID-Kommunikation aktiviert ist wird die Funktion für das Auslesen des UID aufgerufen. Nach dem Auslesen werden wieder die Taster überprüft.

Die UID-Auslesefunktion beginnt mit dem Senden des Request-Kommandos. Danach wird auf das Answer-To-Request-Kommando gewartet. Tritt ein Timeout auf bzw. wurde ein falsches Kommando empfangen, so wird die Routine verlassen. Bei einer korrekt empfangenen Antwort beginnt eine Schleife, welche den vollständigen empfangenen UID als Abbruchkriterium hat. Innerhalb dieser Schleife wird das Antikollisions-Kommando gesendet. Der Transponder sollte mit dem zweiten Teil des Antikollisions-Kommandos antworten, welche den UID für die aktuelle Kaskadierungsstufe beinhaltet. Mit dem empfangenen UID kann der Transponder ausgewählt werden. Falls noch eine weitere Kaskadierungsstufe existiert, wird das in der SAK-Antwort vermerkt und die Schleife beginnt von Neuem. Nach dem vollständigen Empfangen des UID wird dieser über die serielle Schnittstelle ausgegeben. Ein

genereller Ablauf der Firmware ist in Abbildung 4.4 dargestellt.

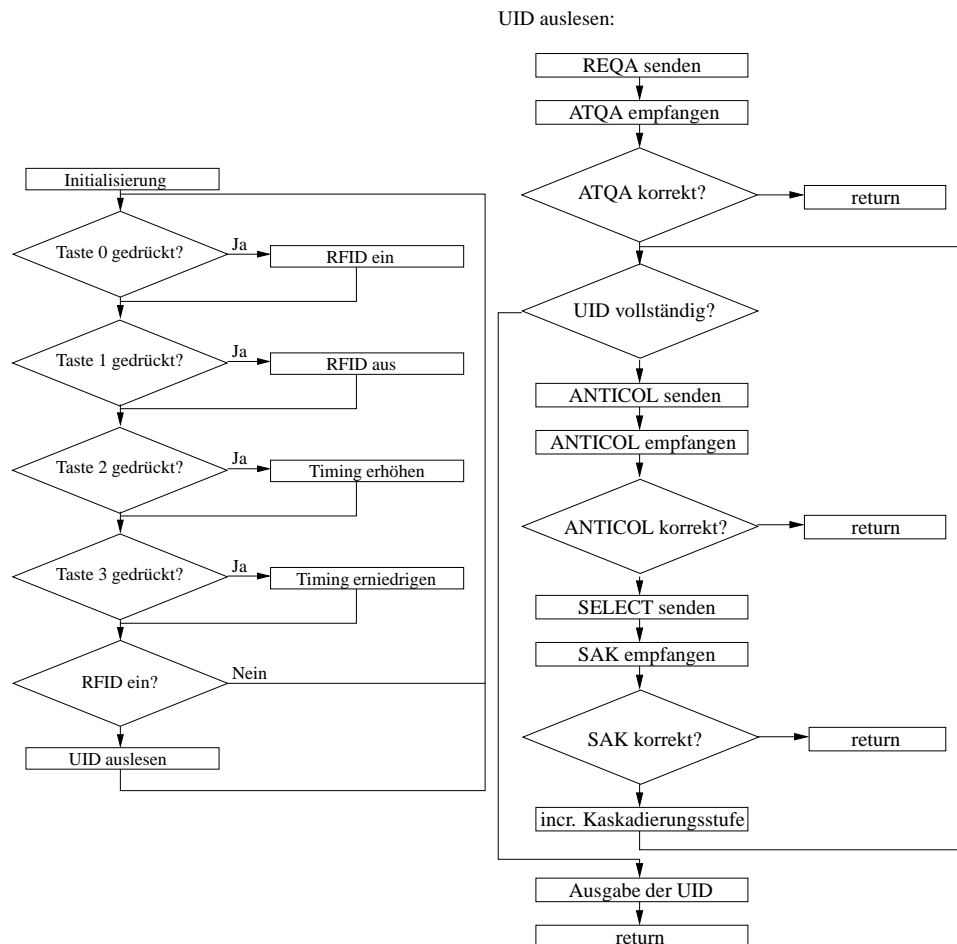


Abbildung 4.4: Firmware Flussdiagramm

4.4 Gesamtübersicht

Der ATXMega128 übernimmt das Senden und Empfangen von Kommandos zum Transponder mit Hilfe des S6700 Transceiver-ICs. Der Transceiver-IC ist über eine serielle Schnittstelle verbunden (ähnlich SPI). Gesendet wird mittels Bit-Banging der Port-Pins. Empfangen wird per Port-Change-Interrupt, welcher die Signale der seriellen Schnittstelle dekodiert. Falls innerhalb eines Timeouts keine Bits empfangen werden, wird der Empfangsinterrupt deaktiviert.

In Abbildung 4.5 ist eine Kommunikation mit einem Transponder zu sehen (Daten der seriellen Schnittstelle des Transceiver-ICs). In Abschnitt 1 wird ein REQA-Kommando (Request) gesendet, welches mit dem ATQA-Kommando

(Answer To Request) beantwortet wird (Abschnitt 2). In Abschnitt 3 und 4 wird eine ANTICOLLISION-Prozedur durchgeführt. In Abschnitt 5 sendet der Reader ein SELECT-Kommando, der Transponder antwortet mit dem SAK-Kommando (Select Acknowledge).

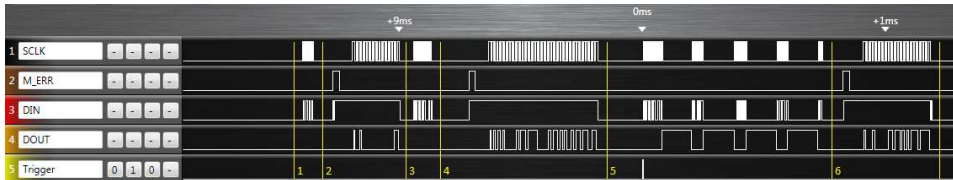


Abbildung 4.5: Kommunikation Reader ↔ Transponder

Getestet wurde der Reader mit einem Mifare-Transponder, dem Studentenausweis (der auch einen RFID-Chip integriert hat), und einem neuen Reisepass. Abbildung 4.6 ist ein Screenshot des Terminalprogramms mit den ausgelesenen UIDs. Die zweite UID entspricht der UID des Transponders, welcher in Abbildung 4.2 abgebildet ist.

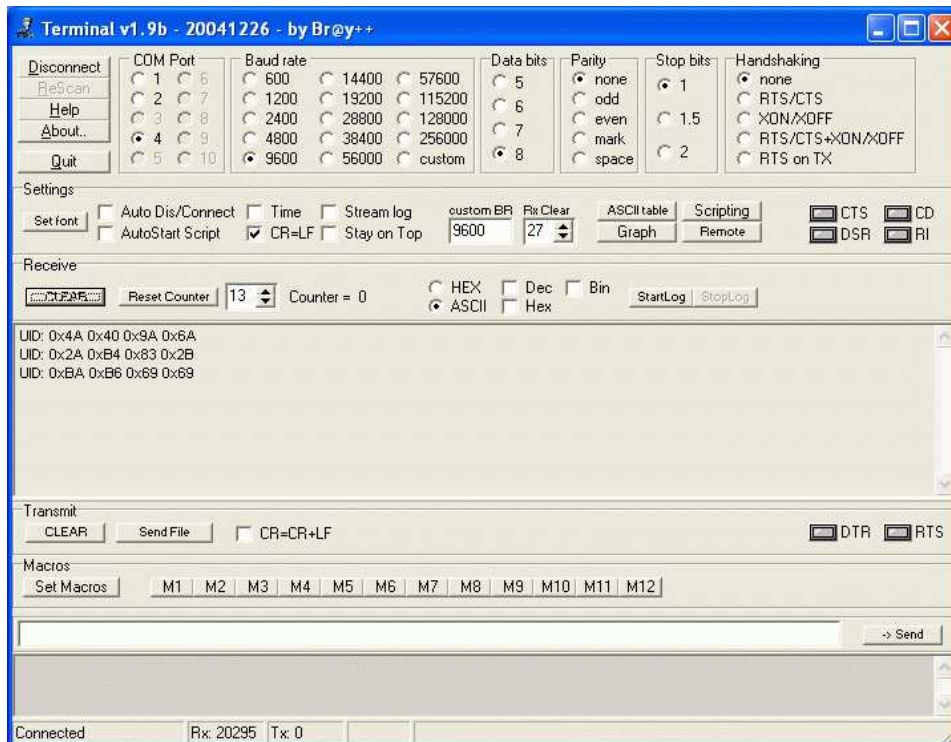


Abbildung 4.6: Terminalausgaben

Kapitel 5

Messverfahren

Die Norm ISO/IEC 10373-6 [6] beschreibt Testmethoden von Identifikations-Karten, um festzustellen, ob die Karten normen-konform sind. Diese Messmethoden sind auch für allgemeine Messungen interessant.

5.1 Kalibrierspule

Bei der Kalibrierspule handelt es sich um eine Leiterschleife mit der Größe einer ID-1 Karte. Durch die Fläche der Leiterschleife (3000 mm^2) und der gemessenen Leerlauf-Spannung am Schleifenende kann die magnetische Feldstärke berechnet werden.

Die induzierte Spannung in der Kalibrierspule berechnet sich laut Formel 5.1. Ist die magnetische Flussdichte konstant, so muss sich die Durchtrittsfläche ändern [Formel 5.2], um eine Spannung zu induzieren. Ist die Fläche konstant, so muss sich die magnetische Flussdichte ändern [Formel 5.3].

$$u(t) = -N \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (5.1)$$

$$u(t) = -N \frac{\partial A \cdot B}{\partial t} \quad A \perp B \quad (5.2)$$

$$u(t) = -N \frac{\partial B \cdot A}{\partial t} \quad A \perp B \quad (5.3)$$

Ist die magnetische Flussdichte [Formel 5.4] sinusförmig, so sind auch der magnetische Fluss [Formel 5.5] und die induzierte Spannung [Formel 5.6] sinusförmig. Die Amplitude der induzierten Spannung berechnet sich laut Formel 5.7.

$$B(t) = \hat{B} \sin \omega t \quad (5.4)$$

$$\Phi(t) = B(t) \cdot A = \hat{B} \cdot A \sin \omega t = \hat{\Phi} \sin \omega t \quad (5.5)$$

$$u(t) = -N \hat{\Phi} \frac{d \sin \omega t}{dt} = -N \hat{\Phi} \omega \cos \omega t = -\hat{u} \cos \omega t \quad (5.6)$$

$$\hat{u} = N \hat{B} A \omega \quad (5.7)$$

Bei der standardisierten Kalibrierspule ($N = 1$, $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$, $\mu_r \approx 1$, $A = 0,003 \text{ m}^2$) [Abbildung 5.1] entspricht eine Amplitude von 1 V einer magnetischen Flussdichte von 3,115 A/m (Amplitude) [Formel 5.8, 5.9].

$$\hat{H} = \frac{\hat{u}}{2\pi f \mu_0 A} = \frac{\hat{u}}{0,321} \quad (5.8)$$

$$1 \text{ V(Peak)} \dots 3,115 \text{ A/m(Peak)} \quad (5.9)$$

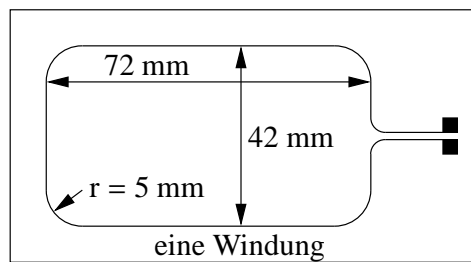


Abbildung 5.1: Abmessungen der Kalibrierspule [6]

In Abbildung 5.2 ist eine originalgetreue Kalibrierspule aufgebaut. In Abbildung 5.3 ist eine kleinere Spule aufgebaut (Durchmesser = 2 cm), somit kann eine feinere Messung des Feldes durchgeführt werden.

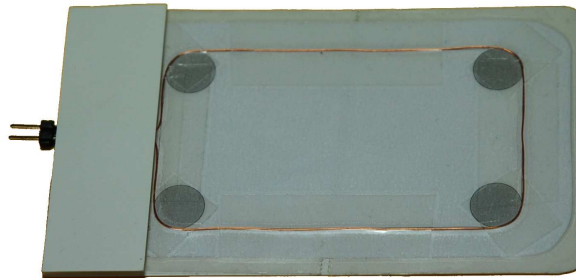


Abbildung 5.2: Aufbau einer ID-1 Kalibrierspule

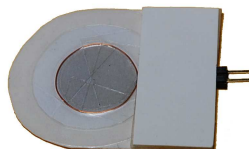


Abbildung 5.3: Aufbau einer kleineren Kalibrierspule

5.2 Messspule

Zwei gleich aufgebaute Messspulen werden im gleichen Abstand vor und hinter der Readerantenne platziert. Die Spulen werden mit einer Helmholz-Anordnung über Widerstände verbunden. Beim normalen magnetischen Feld, welches durch die Readerantenne erzeugt wird, ist die gemessene Spannung gleich Null (symmetrischer Betrieb). Befindet sich ein Transponder in der Nähe des Readers, so können die Änderungen des Magnetfeldes gemessen werden (asymmetrischer Betrieb).

In Abbildung 5.4 ist der grundsätzliche Messaufbau dargestellt. Die Abmessungen der Messspule sind in Abbildung 5.5 dargestellt.

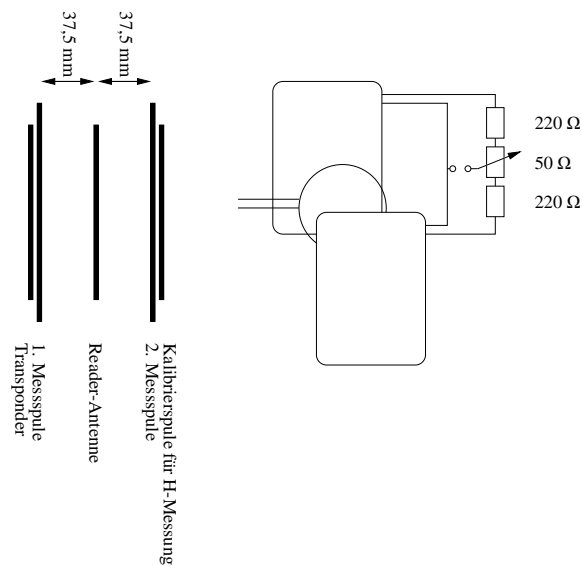


Abbildung 5.4: Messaufbau [6]

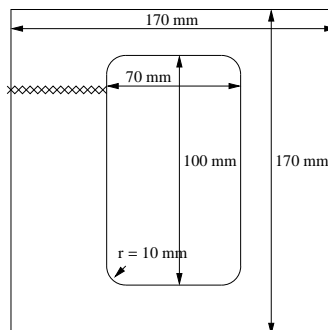


Abbildung 5.5: Abmessungen der Messspule [6]

In Abbildung 5.6 und 5.7 ist ein Aufbau einer Messspule zu sehen.

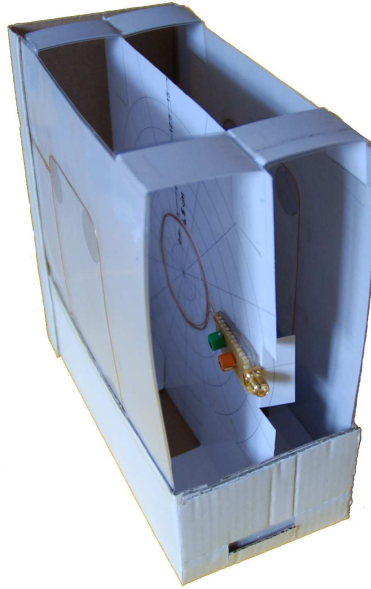


Abbildung 5.6: Aufbau einer Messspule

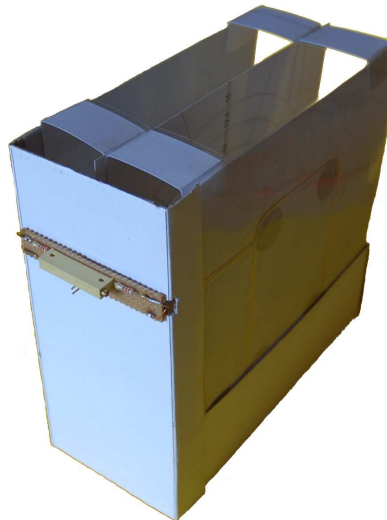


Abbildung 5.7: Aufbau einer Messspule

5.3 Referenz-Transponder

Der Referenz-Transponder wird für die Messung der minimalen und maximalen magnetischen Feldstärke unter Lastbedingungen und für die Messung der Spannungsversorgung des Transponders verwendet. Die Leiterschleife, mit vier Windungen, hat die gleichen Abmessungen wie die ID-1 Karte. Die Abmessungen sind in Abbildung 5.8 und die Schaltung in Abbildung 5.9 dargestellt. Die Bauteilwerte können aus der ISO/IEC-Norm [6] entnommen werden.

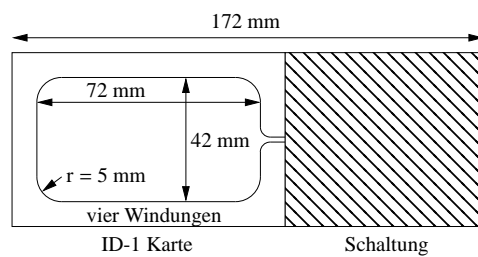


Abbildung 5.8: Abmessungen des Referenz-Transponders [6]

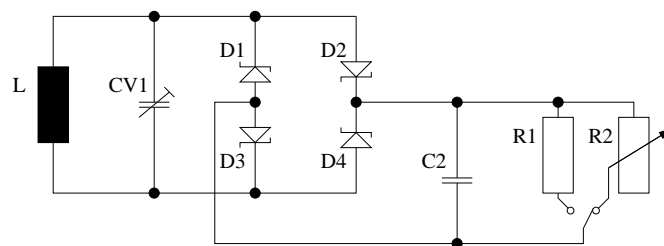


Abbildung 5.9: Schaltung des Referenz-Transponders [6]

In Abbildung 5.10 ist ein Aufbau eines Referenz-Transponders zu sehen.

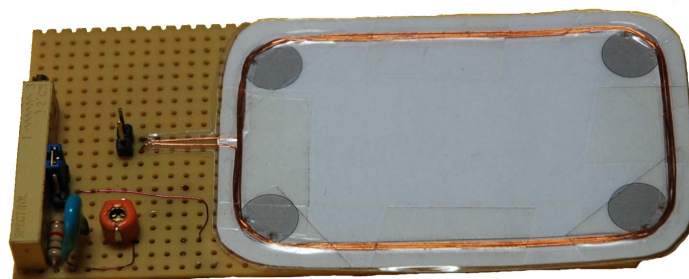


Abbildung 5.10: Aufbau eines Referenz-Transponders

Kapitel 6

Verifikation

6.1 magnetische Feld-Messungen

Zur Überprüfung der Simulationen werden kreisförmige Antennen, mit verschiedenen Radien, mit den Simulationen verglichen. Die Leiterschleifen werden mit vier Windungen ausgeführt. Gemessen wird die Spannung, welche in den Kalibrierspulen [Kapitel 5.1] induziert wird. Diese Spannung kann auf das magnetische Feld umgerechnet werden.

Die auf $50\ \Omega$ angepassten Antennen werden mit einem Signalgenerator verbunden, welcher ein 13,56-MHz-Sinussignal liefert. Die Kalibrierspulen werden an einem digitalen Oszilloskop angeschlossen und für jede Entfernung wird der Amplituden-Amplituden-Wert notiert [Abbildung 6.1].

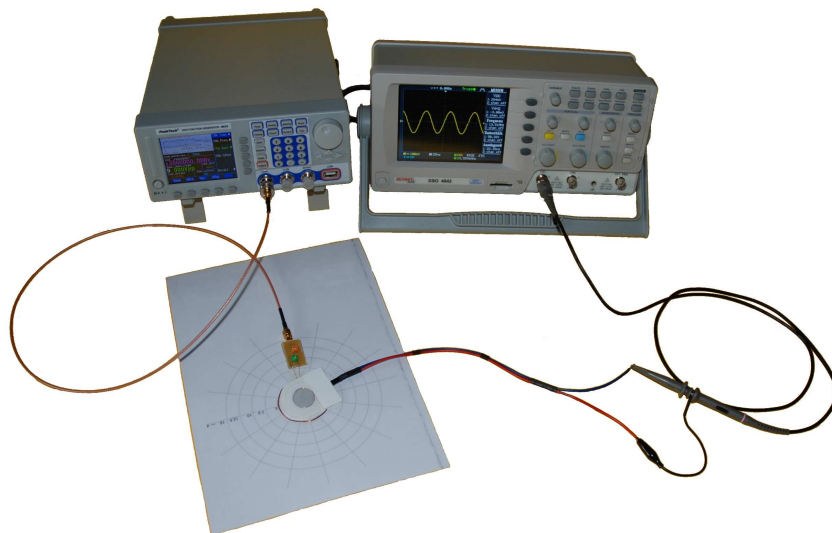


Abbildung 6.1: Messaufbau

6.1.1 Antenne $d = 2,5 \text{ cm}$

Die Messung mit einem Vector-Network-Analyser ergibt für die Leiterschleife eine Impedanz laut Formel 6.1. Der Widerstand R_Q wird so gewählt, dass der Gütefaktor Q kleiner als 8 ist [Formel 6.2][Kapitel A.3]. Um die Antenne anschließend auf 50Ω anzupassen, wird ein Kondensator parallel zum Widerstand und ein Kondensator in Serie geschaltet [Formel 6.3, 6.4, Abbildung 6.2][Kapitel 3.3].

$$Z_{Spule} = 0,54 + i88,72 \quad (6.1)$$

$$R_Q = 680 \Omega \quad (6.2)$$

$$C_P = 69,7 \text{ pF} \quad (6.3)$$

$$C_S = 67,8 \text{ pF} \quad (6.4)$$

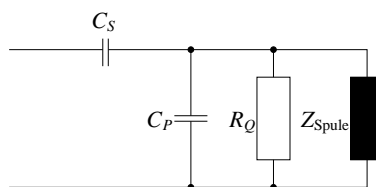


Abbildung 6.2: Antennen-Anpassung

Der Signalgenerator wird auf $13,56 \text{ MHz}$ und 9 Vpp eingestellt. Da der Signalgenerator für hohe Lasten am Ausgang ausgelegt ist, entspricht die Spannung am Eingang der Antenne nicht der eingestellten Spannung. Deshalb muss sie mit einem Oszilloskop gemessen werden. Dabei ist darauf zu achten, dass das Oszilloskop die Anpassschaltung nicht beeinflusst (Oszilloskop Eingangskapazität $< 1 \text{ pF}$).

Ist die Spannung an der Leiterschleife bekannt [Formel 6.5], so kann der Strom durch die Leiterschleife berechnet werden [Formel 6.6].

$$U_{Spule} = 13,08 \text{ Vpp} \quad (6.5)$$

$$I_{Spule} = \frac{U_{Spule}}{Z_{Spule}} = 147,40 \text{ mA} \quad (6.6)$$

Vergleich mit Simulation

Bei der Simulation wird das Grundgerüst aus Kapitel 2.2.1 erweitert, indem der Mittelwert innerhalb der Fläche der Kalibrierspule berechnet und mit der Formel 5.8 die induzierte Spannung ermittelt wird.

In Abbildung 6.3 sind die Messwerte/Simulationsergebnisse bei einer Messung mit der kreisförmigen Kalibrierspule dargestellt. Der maximale Fehler zwischen Simulationsergebnissen und Messwerten tritt bei einem Abstand von 5 mm auf.

Die gemessene induzierte Spannung beträgt 260 mV, wobei die Simulation 313 mV liefert (Fehler 53 mV). Die gemessene durchschnittliche magnetische Feldstärke ist proportional zur Spannung und beträgt 7,728 A/m, der Simulationswert beträgt 9,294 A/m (Fehler 1,566 A/m).

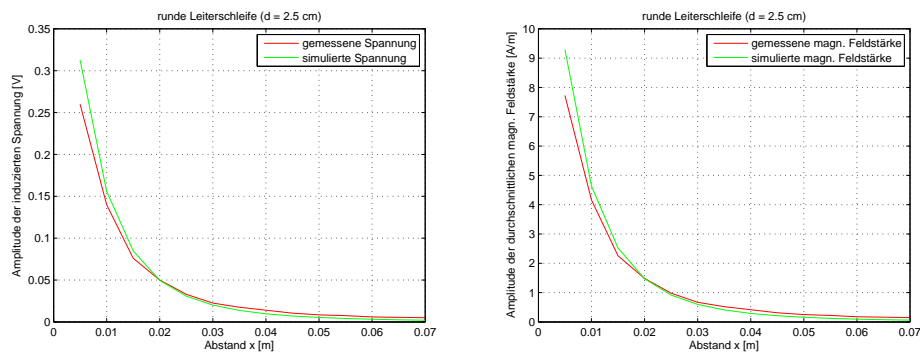


Abbildung 6.3: Messwerte vs. Simulation (kreisförmige Kalibrierspule)

In Abbildung 6.4 sind die Messwerte/Simulationswerte bei einer Messung mit der Kalibrierspule im ID1-Format dargestellt. Der maximale Fehler tritt wiederum bei einem Abstand von 5 mm auf. Die gemessene induzierte Spannung beträgt 230 mV, wobei die Simulation 288 mV liefert (Fehler 58 mV). Die gemessene durchschnittliche magnetische Feldstärke beträgt 0,716 A/m, der Simulationswert beträgt 0,890 A/m (Fehler 0,174 A/m).

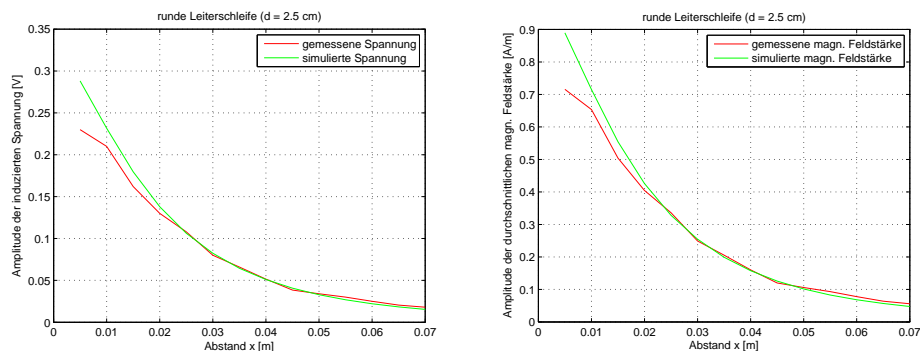


Abbildung 6.4: Messwerte vs. Simulation (Kalibrierspule ID1-Format)

Die Simulation stimmt mit den Messwerten nicht exakt überein. Grund für die Fehler sind der manuelle Messvorgang (Kalibrierspule per Hand in die richtige Position bringen) und mögliche Kopplungen zwischen der Zuleitung der Antenne und der Messleitung. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren ist der Fehler akzeptabel.

6.1.2 Antenne $d = 3,75$ cm

Die für die Anpassung notwendigen Werte sind in den Formeln 6.7, 6.8, 6.9, 6.10 angegeben.

$$Z_{Spule} = 1,96 + i151,94 \quad (6.7)$$

$$R_Q = 1200 \Omega \quad (6.8)$$

$$C_P = 28,1 \text{ pF} \quad (6.9)$$

$$C_S = 51,5 \text{ pF} \quad (6.10)$$

Der Strom durch die Leiterschleife ergibt sich laut Formel 6.11, 6.12.

$$U_{Spule} = 16,93 \text{ V}_{pp} \quad (6.11)$$

$$I_{Spule} = \frac{U_{Spule}}{Z_{Spule}} = 111,44 \text{ mA}_{pp} = 55,72 \text{ mA}_p \quad (6.12)$$

In Abbildung 6.5 sind die Messwerte/Simulationenwerte bei einer Messung mit der kreisförmigen Kalibrierspule dargestellt. Der maximale Fehler tritt bei einem Abstand von 5 mm auf. Die gemessene induzierte Spannung beträgt 174 mV, wobei die Simulation 192 mV liefert (Fehler 18 mV). Die gemessene durchschnittliche magnetische Feldstärke beträgt 5,172 A/m, der Simulationswert beträgt 5,712 A/m (Fehler 0,540 A/m).

In Abbildung 6.6 sind die Messwerte/Simulationenwerte bei einer Messung mit der Kalibrierspule im ID1-Format dargestellt. Der maximale Fehler tritt bei einem Abstand von 5 mm auf. Die gemessene induzierte Spannung beträgt 472 mV, wobei die Simulation 526 mV liefert (Fehler 54 mV). Die gemessene durchschnittliche magnetische Feldstärke beträgt 1,469 A/m, der Simulationswert beträgt 1,623 A/m (Fehler 0,154 A/m).

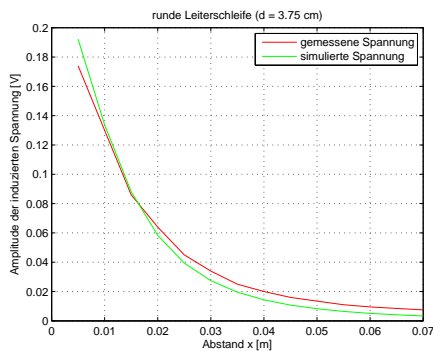


Abbildung 6.5: Messwerte vs. Simulation (kreisförmige Kalibrierspule)

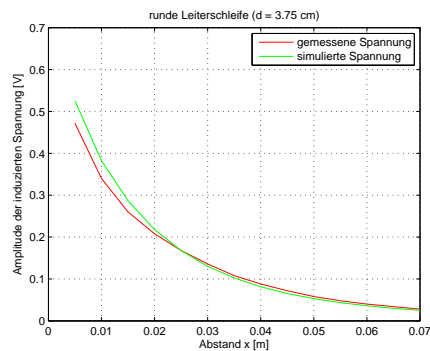


Abbildung 6.6: Messwerte vs. Simulation (Kalibrierspule ID1-Format)

6.1.3 Antenne $d = 5 \text{ cm}$

Die für die Anpassung notwendigen Werte sind in den Formeln 6.13, 6.14, 6.15, 6.16 angegeben.

$$Z_{Spule} = 3,0236 + i233,19 \quad (6.13)$$

$$R_Q = 1500 \Omega \quad (6.14)$$

$$C_P = 6,5 \text{ pF} \quad (6.15)$$

$$C_S = 45,4 \text{ pF} \quad (6.16)$$

Der Strom durch die Leiterschleife ergibt sich laut Formel 6.17, 6.18.

$$U_{Spule} = 19,10 \text{ Vpp} \quad (6.17)$$

$$I_{Spule} = \frac{U_{Spule}}{Z_{Spule}} = 81,91 \text{ mA}_{pp} = 40,96 \text{ mA}_p \quad (6.18)$$

In Abbildung 6.7 sind die Messwerte/Simulationenwerte bei einer Messung mit der kreisförmigen Kalibrierspule dargestellt. Der maximale Fehler tritt bei einem Abstand von 30 mm auf. Die gemessene induzierte Spannung beträgt 36 mV, wobei die Simulation 28 mV liefert (Fehler 8 mV). Die gemessene durchschnittliche magnetische Feldstärke beträgt 1,070 A/m, der Simulationswert beträgt 0,824 A/m (Fehler 0,246 A/m).

In Abbildung 6.8 sind die Messwerte/Simulationenwerte bei einer Messung mit der Kalibrierspule im ID1-Format dargestellt. Der maximale Fehler tritt bei einem Abstand von 5 mm auf. Die gemessene induzierte Spannung beträgt 565 mV, wobei die Simulation 601 mV liefert (Fehler 36 mV). Die gemessene durchschnittliche magnetische Feldstärke beträgt 1,759 A/m, der Simulationswert beträgt 1,854 A/m (Fehler 0,095 A/m).

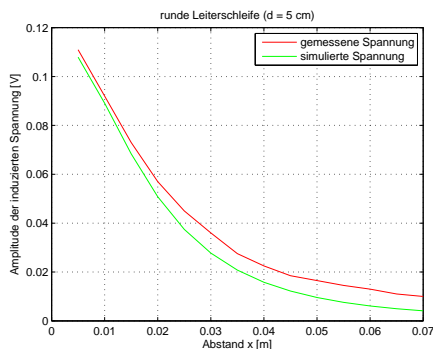


Abbildung 6.7: Messwerte vs. Simulation (kreisförmige Kalibrierspule)

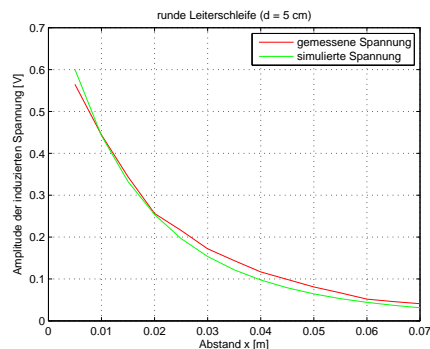


Abbildung 6.8: Messwerte vs. Simulation (Kalibrierspule ID1-Format)

6.1.4 Antenne $d = 6,25$ cm

Falls die Impedanz durch eine zu groß gewählte Leiterschleife zu groß wird, kann es vorkommen, dass die Antenne nicht mehr angepasst werden kann. Es lassen sich keine Werte für die Kapazitäten ermitteln. Damit solche Leiterschleifen dennoch verwendet werden können, werden zwei Leiterschleifen parallel geschaltet. Diese Anordnung verringert die Gesamtimpedanz.

Bei der Leiterschleife mit einem Durchmesser von 6,25 cm tritt dieser Fall auf. Die Impedanz [Formel 6.19] der Leiterschleife kann nicht auf 50Ω angepasst werden. Gibt man eine zweite identische Leiterschleife parallel, so lassen sich die Kapazitätswerte wieder berechnen [Formel 6.20, 6.21, 6.22, 6.23].

$$Z_{Spule} = 8,59 + i343,42 \quad (6.19)$$

$$Z_{2Spulen} = 5,42 + i313,84 \quad (6.20)$$

$$R_Q = 2700 \Omega \quad (6.21)$$

$$C_P = 3,5 \text{ pF} \quad (6.22)$$

$$C_S = 34,6 \text{ pF} \quad (6.23)$$

Diese Anordnung der Leiterschleifen ist schwierig zu simulieren, da die Ströme durch die getrennten Leiterschleifen schwer zu ermitteln sind. Aufgrund dessen sind in Abbildung 6.9 nur die gemessenen Werte aufgetragen. Bei einem Abstand von 5 mm wurde eine Spannung von 790 mV (Kalibrierspule im ID1-Format) und 118 mV (runde Kalibrierspule) gemessen. Beträgt der Abstand 10 mm, so sinken die Spannungswerte auf 650 mV und 101 mV.

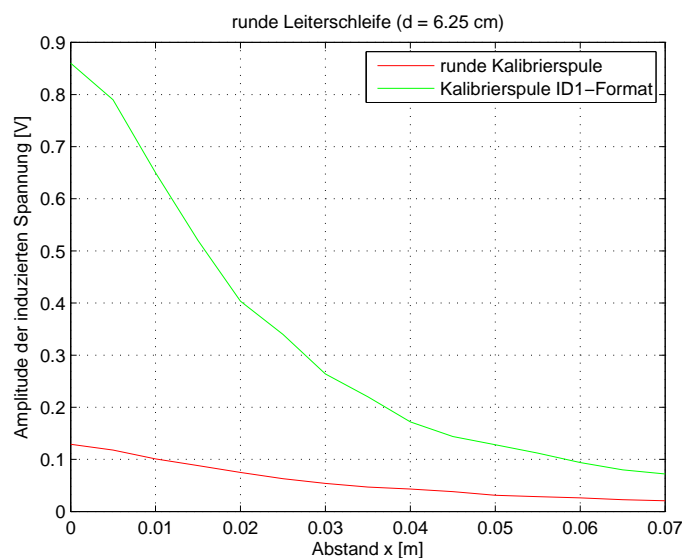


Abbildung 6.9: Messwerte paralleler Leiterschleifen

6.1.5 Vergleich der Antennen

In Abbildung 6.10 und 6.11 sind die induzierten Spannungen – in der Kalibrierspule – der verschiedenen Antennen gemeinsam dargestellt. Es lässt sich erkennen, dass bei kleinen Kalibrierspulen nahe der Antenne höhere Spannungen induziert werden, je kleiner die Antenne ist. Ist die Entfernung höher oder ist die Kalibrierspule größer, so wird bei größeren Antennen eine höhere Spannung induziert.

Die induzierte Spannung der kreisförmigen Kalibrierspule bei einer Antenne mit 2,5 cm Durchmesser beträgt 260 mV und bei einer Antenne mit 5 cm Durchmesser 111 mV (5 mm Abstand). Wird der Abstand erhöht (30 mm), so wird bei der größeren Antenne eine höhere Spannung induziert (36 mV gegenüber 23 mV). In der Kalibrierspule mit der ID1-Form werden bei einem Abstand von 5 mm 565 mV induziert (um 454 mV mehr als bei der kreisförmigen Kalibrierspule).

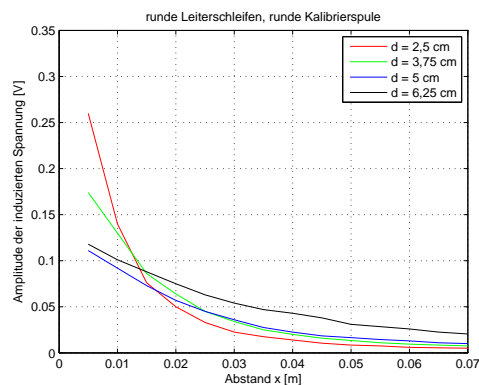


Abbildung 6.10: induzierte Spannung – kreisförmige Kalibrierspule

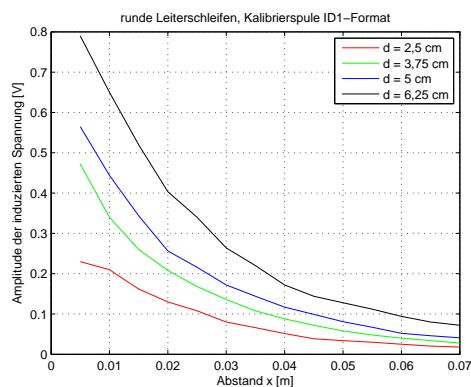


Abbildung 6.11: induzierte Spannung – Kalibrierspule ID1-Format

6.2 Reader-Reichweite

Für die verschiedenen Antennen kann die Reichweite gemessen werden, in der ein Transponder noch erkannt wird. Dabei werden die Antennen an den Reader angebunden und der Transponder wird so lange entfernt, bis dessen UID nicht mehr korrekt gelesen werden kann [Abbildung 6.12].

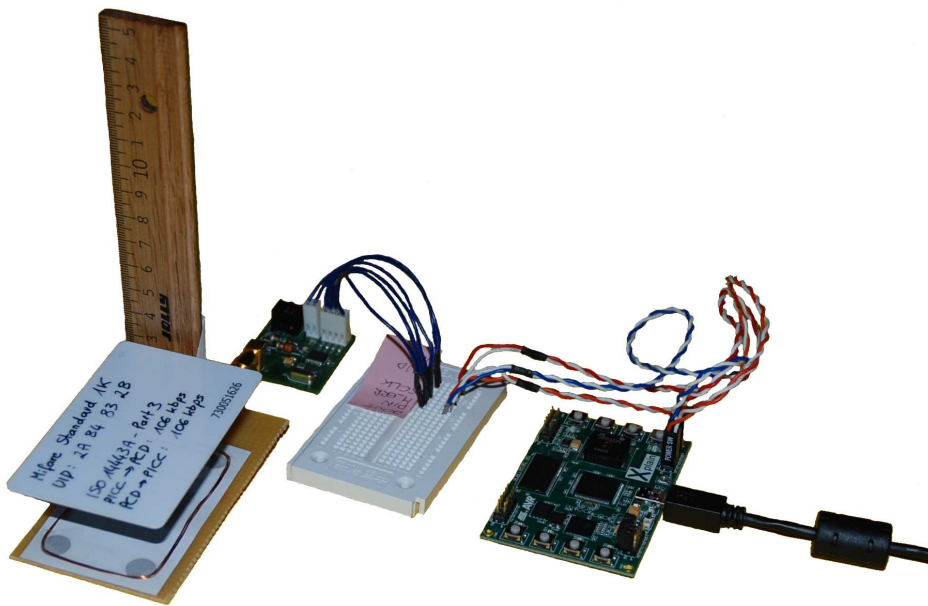


Abbildung 6.12: Messaufbau

In der Tabelle 6.1 sind die Reichweiten der Antennen für einen kreisförmigen Transponder eingetragen. Die Tabelle 6.2 listet die Reichweiten für einen Transponder im ID1-Format auf. Die letzte Spalte listet die Spannungswerte auf, die am Referenztransponder bei der maximalen Reichweite (Transponder im ID1-Format) anliegen. Die Werte in den Tabellen spiegeln die theoretische Beobachtung wider, dass eine größere Leiterschleife eine höhere Reichweite aufweist. So steigt z. B. die Reichweite des kreisförmigen Transponders bei einer Verdopplung des Antennendurchmessers (von 2,5 cm auf 5,0 cm) von 2,8 cm auf 3,6 cm. Genauso wichtig ist die Ausführung des Transponders, hier lässt sich wiederum erkennen, dass eine größere Ausführung zu einer größeren Reichweite führt.

d Reader-Antenne	Reichweite
2,50 cm	2,8 cm
3,75 cm	3,3 cm
5,00 cm	3,6 cm
6,25 cm	3,9 cm
ID1-Format	3,6 cm

Tabelle 6.1: Reichweite (kreisförmiger Transponder)

d Reader-Antenne	Reichweite	Spannung
2,50 cm	3,3 cm	500 mV
3,75 cm	4,5 cm	470 mV
5,00 cm	5,0 cm	480 mV
6,25 cm	5,7 cm	550 mV
ID1-Format	5,0 cm	500 mV

Tabelle 6.2: Reichweite und induzierte Referenztransponder-Spannung (Transponder im ID1-Format)

In Abbildung 6.13 sind die Reichweiten der zwei unterschiedlichen Transponderausführungen in Abhängigkeit des Durchmessers der Antenne dargestellt.

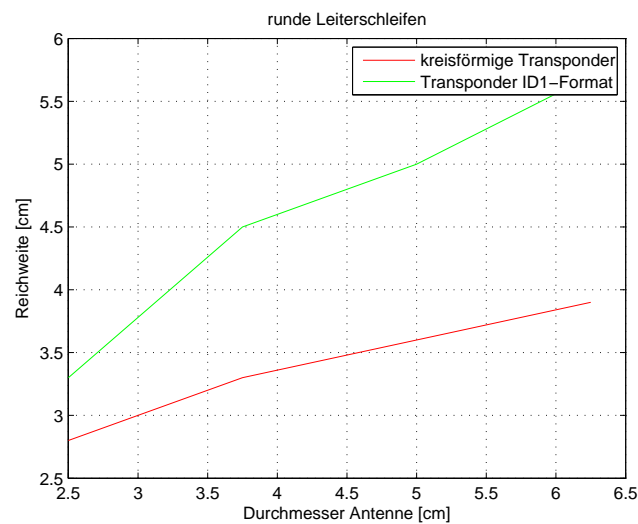


Abbildung 6.13: Reichweite in Abhängigkeit des Antennendurchmessers

6.3 magn. Feld-Beeinflussung des Transponders

Mit Hilfe der Messspule kann die Beeinflussung des Transponders auf das magnetische Feld gemessen werden. Abbildung 6.14 stellt einen Messaufbau dar. Die mittig angebrachte Antenne wird an dem RFID-Reader angeschlossen, der Messausgang der Helmholtz-Anordnung wird mit dem Oszilloskop verbunden.

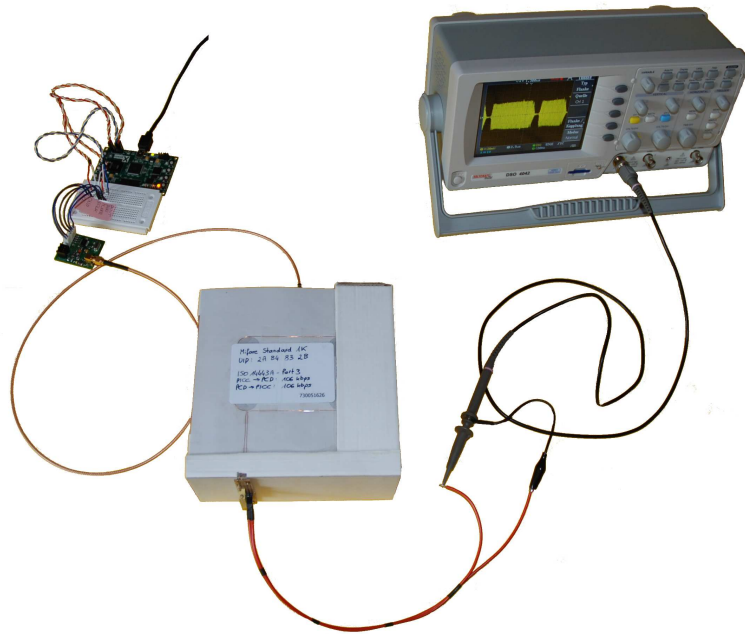


Abbildung 6.14: Messaufbau

Im unbelasteten Zustand wird die Amplitude des Messsignals, mit Hilfe des Drehpotentiometers, auf ein Minimum eingestellt [Abbildung 6.15]. Wird an einer Seite der Messspule ein Transponder in die Nähe gebracht, so misst man die Belastung des Magnetfeldes durch den Transponder [Abbildung 6.16].

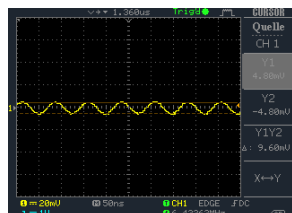


Abbildung 6.15: unbelastet

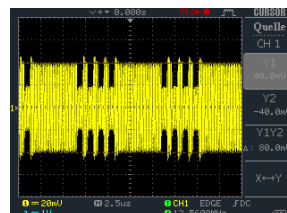


Abbildung 6.16: belastet

In Abbildung 6.17 und 6.18 ist das trägermodulierte Signal vom Transponder zum Reader zu erkennen. Die gemessene Übertragungsgeschwindigkeit von 106 kbit/s [Abbildung 6.17] stimmt mit der Norm [8] überein. Die Hilfsträgerfrequenz von 847 kHz wurde in Abbildung 6.18 gemessen. Die Flanken der modulierten Signale sind ausreichend steil, was auf eine gute Anpassung des Gütefaktors schließt. Aufgrund der korrekten Messergebnisse kann eine sichere Übertragung vom Transponder zum Reader gewährleistet werden.

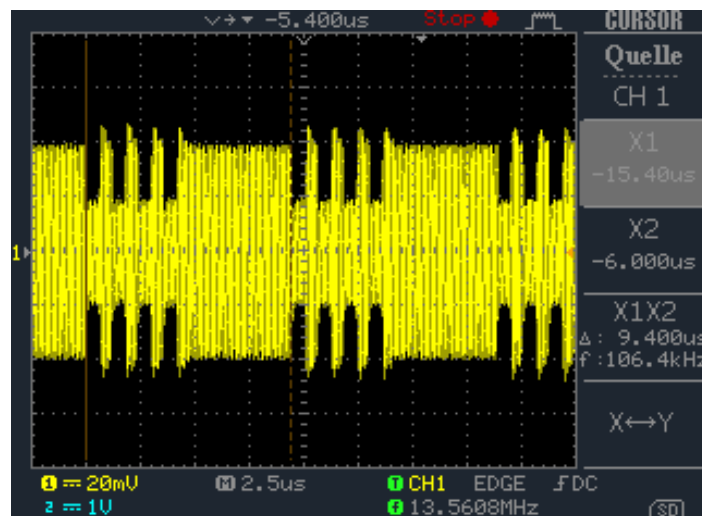


Abbildung 6.17: PICC ← PCD - Übertragungsgeschwindigkeit

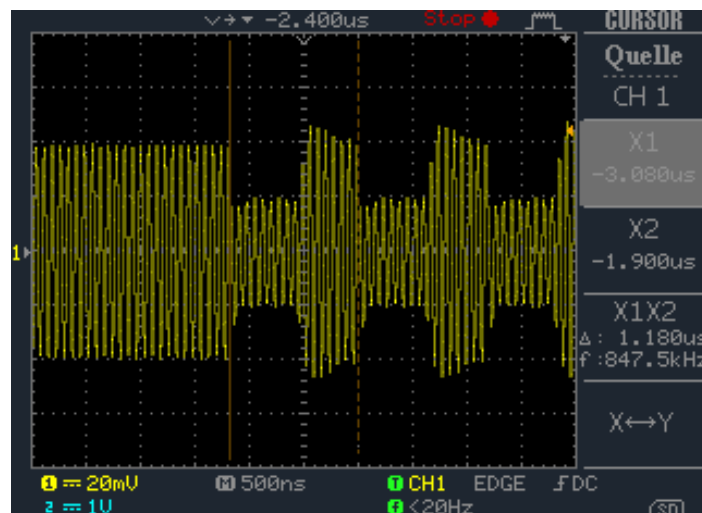


Abbildung 6.18: PICC ← PCD - Hilfsträger

Die Abbildungen 6.19 und 6.20 stellen Messungen einer Übertragung vom Reader zum Transponder dar. In Abbildung 6.19 wurde die Übertragungsgeschwindigkeit von 106 kbit/s überprüft. Die für die Kodierung notwendigen Austastlücken von $3 \mu\text{s}$ wurden in Abbildung 6.20 gemessen. Ebenso sind die Flanken der Austastlücken ausreichend steil. Aufgrund dieser Messergebnisse kann eine sichere Übertragung vom Reader zum Transponder gewährleistet werden.

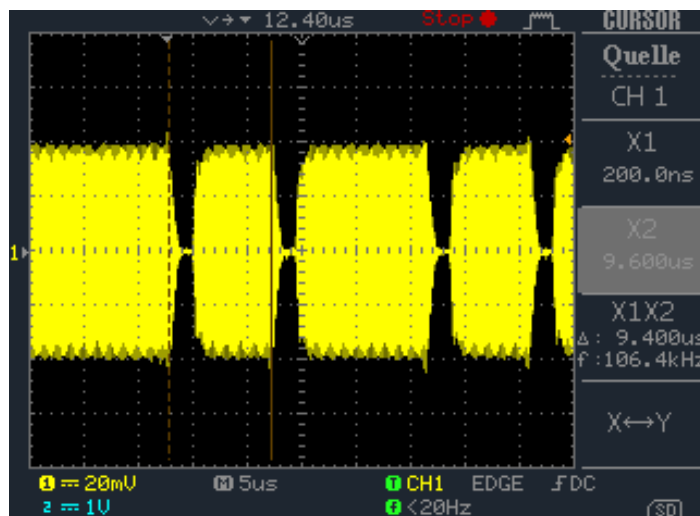


Abbildung 6.19: PCD \leftarrow PICC - Übertragungsgeschwindigkeit

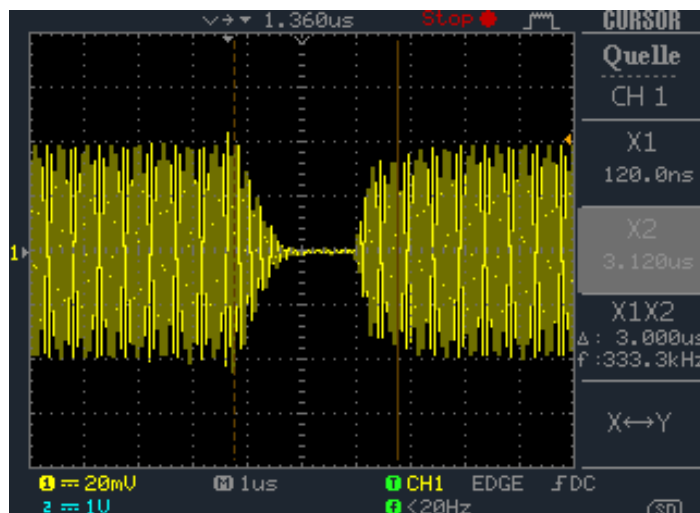


Abbildung 6.20: PCD \leftarrow PICC - Austastlücke

Kapitel 7

Schlussbemerkungen

Bei einem RFID-/NFC-System sind viele Parameter bereits durch einen Standard vorgegeben. Eine wichtige zu berücksichtigende Vorgabe sind die minimale und die maximale magnetische Feldstärke. H_{max} darf in keiner Position überschritten werden und stellt somit eine absolute obere Schranke dar. H_{min} gibt eine untere Grenze an, bis zu der ein Transponder korrekt funktionieren muss. Da die minimale magnetische Feldstärke eines Transponders oft kleiner als die im Standard festgelegte Feldstärke ist, sind größere Reichweiten möglich.

Ein weiterer Parameter stellt die Übertragungsgeschwindigkeit dar. Wird eine hohe Übertragungsgeschwindigkeit gefordert, so verringert sich die Reichweite, da der Gütefaktor zulasten der Seitenbänder verringert wird.

Die wichtigste Erkenntnis der Simulationen und Messungen ist, dass eine größere Antenne eine größere Reichweite bringt. Dennoch kann die Antenne nicht beliebig groß gewählt werden, da sie mit einer Anpassschaltung auf 50Ω gebracht werden muss.

Solange Koordinaten einer Leiterschleife zur Verfügung stehen, kann die Simulation auch für komplexere Antennengeometrien durchgeführt werden. Somit lässt sich die im Leerlauf induzierte Spannung für alle möglichen Antennen simulieren. Um die Reichweite abschätzen zu können, können die Simulationsergebnisse mit kreisförmigen Leiterschleifen, bei denen die Reichweite bekannt ist, verglichen werden.

Nach dem Aufbau eines ersten Prototypen kann die Antenne mit den standardisierten Messmethoden genauer evaluiert und überprüft werden. Mit dem Referenztransponder kann die zur Verfügung stehende Spannung ermittelt werden. Dadurch kann die Reichweite für einen bestimmten Transpondertyp auch ohne Vorhandensein des Transponders ermittelt werden.

Anhang A

Technische Ergänzungen

A.1 Abkürzungen und Konstanten

ASK	Amplitude Shift Keying
ATQA	Answer To Request
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CRC	Cyclic Redundancy Check
DC	Direct Current
ECMA	European Computer Manufacturers Association
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FET	Feldeffekttransistor
IC	Integrated Circuit
IEC	International Electrotechnical Commission
ISO	International Organization for Standardization
ITU	International Telecommunication Union
NFC	Near Field Communication
NRZ	Non Return to Zero
REQA	Request A
RFID	Radio Frequency Identification
SAK	Select Acknowledge
SMA	Sub-Miniature-A (koaxialer Steckverbinder)
PCD	Proximity Coupling Device
PICC	Proximity Integrated Circuit Card
UID	Unique Identifier

Tabelle A.1: Abkürzungen

$\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$	elektrische Feldkonstante
$\mu = 1,257 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am}$	magnetische Feldkonstante
$c = 299792458 \text{ m/s}$	Lichtgeschwindigkeit
$k = 1,380662 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$	Boltzmann-Konstante
$f = 13,56 \text{ MHz}$	Trägerfrequenz/Sendefrequenz

Tabelle A.2: Konstanten

A.2 Vektoranalysis

A.2.1 Skalar- und Vektorfelder

Ein Skalarfeld besitzt in jedem Punkt einen Wert, z. B. die Temperatur $T(x, y, z)$ in einem Raum. Ein Vektorfeld besteht aus Vektoren (Wert und Richtung), z. B. die Geschwindigkeit $v(x, y, z)$ einer Flüssigkeit.

Vektoren werden in einer unterschiedlichen Notation geschrieben: \vec{H} , \bar{H} oder \mathbf{H} .

A.2.2 Berechnungsvorschriften

Das Ergebnis des Skalarprodukts ist ein Scalarwert und wird durch Formel A.1 oder A.2 berechnet.

$$\vec{A} \cdot \vec{B} = A_x B_x + A_y B_y + A_z B_z \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{A} \cdot \vec{B} = |\vec{A}| |\vec{B}| \cos \angle (\vec{A}, \vec{B}) \quad (\text{A.2})$$

Das Ergebnis des Vektorprodukts ist ein Vektor und wird durch Formel A.3 berechnet.

$$\vec{A} \times \vec{B} = \begin{pmatrix} A_y B_z - A_z B_y \\ A_z B_x - A_x B_z \\ A_x B_y - A_y B_x \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$|\vec{A} \times \vec{B}| = |\vec{A}| |\vec{B}| \sin \angle (\vec{A}, \vec{B}) \quad (\text{A.4})$$

A.2.3 Ableitung von Feldern – Nabla-Operator

Der Nabla-Operator (∇) angewandt auf ein Skalarfeld ergibt ein Vektorfeld, den Gradienten [Formel A.5]. Dieses Vektorfeld gibt die Änderungsrate und die Richtung mit der höchsten Änderung an [13].

$$\text{grad } S = \nabla S = \begin{pmatrix} \partial S / \partial x \\ \partial S / \partial y \\ \partial S / \partial z \end{pmatrix} \quad (\text{A.5})$$

∇ angewandt auf ein Vektorfeld ergibt ein Skalarfeld, die Divergenz [Formel A.6]. Die Divergenz gibt an, ob das Vektorfeld Quellen oder Senken besitzt. Ist das Vektorfeld quellenfrei, so ist die Divergenz überall gleich 0.

$$\text{div } \vec{V} = \nabla \cdot \vec{V} = \frac{\partial V_x}{\partial x} + \frac{\partial V_y}{\partial y} + \frac{\partial V_z}{\partial z} \quad (\text{A.6})$$

Wird ∇ mit dem Vektorprodukt auf einem Vektor angewandt, so ergibt es wieder ein Vektorfeld [Formel A.7]. Diese Operation wird auch Rotation

genannt und gibt die Rotationsbewegungen in einem Geschwindigkeitsfeld bekannt.

$$\text{rot } \vec{V} = \nabla \times \vec{V} = \begin{pmatrix} \partial V_z / \partial y - \partial V_y / \partial z \\ \partial V_x / \partial z - \partial V_z / \partial x \\ \partial V_y / \partial x - \partial V_x / \partial y \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

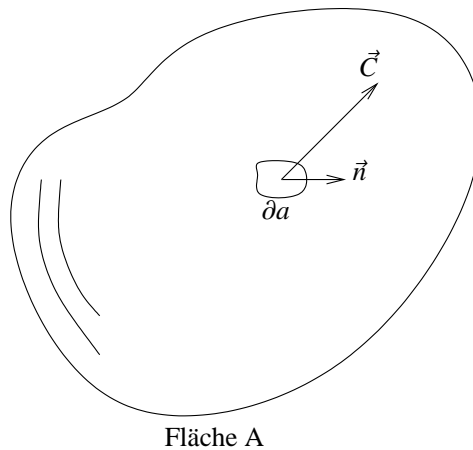
A.2.4 Fluss

Der Fluss ist definiert als mittlere Normalkomponente multipliziert mit dem Flächeninhalt [Formel A.8, A.9, A.10].

$$\text{Fluss von } C \text{ durch Fläche } A = \int_A \vec{C} \cdot \vec{n} \, \partial a \quad (\text{A.8})$$

$$\partial a = \partial x \, \partial y \quad (\text{A.9})$$

$$\vec{C} \cdot \vec{n} = C_n \dots \text{Teil von } \vec{C}, \text{ der normal zur Fläche } a \text{ ist} \quad (\text{A.10})$$



Fläche A

Abbildung A.1: Fluss

A.2.5 Zirkulation

Die Zirkulation ist definiert als die mittlere Tangentialkomponente multipliziert mit dem Umfang [Formel A.11, A.12].

$$\oint_S C_t \, \partial s = \oint_S \vec{C} \cdot \partial \vec{s} \quad (\text{A.11})$$

$$S \dots \text{geschlossene Kurve} \quad (\text{A.12})$$

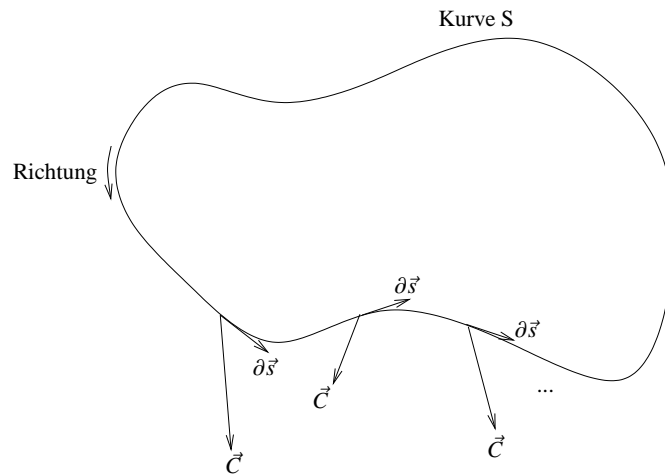


Abbildung A.2: Zirkulation

A.2.6 Gauß'scher Satz

Der Gauß'sche Satz stellt einen Zusammenhang zwischen dem Fluss und der Divergenz her [Formel A.13, A.14, A.15].

$$\int_A \vec{C} \cdot \vec{n} \, da = \int_V \nabla \cdot \vec{C} \, dv \quad (\text{A.13})$$

$$A \dots \text{geschlossene Fläche} \quad (\text{A.14})$$

$$V \dots \text{Volumen, von A umschlossen} \quad (\text{A.15})$$

A.2.7 Stokes'scher Satz

Der Stokes'sche Satz stellt einen Zusammenhang zwischen Zirkulation und Rotation her [Formel A.16, A.17, A.18].

$$\oint_S \vec{C} \cdot d\vec{s} = \int_A (\nabla \times \vec{C})_n \, da \quad (\text{A.16})$$

$$S \dots \text{geschlossene Kurve} \quad (\text{A.17})$$

$$A \dots \text{Fläche, von S umrandet} \quad (\text{A.18})$$

A.3 Schwingkreise

Bei der Konstruktion von RFID-Antennen werden Schwingkreise verwendet, welche für eine Spannungs- bzw. Stromüberhöhung sorgen.

A.3.1 Parallelschwingkreis

Der Parallelschwingkreis [Abbildung A.3] ergibt bei der Resonanzfrequenz einen maximalen Widerstand [Formel A.19], somit erreicht der Gesamtstrom den Minimalwert. An der Spule und am Kondensator kommt es zu einer Stromüberhöhung.

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C} \quad (\text{A.19})$$

Da der Leitwert bei Resonanz gleich 0 ist [Formel A.20], kann die Resonanzkreisfrequenz mit der Formel A.21 berechnet werden.

$$\frac{1}{j\omega L} + j\omega C = 0 \quad (\text{A.20})$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (\text{A.21})$$

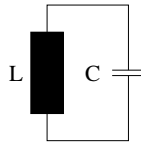


Abbildung A.3: idealer Parallelschwingkreis

Bei realen Bedingungen besteht der Schwingkreis aus einem zusätzlichen Widerstand [Abbildung A.4], der das Schwingverhalten dämpft. Dieser Widerstand kann in Serie zur Spule bzw. parallel zur Spule betrachtet werden [Formel A.22].

$$R_S + j\omega L_S = \frac{R_P \cdot j\omega L_P}{R_P + j\omega L_P} \quad (\text{A.22})$$

Die resultierende Resonanzfrequenz lässt sich mit Formel A.23 berechnen. Aufgrund des parallelen Widerstandes ist der Leitwert bei Resonanz ungleich 0 [Formel A.24].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C} - \frac{R_S^2}{L_S^2}} \quad (\text{A.23})$$

$$Z_{res} = R_P = \frac{L_S}{R_S C} \quad (\text{A.24})$$

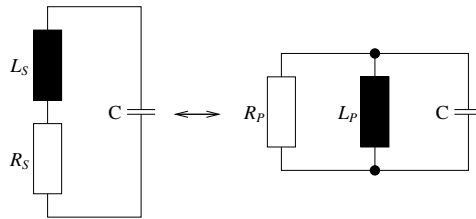


Abbildung A.4: realer Parallelschwingkreis

Der Gütefaktor beschreibt die Spannungs- bzw. Stromüberhöhung eines Schwingkreises und berechnet sich aus Blindleistung dividiert durch Wirkleistung. Der Widerstand parallel zur Spule ergibt Formel A.25. Mit dieser Impedanz lässt sich der Gütefaktor berechnen [Formel A.26].

$$Z_{RL} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_P} + \frac{1}{R_P}} = \frac{j\omega L_P \cdot R_P}{j\omega L_P + R_P} = \frac{-\omega^2 L_P^2 R_P - j\omega L_P R_P^2}{R_P^2 + \omega^2 L_P^2} \quad (\text{A.25})$$

$$Q = \frac{\text{Im}\{Z_{RL}\}}{\text{Re}\{Z_{RL}\}} = \frac{\omega L_P R_P^2}{\omega^2 L_P^2 R_P} = \frac{R_P}{\omega L_P} = R_P \sqrt{\frac{C}{L_P}} \quad (\text{A.26})$$

A.3.2 Serienschwingkreis

Der Serienschwingkreis [Abbildung A.5] ergibt bei der Resonanzfrequenz den kleinsten Widerstand [Formel A.27], somit wird der Strom nur vom Ohm'schen Widerstand begrenzt. Der Maximalwert des Stromes sorgt an der Spule und am Kondensator für eine Spannungsüberhöhung.

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{A.27})$$

Da der Widerstand bei Resonanz gleich 0 ist [Formel A.28], kann die Resonanzkreisfrequenz mit der Formel A.29 berechnet werden.

$$j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = 0 \quad (\text{A.28})$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad (\text{A.29})$$



Abbildung A.5: idealer Serienschwingkreis

Bei realen Bedingungen besteht der Schwingkreis aus einem zusätzlichen Widerstand [Abbildung A.6], der das Schwingverhalten dämpft. Die resultierende Resonanzfrequenz ist gleich der des idealen Schwingkreises A.30.

Aufgrund des seriellen Widerstandes ist der Widerstand bei Resonanz ungleich 0 [Formel A.31].

$$f_{res} = f_{resideal} \quad (\text{A.30})$$

$$Z_{res} = R \quad (\text{A.31})$$

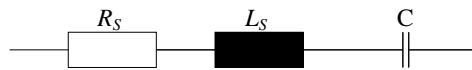


Abbildung A.6: realer Serienschwingkreis

Der Gütefaktor berechnet sich laut Formel A.32

$$Q = \frac{\text{Im}\{Z_{RL}\}}{\text{Re}\{Z_{RL}\}} = \frac{\omega L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A.32})$$

Anhang B

Druckvorlagen

Die Herstellung der verwendeten Antennen erfolgte mit Hilfe von ausgedruckten Vorlagen. Die Vorlagen wurden auf eine Styroporplatte gelegt und mit Drahtstiften an den Enden fixiert. Der Kupferlackdraht konnte im Anschluss um diese Stifte einfach gewickelt werden. Zur Stabilisierung wurden die Antennen im letzten Schritt noch laminiert.

Die Vorlage für eine Antenne im ID1-Format ist in Abbildung B.1 dargestellt. Für unterschiedliche kreisförmige Antennen kann die Vorlage in Abbildung B.2 verwendet werden. In der Abbildung B.3 wird die Vorlage für eine Messspule dargestellt.

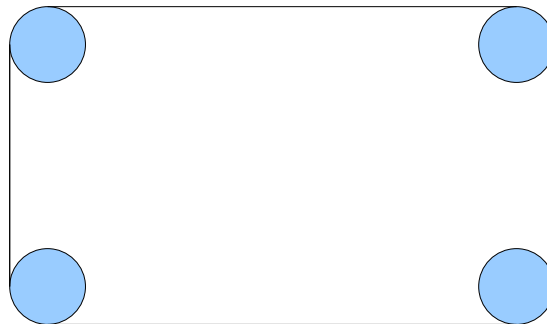


Abbildung B.1: Vorlage – Antennen im ID1-Format

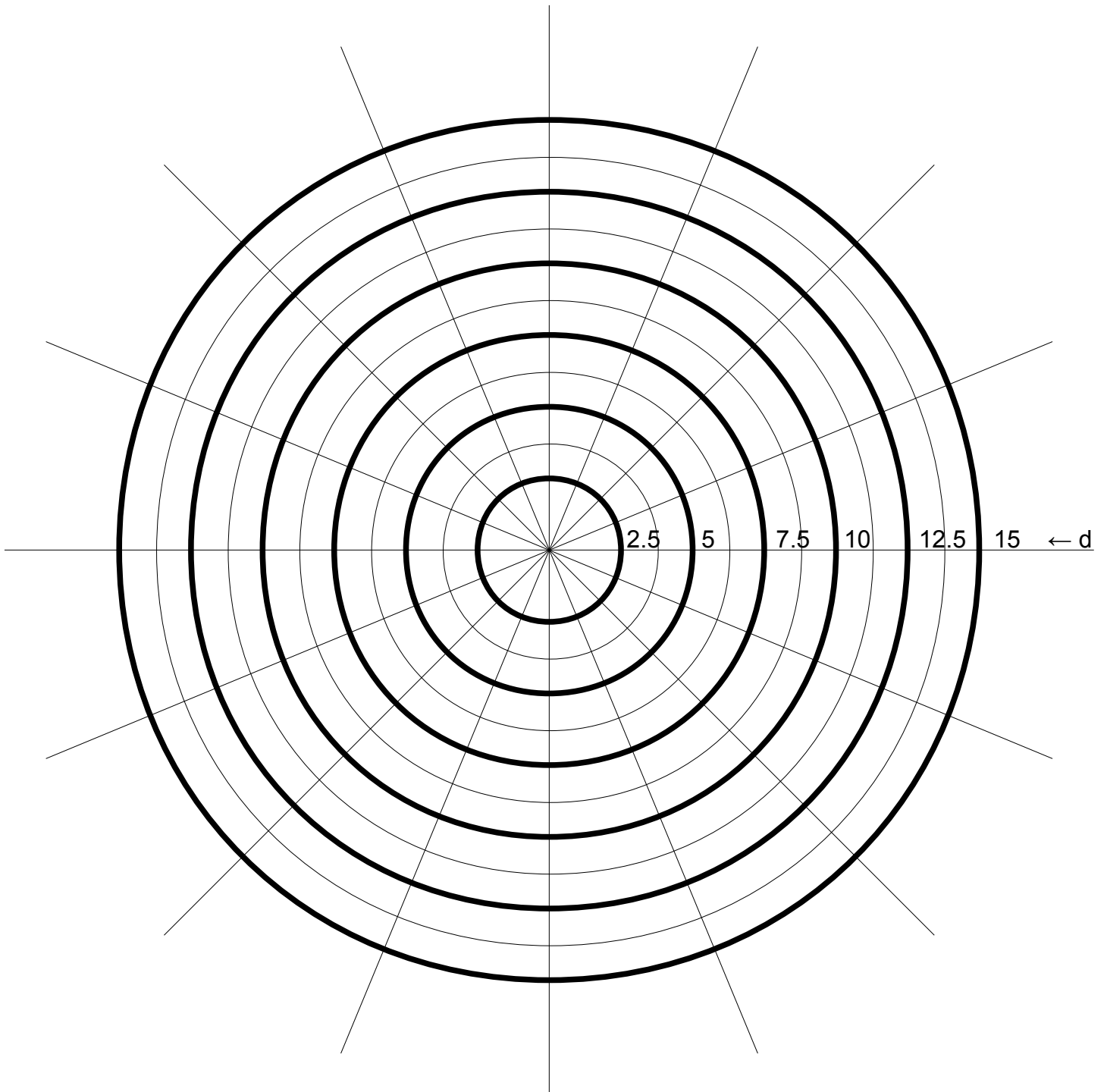


Abbildung B.2: Vorlage – runde Antennen

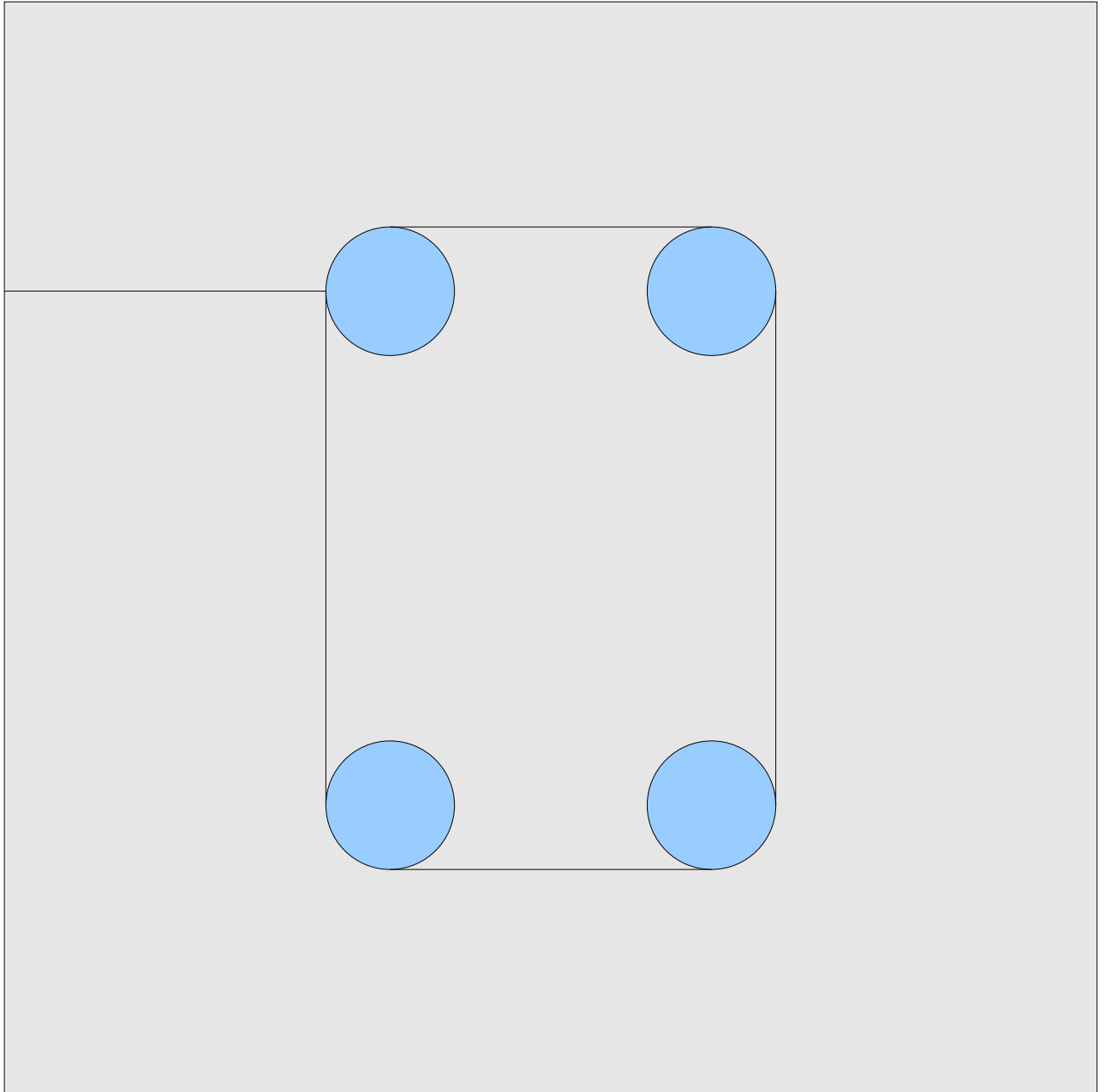


Abbildung B.3: Vorlage für Messspule

Anhang C

Inhalt der CD-ROM/DVD

Format: CD-ROM, Single Layer, ISO9660-Format

Pfad: /

DA.pdf Diplomarbeit

Pfad: /Antennen/

ID1Card.pdf Druckvorlage ID1-Karte

klKalibrierspule.pdf Druckvorlage Kalibrierspule $d = 2$ cm

MessSpule.pdf Druckvorlage Messspule

rundeAntGeom.pdf Druckvorlage runder Antennen

Pfad: /Antennen/S11_Antennen/

2_4cmAntenna.jpg Smithchart 2,40 cm Antennen-Anpassung

2_5cmAntenna.jpg Smithchart 2,50 cm Antennen-Anpassung

3_75cmAntenna.jpg Smithchart 3,75 cm Antennen-Anpassung

4_8cmAntenna.jpg Smithchart 4,80 cm Antennen-Anpassung

5cmAntenna.jpg Smithchart 5,00 cm Antennen-Anpassung

6_25cmAntenna.jpg Smithchart 6,25 cm Antennen-Anpassung

Pfad: /Datenblaetter/

MLX12115_DS.pdf Melexis MLX12115 Datenblatt

Series6000_DS.pdf TI S6700 Datenblatt

Series6000_UG.pdf TI S6700 Benutzerhandbuch

Pfad: /Reader/

FW_AVRXplain.zip . . .	Reader Firmware (Source + Binary)
PCB_2_Eagle.zip . . .	Reader PCB Layout
PCB_2_Gerber.zip . . .	Reader Gerber Dateien

Pfad: /Simulationen/

CRC.cpp	CRC Simulation
MatchingCircuite1.m . . .	50- Ω -Anpassung – Version 1
MatchingCircuite2.m . . .	50- Ω Anpassung – Version 2
Sim1_1.m	Simulation magn. Feldstärke
Sim1_1b.m	Simulation magn. Feldstärke
Sim1_2.m	magn. Feldstärke in Abhängigkeit der Entfernung
Sim1_2b.m	magn. Feldstärke in Abhängigkeit des Radius
Sim1_3.m	optimaler Radius
Sim1_4.m	induzierte Spannung im Transponder
Sim1_5.m	Ansprechfeldstärke
Sim1_6.m	Transponderimpedanz
Sim2_1.m	Vergleich Biot-Savart-Gesetz mit abstrakten Formeln
Sim2_2.m	magn. Feldstärke mit Biot-Savart-Gesetz
Sim2_3.m	magn. Feldstärke mit Biot-Savart-Gesetz
Sim2_4.m	magn. Feldstärke mit Biot-Savart-Gesetz
Sim2_5.m	magn. Feldstärke mit Biot-Savart-Gesetz
Sim3_1.m	Berechnung Antennen-Ersatzschaltung
Sim3_2.m	Berechnung Antennen-Strom
Sim3_3a.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_3b.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_4a.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_4b.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_5a.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_5b.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_6a.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_6b.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_7a.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_7b.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_8a.m	Vergleich Messwerte mit Simulation

Sim3_8b.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_9.m	Vergleich Messwerte mit Simulation
Sim3_10.m	Vergleich aller Messwerte
Sim3_11.m	gemessene Reichweite

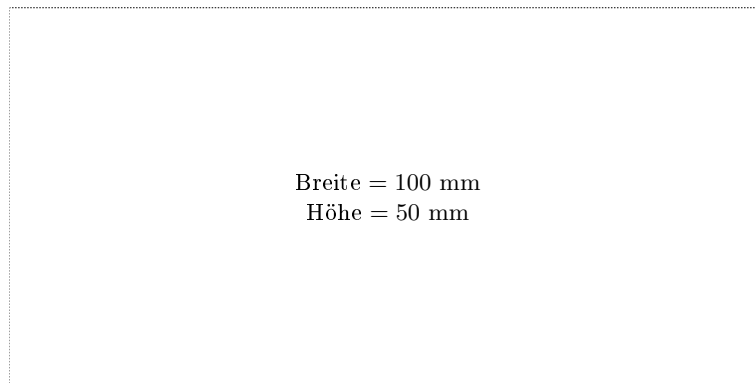
Literaturverzeichnis

- [1] *Hf reader system series 6000*. Techn. Ber., Texas Instrument, Apr. 2009. <http://focus.ti.com/lit/ds/scbs856/scbs856.pdf>.
- [2] Atmel: *Avr dragon - programming and debugging tool*, 2010. http://www.atmel.com/dyn/products/tools_card_v2.asp?tool_id=3891&source=redirect.
- [3] Atmel: *Xplain - evaluation and demonstration kit for atxmega128a1*, 2010. http://www.atmel.com/dyn/products/tools_card_v2.asp?tool_id=4506&source=explain_page.
- [4] Finkenzeller, K.: *RFID Handbuch*. Carl Hanser Verlag München, 5. Aufl., 2008.
- [5] Goulbourne, A.: *HF Antenna Design Notes, Technical Application Report*. Techn. Ber., Texas Instrument, Sep. 2003. <http://www.ti.com/rfid/docs/manuals/appNotes/HFAntennaDesignNotes.pdf>.
- [6] ISO/IEC_10373-6: *identification cards - test methods - part 6: proximity cards*, Dez. 2008.
- [7] ISO/IEC_14443-1: *contactless integrated circuit(s) cards - part 1: physical characteristics*, Feb. 2007.
- [8] ISO/IEC_14443-2: *contactless integrated circuit(s) cards - part 2: radio frequency power and signal interface*, Nov. 2008.
- [9] ISO/IEC_14443-3: *contactless integrated circuit(s) cards - part 3: initialization and anticollision*, Nov. 2008.
- [10] ISO/IEC_14443-4: *contactless integrated circuit(s) cards - part 4: transmission protocol*, März 2007.
- [11] Lee, Y.: *RFID Coil Design*. Techn. Ber., Microchip Technology Inc., Sep. 1998. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00678b.pdf>.
- [12] Prechtl, A.: *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik - Band 2*. Springer Verlag Wien, 2. Aufl., 2008.

- [13] Richard P. Feynman, Robert B. Leighton, M. S.: *Feynman-Vorlesung über Physik - Band 2*. Oldenbourg Verlag München Wien, 5. Aufl., 2007.
- [14] Siart, U.: *Kurzanleitung zum Smith-Diagramm*. Techn. Ber., Technische Universität München, Okt. 2001. <http://www.hfs.ei.tum.de>.

Messbox zur Druckkontrolle

— Druckgröße kontrollieren! —



— Diese Seite nach dem Druck entfernen! —