



Institut für Kommunikationsnetze und Satellitenkommunikation

Nachrichtentechnik, Labor

RFID

Autoren:

Teresa Meier

Dipl.-Ing. Georg Egger

Dipl.-Ing. Dr. Michael Gebhart

Übungsleiter: Ao.Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr. Erich Leitgeb



Danksagung

Die Laborgeräte wurden dem Institut für Kommunikationsnetze und Satellitenkommunikation im Rahmen des PROACT-Programmes von der Firma Philips Gratkorn als Leihgeräte zur Verfügung gestellt.

Mehr über das Programm unter <http://proact.tugraz.at>

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	4
1.1	Das RFID-System und seine Bestandteile	4
1.2	Überblick über verschiedene RFID-Systeme	5
1.2.1	Unterscheidung nach Betriebsart	5
1.3	Unterscheidung nach Energieversorgung	5
1.4	Unterscheidung nach Betriebsfrequenz und Reichweite	5
2	Physikalische Grundlagen	8
2.1	Das Magnetfeld	8
2.1.1	Magnetische Induktion und magnetische Feldstärke	8
2.1.2	Durchflutungssatz	9
2.1.3	Der magnetische Fluss	9
2.2	Induktionsgesetz	9
2.2.1	Bewegungsinduktion	9
2.2.2	Ruheinduktion	10
2.3	Induktivität und Gegeninduktivität	10
2.3.1	Selbstinduktivität	10
2.3.2	Gegeninduktivität	11
2.4	Kopplungsfaktor	12
2.5	Wellenausbreitung im Fernfeld	12
2.6	Das Nahfeld	13
3	Transponder und Lesegerät	14
3.1	Induktive Kopplung	15
3.2	Das Lesegerät	17
3.3	Der Transponder	18
3.4	Kopplung von Transponder und Lesegerät	19
4	Energieübertragung	20
4.1	Resonanz	20
4.2	Spannungsregelung im Transponder	23
4.3	Energie- und Informationsreichweite, Ansprechfeldstärke	23
4.3.1	Energereichweite	25
4.3.2	Informationsreichweite	26
4.3.3	Ansprechfeldstärke	26
4.4	Ansprechbereich von Lesegeräten	27
5	Datenübertragung	29
5.1	Transformierte Transponderimpedanz	29
5.2	Lastmodulation	31
5.2.1	Ohmsche Lastmodulation	31
5.2.2	Kapazitive Lastmodulation	32
5.3	Lastmodulation mit Hilfsträger	32
5.4	Demodulation im Lesegerät	33
5.5	Übertragungsbandbreite	35

6	Messaufbau im Labor	36
6.1	Komponenten des ISO-Aufbaus	36
6.2	Ablauf der Messungen	39
6.2.1	Vorstellung des Mess-Aufbaus	39
6.2.2	Rückwirkungsfreie Messung des H-Feldes zweier PCD-Schleifenantennen mit unterschiedlichen Güten	39
6.2.3	Messung der H-Feldstärke über der Frequenz bei unterschiedlichen Antennengüten	41
6.2.4	Arbeitsbereich eines Lesegerätes	42
6.2.5	Seitenbandpegel der Transponder-Rückmodulation	43
7	Anwendungen	44
7.1	Warensicherung in Kaufhäusern	45
7.2	Oberflächenwellentransponder	47
7.2.1	Interdigitalwandler	47
7.2.2	Reflektoren	48
7.2.3	Funktionsweise von OFW-Transpondern	49

1 Einführung

1.1 Das RFID-System und seine Bestandteile

RFID steht für „Radio Frequency Identification“ (Identifikation über Funkwellen) und bedeutet kontaktlose Energie- und Datenübertragung zu Datenträgern für Anwendungen in der Logistik und Sensorik. Bekannte Systeme solcher Art sind zum Beispiel Warensicherungen in Kaufhäusern, Ersatz für den optischen Barcode (Strichcode) auf diversen Waren in Supermärkten, die kontaktlose Autoverriegelung und noch vieles mehr. RFID-Systeme kommen in immer mehr Bereichen zur Anwendung mit dem Ziel, Information auf kontaktlosem Weg bereitzustellen. Vorteile solcher Systeme sind hohe Datendichte, sehr schnelle Lesegeschwindigkeit und nicht allzu hohe Anschaffungskosten. Außerdem sind sie resistent gegen Schmutz, Nässe und Verschleißerscheinungen und das Lesen durch Personen bzw. das Kopieren des Datenträgers sind nicht möglich.

Typische RFID-Systeme im 13 MHz Band bestehen immer aus zwei Komponenten:

Transponder: Er besteht aus einer Antennenspule (diese Spule wird als Koppellement bezeichnet) in einem Resonanzkreis und aus einem elektronischen Mikrochip. Der Chip wird über das Koppelement mit Energie und Information versorgt und kann Information aus einem Speicher nach außen abgeben. Der Transponder ist passiv, er hat also keine eigene Batterie zur Spannungsversorgung. Er ist der Datenträger des RFID-Systems. Die übertragene Datenmenge reicht von einigen Bytes bis zu mehreren Kilobytes, je nach Anwendung.

Lesegerät: Es besteht auch aus einem Koppellement, einem Hochfrequenzmodul (Sender und Empfänger), einer Steuereinheit und einer Schnittstelle für die Verbindung zu anderen Applikationen (PC,...).

Der Austausch von Daten zwischen Transponder und Lesegerät erfolgt über ein magnetisches Hochfrequenz-Wechselfeld, also kontaktlos. Über das selbe HF-Feld wird die Energie, die der Transponder zum Betrieb benötigt, vom Lesegerät zum Transponder übertragen.

1 Einführung

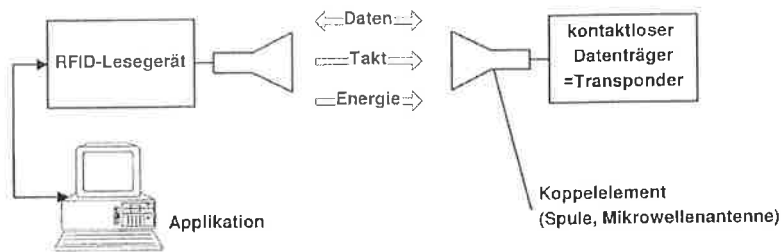


Abbildung 1: Bestandteile eines RFID-Systems [1]

1.2 Überblick über verschiedene RFID-Systeme

Da es viele verschiedene Varianten von RFID-Systemen gibt, werden sie am besten von unterschiedlichen Gesichtspunkten her betrachtet und nach ihren Anwendungen unterschieden.

1.2.1 Unterscheidung nach Betriebsart

Voll- und Halbduplexverfahren (FDX bzw. HDX): Bei dieser Betriebsart bleibt das HF-Feld des Lesegerätes immer eingeschaltet, auch wenn der Transponder gerade seine Antwort an das Lesegerät schickt. Da jedoch das Signal des Transponders gegenüber dem Signal des Lesegerätes sehr schwach sein kann, werden geeignete Verfahren zur Datenübertragung verwendet, üblich ist Lastmodulation mit bzw. ohne Hilfsträger.

Sequentielle Verfahren (SEQ): Bei diesen Verfahren wird das HF-Feld des Lesegerätes die ganze Zeit über periodisch für einen kurzen Moment abgeschaltet. Der Transponder erkennt diese Sendepausen und nutzt sie um seine Antwort an das Lesegerät zu schicken. Wie bereits erwähnt, hat der Transponder keine eigene Spannungsversorgung; er bezieht seine Energie aus dem HF-Feld des Lesegerätes. Dies stellt einen Nachteil bei SEQ dar, da die Energieversorgung während den Sendepausen ausfällt. Abhilfe schaffen am Transponder eingebaute Stützkondensatoren oder Stützbatterien, die diese Versorgungslücken kompensieren.

1.3 Unterscheidung nach Energieversorgung

Passive Transponder: Sie beziehen ihre gesamte Energie aus dem HF-Feld des Lesegerätes. Befindet sich der Transponder nicht in ausreichender Nähe zum Lesegerät, steht ihm keine Spannungsversorgung zur Verfügung und Daten können weder empfangen noch gesendet werden.

Aktive Transponder: Diese spezielle Art von Transpondern besitzt eine Batterie, welche die für den Betrieb des Transponderchips nötige Energie ganz oder teilweise liefert. Batterien, die nur einen Teil der nötigen Energie liefern, dienen dann lediglich als Stützbatterie (z.B. im Falle von SEQ).

1.4 Unterscheidung nach Betriebsfrequenz und Reichweite

Mit Betriebsfrequenz eines RFID-Systems ist immer die Sendefrequenz des Lesegerätes gemeint. In den meisten Fällen ist die Sendefrequenz des Transponders die gleiche wie die des Lesegerätes.

Die verschiedenen Betriebsfrequenzen werden drei Bereichen zugeordnet (siehe Tabelle 1). Zusätzlich kann man RFID-Systeme nach der Reichweite einteilen (siehe Tabelle 2). Man sollte jedoch

1 Einführung

Bereich	Frequenz
LF (Low Frequency)	30 kHz .. 300 kHz
HF bzw. RF (High Frequency bzw. Radio Frequency)	3 MHz .. 30 MHz
UHF (Ultra High Frequency)	300 MHz .. 3 GHz
Mikrowelle	> 3 GHz

Tabelle 1: Bereiche der Betriebsfrequenzen

diese zwei Einteilungen immer gemeinsam betrachten, da die Reichweite eines Systems aus seiner Betriebsfrequenz resultiert. Demzufolge fallen Remote-coupling Systeme in den LF- und HF- bzw. RF-Bereich, da sie mit Frequenzen zwischen 100 kHz und 30 MHz betrieben werden. Longrange Systeme hingegen haben typischerweise Betriebsfrequenzen von z.B. 2,45 GHz oder 5,8 GHz; diese gehören also zum Mikrowellenbereich. Systeme dieser Art werden deshalb auch Mikrowellensysteme genannt.

Art des RFID-Systems	Reichweite
Remote-coupling Systeme	0 m .. 1 m
Longrange Systeme	> 1 m

Tabelle 2: Reichweite der verschiedenen RFID-Systeme

In Tabelle 3 sind die wichtigsten Eigenschaften der zu den verschiedenen Betriebsfrequenzbereichen gehörenden RFID-Systeme zusammengefasst.

1 Einführung

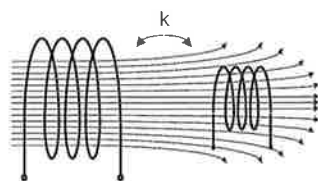

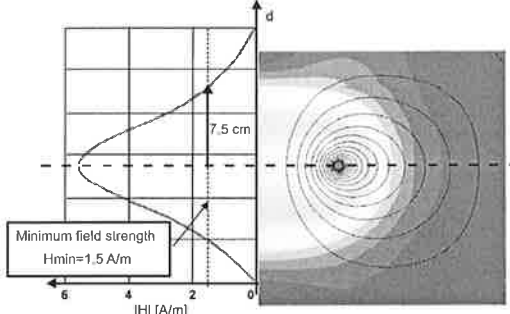
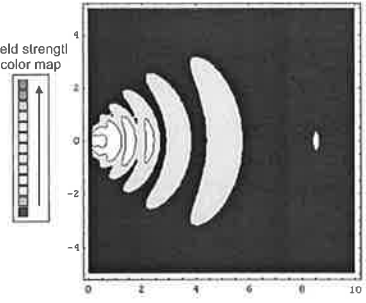
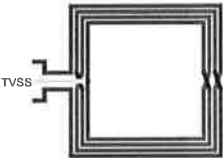

RFID-Frequenzen	LF (125 kHz)	RF (13,56 MHz)	UHF (EU 866 MHz, USA 915 MHz)
Prinzip	 Induktive Kopplung im Nahfeld		 Backscattering (ähnlich Radar), Änderung des Rückstreuquerschnitts
Feld	Homogener Verlauf im Voll-Raumwinkel, im Nahfeld starke Abnahme mit Distanz ($\vec{H} \sim \frac{1}{d^3}$)		Richtwirkung gut möglich, Feld- Nullstellen und Überreichweiten
Feldbild	 Minimum field strength $H_{min} = 1.5 \text{ A/m}$ 7.5 cm $ H \text{ [A/m]}$		 Field strength color map
Frequenzbandlimits		EN 300 330	ETSI EN 300 220 ETSI EN 302 208 ECC TR 70-03
Transponder- antennen	Spule im Resonanzkreis, viele Windungen. Mehr Verbrauch von Kupfer, et- was teurer	 Spule im Resonanzkreis, wenige Windungen	 Dipol (E-Feld-Antenne)
Umgebungseinfluss:			
Wasser	Kein Problem	Gering	Kritisch
Metall	Gering	Kritisch	Weniger kritisch (Reflexion)
Reichweite	~ 0,6 m	~ 1,5 m	US: ~ 7 m, EU: ~ 3 m
Standards und typische Anwendungen	ISO 11 784/85 Tieridentifikation	ISO 14 443 Zutritts- und Berechtigungskarten, Passport, etc. („Smart Cards“) ISO 15 693 Produktkennzeichnung („Smart Labels“) ISO 18 092 NFC	ANSI MH 10.8.4 Mehrweg-Container ISO 18000-6 Güterlogistik

Tabelle 3: Betriebsfrequenzbereiche und Eigenschaften der zugehörigen RFID-Systeme

2 Physikalische Grundlagen

2.1 Das Magnetfeld

2.1.1 Magnetische Induktion und magnetische Feldstärke

Jeder stromdurchflossene Leiter hat ein Magnetfeld zur Folge, dessen Feldlinien mit dem Vektor \vec{H} - der magnetischen Feldstärke - beschrieben werden. Magnetische Feldlinien sind, im Gegensatz zu elektrischen Feldlinien, immer in sich geschlossen. Es existieren also keine magnetischen Einzelladungen und das Magnetfeld ist immer quellenfrei. (Gäbe es magnetische Ladungen, wären die magnetischen Feldlinien nicht in sich geschlossen).

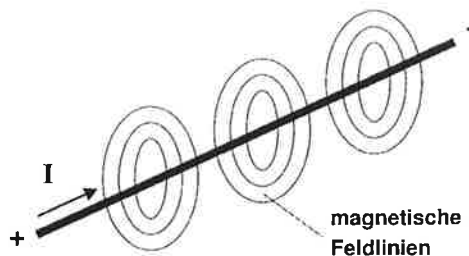


Abbildung 2: Magnetische Feldlinien um einen stromdurchflossenen Leiter [1]

Eine zeitliche Änderung des Stroms im Leiter, bewirkt eine dazu proportionale Änderung der magnetischen Feldstärke \vec{H} . Um nun auch die Materialeigenschaften des Raumes berücksichtigen zu können, wurde die magnetische Induktion \vec{B} (auch magnetische Flussdichte genannt) definiert. Mit \vec{H} wird der Verlauf der magnetischen Feldlinien in gleicher Weise wie mit \vec{B} beschrieben, nur werden die Eigenschaften des Raumes, in dem sich das Magnetfeld ausbreitet, berücksichtigt. Folgender Zusammenhang besteht zwischen magnetischer Induktion und magnetischer Feldstärke:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$$

μ_0 beträgt $4\pi 10^{-6}$ Vs/Am und beschreibt die magnetische Leitfähigkeit (die Permeabilität) des Vakuums. Die relative Permeabilität μ_r gibt an, um welches Vielfache die Permeabilität eines Materials größer oder kleiner als μ_0 ist.

\vec{H} bzw. \vec{B} bei einem geraden Leiter entlang einer magnetischen Feldlinie mit dem Radius r ergeben sich zu:

$$|\vec{H}| = \frac{I}{2\pi r} \quad \left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$$

$$|\vec{B}| = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad \left[\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = \text{T} \right]$$

Die Ursache des Magnetfeldes kann also mit der magnetischen Feldstärke \vec{H} und seine Wirkung mit der magnetischen Induktion \vec{B} beschrieben werden.

2.1.2 Durchflutungssatz

Man stelle sich wieder einen stromdurchflossenen Leiter vor, der von magnetischen Feldlinien umgeben wird. Bildet man das geschlossene Wegintegral über eine Feldlinie von \vec{H} , so ergibt das:

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = I$$

Bei Integration über mehrere stromdurchflossene Leiter (Anzahl N):

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = NI = \Theta = \sum I$$

Die Durchflutung Θ entspricht also der Summe der eingeschlossenen Ströme. Diese werden von den Feldlinien wie Wirbel umschlossen. Anders ausgedrückt: Θ steht für die Wirbel des magnetischen Feldes (NB: Θ wird in Ampere angegeben).

Der Durchflutungssatz dient zur allgemeinen Beschreibung vom geschlossenen Wegintegral über die magnetische Feldstärke \vec{H} .

2.1.3 Der magnetische Fluss

Der magnetische Fluss Φ ist definiert als Integration der magnetischen Induktion \vec{B} über eine Querschnittsfläche A und beschreibt die magnetische Strömung.

$$\Phi = \int \vec{B} d\vec{A} = BA \quad [Vs = Wb \text{ (Weber)}]$$

Φ entspricht der Gesamtanzahl der Feldlinien von \vec{B} , die eine Fläche A durchsetzen. \vec{B} wird daher auch als magnetische Flussdichte bezeichnet.

2.2 Induktionsgesetz

Das Induktionsgesetz beschreibt die Entstehung elektrischer Spannung bzw. eines elektrischen Feldes durch Änderung des magnetischen Flusses Φ . In allgemeiner Form lautet es:

$$u_i = \int \vec{E}_i d\vec{s} = \frac{d\Phi}{dt}$$

Man unterscheidet zwei Arten der Induktion, die Bewegungsinduktion und die Ruheinduktion.

2.2.1 Bewegungsinduktion

Wird eine Leiterschleife normal zu einem homogenen, zeitlich nicht veränderlichen Magnetfeld bewegt, so wird in ihr eine Spannung induziert. Grund dafür ist die Kraftwirkung des Magnetfeldes auf die Ladungen in der bewegten Leiterschleife. Positive Ladungen werden in die eine Richtung gedrängt, negative in die andere (Ladungstrennung). Dieser Strom hat wiederum ein Magnetfeld zur Folge, welches den durch die Leiterschleifenfläche tretenden magnetischen Fluss Φ (also das ursprüngliche Magnetfeld) verringert. Ursache (Φ) und Wirkung (Strom) sind also entgegengerichtet. Dieser Zusammenhang wird mit der Lenzschen Regel beschrieben.

2.2.2 Ruheinduktion

Hierbei wird eine feststehende Leiterschleife von einem zeitlich veränderlichen Magnetfeld durchsetzt. Dadurch wird in ihr eine Spannung induziert, die wiederum einen Strom zur Folge hat. Die Wirkung des durch Änderung von Φ entstehenden elektrischen Feldes ist jedoch nicht immer gleich. Sie hängt von den Eigenschaften des umgebenden Raumes ab.

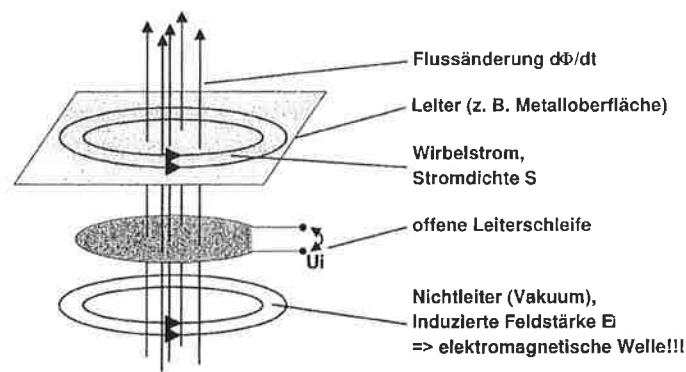


Abbildung 3: Entstehung von Wirbelströmen in einer leitenden Fläche (oben); Bildung einer Induktionsspannung bei Leiterschleifen (Mitte); Entstehung eines elektrischen Wirbelfeldes im Vakuum (unten) [1]

Unterschiedliche Fälle (siehe Abbildung 3):

- a) Metalloberfläche:** Eine elektrische Feldstärke \vec{E} wird induziert. Dadurch entstehen sogenannte Wirbelströme (kreisförmig fließende Ströme), die dem anregenden magnetischen Fluss entgegen wirken (Lenzsche Regel). Dies bewirkt eine Dämpfung von Φ in der Nähe der Metalloberfläche.
- b) Offene Leiterschleife:** Zwischen den Enden der Leiterschleife bildet sich eine Induktionsspannung.
- c) Vakuum (Nichtleiter):** Ein elektrisches Wirbelfeld entsteht. Ändert sich Φ periodisch, so entsteht ein sich fortplanzendes elektromagnetisches Feld.

2.3 Induktivität und Gegeninduktivität

Die Induktivität dient dazu um die magnetische Kopplung zwischen Leiterschleifen zu beschreiben. Man unterscheidet Selbst- und Gegeninduktivität.

2.3.1 Selbstinduktivität

Durch den in einer Leiterschleife fließenden Strom entsteht ein Magnetfeld und somit auch ein magnetischer Fluss Φ . Legt man nun N Leiterschleifen, die die gleiche Fläche A aufspannen und vom gleichen Strom I durchflossen werden, übereinander (Spule), so ergibt sich eine Flussverkettung Ψ aller Φ der einzelnen Leiterschleifen:

$$\Psi = N\Phi = NBA = N\mu HA$$

2 Physikalische Grundlagen

Die Selbstinduktivität L ist nun definiert als Verhältnis von verkettetem Fluss Ψ , der durch die von der Leiterschleife gebildete Fläche tritt, zum Strom in den Leiterschleifen:

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N\Phi}{I} \quad [\text{H (Henry)}]$$

Weiters folgt aus dem Induktionsgesetz:

$$u_i = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

Die Induktivität L ist eine kennzeichnende Größe von Spulen und hängt nur von der Permeabilität (Materialeigenschaft) des durchfluteten Raumes sowie von der Geometrie der Anordnung ab.

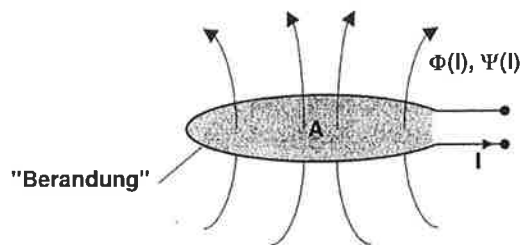


Abbildung 4: Definition der Induktivität [1]

2.3.2 Gegeninduktivität

Befindet sich in der Nähe einer vom Strom I_1 durchflossenen Leiterschleife 1 mit der Fläche A_1 eine weitere Leiterschleife 2 mit Fläche A_2 , so wird diese von einem Teil des magnetischen Flusses Φ_1 durchsetzt. Über diesen Teilfluss Φ_{12} sind nun beide Leiterschleifen miteinander verkoppelt. Die Größe von Φ_{12} ist von den Geometrien der Leiterschleifen und von der Permeabilität des umgebenden Raumes abhängig. Die Gegeninduktivität M_{12} wird nun definiert als Verhältnis von Teilfluss Φ_{12} zum Strom I_1 :

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1}$$

Würde Leiterschleife 2 vom Strom I_2 durchflossen werden und ein Teilfluss Φ_{21} die Leiterschleife 1 durchsetzen, so würde gelten:

$$M_{21} = \frac{\Phi_{21}}{I_2}$$

Für die Gegeninduktivität gilt jedoch bei gleichbleibender Anordnung der Leiterschleifen:

$$M = M_{12} = M_{21}$$

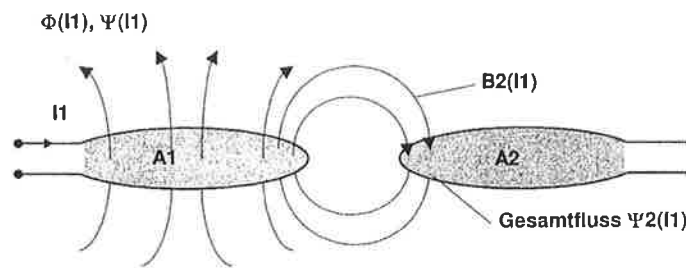


Abbildung 5: Definition der Gegeninduktivität [1]

2.4 Kopplungsfaktor

Der Kopplungsfaktor k dient dazu, die Verkopplung von zwei Leiterschleifen unabhängig von ihren geometrischen Abmessungen zu beschreiben.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \text{mit } 0 \leq k \leq 1$$

$k = 0$ bedeutet, dass die beiden Leiterschleifen durch keine Kopplung verbunden sind. Dies ist entweder bei zu großer Entfernung voneinander der Fall oder bei magnetischer Abschirmung.

$k = 1$ ist der Fall der totalen Kopplung. Beide Leiterschleifen werden von demselben Fluss Φ durchsetzt (technische Anwendung: Transformator). Dies wird erreicht, wenn beide Leiterschleifen den gleichen Radius haben und so gut wie keinen Abstand voneinander besitzen.

In der Praxis arbeitet man bei RFID-Systemen mit Kopplungsfaktoren unter 0,1, also mit weniger als 10%. In Abbildung 6 sieht man den Verlauf von k für verschieden große Leiterschleifen in Zusammenhang mit ihrem Abstand voneinander. Eine Leiterschleife entspricht der Transponderantenne, die andere, der Antenne des Lesegerätes.

2.5 Wellenausbreitung im Fernfeld

Ein von einem Strahlerelement (von Wechselstrom durchflossene Antenne bzw. Spule) ausgehendes sich zeitlich änderndes magnetisches Feld induziert ein elektrisches Wirbelfeld (siehe dazu Abbildung 3). Dieses elektrische Wirbelfeld hat in sich geschlossene Feldlinien, umschließt die magnetischen Feldlinien und ist ebenso zeitlich veränderlich. Aufgrund der zeitlichen Änderung des elektrischen Wirbelfeldes entsteht ein magnetisches Wirbelfeld, welches die Feldlinien des elektrischen Wirbelfeldes umschließt und wiederum zeitlich veränderlich ist. Das entstandene magnetische Wirbelfeld hat wegen seiner zeitlichen Änderung nun wieder ein elektrisches Wirbelfeld zur Folge usw.

Durch die gegenseitige Abhängigkeit entsteht im Raum eine Verkettung von magnetischem und elektrischem Feld. Im Abstand $\frac{\lambda}{2\pi}$ vom Strahlerelement beginnen die Feldlinien sich abzulösen, da sie bereits zu lange sind, um der Umpolung zu folgen. Das Ablösen der Feldlinien ist die Entstehung der elektromagnetischen Wellen, die sich in den Raum ausbreiten und der Beginn des Fernfeldes.

Die magnetische und die elektrische Feldkomponente stehen normal aufeinander. Die von ihnen aufgespannte Fläche bezeichnet man als Wellenfront. Das Kreuzprodukt aus den Feldstärkevektoren \vec{E}

2 Physikalische Grundlagen

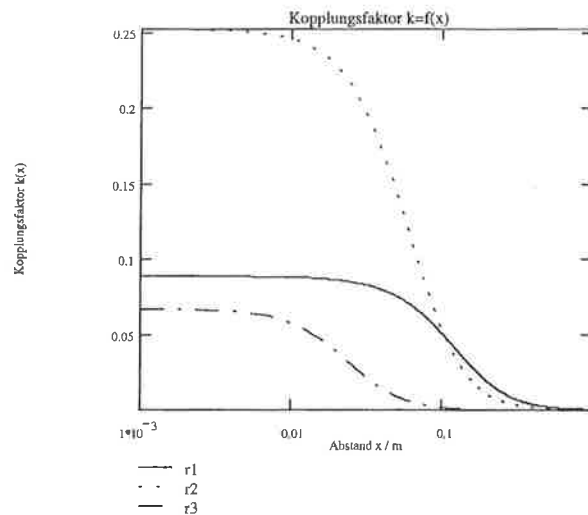


Abbildung 6: Verlauf des Kopplungsfaktors zwischen Transponder und Lesegerät in Abhängigkeit ihrer Entfernung zueinander; Die Transponderspule hat einen Radius von $r = 2$ cm; Der Radius der Spule des Lesegerätes variiert mit $r_1 = 10$ cm, $r_2 = 7,5$ cm und $r_3 = 1$ cm). [1]

und \vec{H} ergibt die Ausbreitungsrichtung \vec{S} (Poyntingscher Strahlungsvektor) der elektromagnetischen Welle (Abbildung 7):

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

Haben EM-Wellen nur Feldkomponenten normal auf die Ausbreitungsrichtung (und keine Anteile in Ausbreitungsrichtung) werden sie als transversalelektromagnetische Wellen (TEM-Wellen) bezeichnet.

Die magnetische und elektrische Feldkomponente sind zueinander proportional und unterscheiden sich nur durch den Feldwellenwiderstand des Mediums in dem sich die elektromagnetische Welle ausbreitet. In Vakuum und in Luft gilt:

$$\vec{E} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \vec{H} = Z_0 \vec{H}$$

Z_0 ist der Feldwellenwiderstand und beträgt im Vakuum ca. 377Ω , das sind etwa $120\pi \Omega$.

Die mit der elektromagnetischen Welle transportierte Energie ist im elektrischen und magnetischen Feld der Welle gespeichert. Im Fernfeld befinden sich die magnetische und die elektrische Feldkomponente zeitlich in Phase. Es wird daher Wirkleistung übertragen. Die Feldstärken der \vec{E} -Welle nehmen mit größer werdender Entfernung r zur Strahlungsquelle mit dem Faktor $\frac{1}{r^2}$ ab.

2.6 Das Nahfeld

Der Bereich von der Antenne bis zu einer Entfernung von $\frac{\lambda}{2\pi}$ wird als Nahfeld bezeichnet. Hier haben sich noch keine EM-Wellen ausgebildet. Auch im Nahfeld existieren magnetische und elektrische Feldkomponenten, jedoch wirken die bei RFID-Systemen mit induktiver Kopplung verwendeten

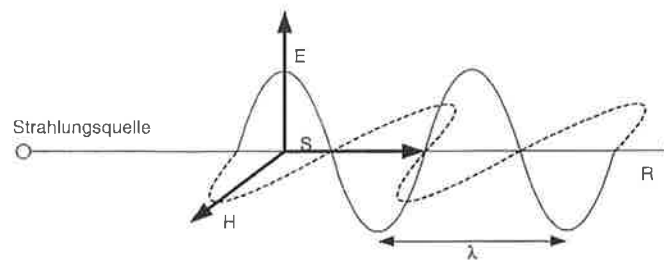


Abbildung 7: Poyntingscher Vektor \vec{S} ; \vec{S} ist das Vektorprodukt aus \vec{E} und \vec{H} und entspricht der Ausbreitungsrichtung der TEM-Welle [3]

Schleifenantennen hauptsächlich als \vec{H} -Feld-Emitter. Der Anteil des elektrischen Feldes ist im Nahbereich dieser Antennen sehr gering.

Die räumliche Verschiebung der Feldkomponenten ist hier kleiner als 90° . Der Feldwellenwiderstand ist komplex und nahezu rein imaginär. Die zeitliche Phasenverschiebung zwischen den Feldvektoren beträgt 90° , d.h. es entsteht nur Blindleistung, die zwischen dem Strahlerelement und dem umgebenden Feld ausgetauscht wird.

Mit zunehmender Entfernung r zum Strahlerelement nimmt die elektrische Feldstärke um den Faktor $\frac{1}{r^2}$ ab. Die magnetische Feldstärke hingegen verringert sich um den Faktor $\frac{1}{r^3}$.

In Tabelle 4 sind die wichtigsten Unterschiede zwischen Nah- und Fernfeld zusammengefasst:

Eigenschaft	Nahfeld	Fernfeld
Entfernungsbereich	$r < \lambda/2\pi$	$r > \lambda/2\pi$
Übertragene Leistung	Blindleistung	Wirkleistung
Zeitliche Phasenverschiebung zwischen \vec{E} und \vec{H}	90°	0°
Räumliche Verschiebung zwischen \vec{E} und \vec{H}	$<90^\circ$	90°
Z	Imaginär (Feldwellenimpedanz)	Reell (Feldwellenwiderstand)

Tabelle 4: Unterschiede zwischen Nah- und Fernfeld

3 Transponder und Lesegerät

Wie schon in der Einleitung erwähnt, sind Transponder und Lesegerät die zwei Hauptbestandteile eines RFID-Systems. Der Transponder ist der mobile Teil des Systems, während das Lesegerät sich immer an einem fixen Ort befindet. In diesem Kapitel soll nun das Zusammenwirken - also die Kopplung - zwischen Transponder und Lesegerät beschrieben werden.

3.1 Induktive Kopplung

Um einen stromdurchflossenen Leiter bildet sich immer ein magnetisches Feld aus (siehe Abbildung 2). In Abbildung 8 ist nun der Verlauf der magnetischen Feldstärke \vec{H} bei einer Leiterschleife (Spule bzw. Antenne) zu sehen. Die Spule bildet eine runde Fläche mit dem Radius r , die von magnetischen Feldlinien durchsetzt wird.

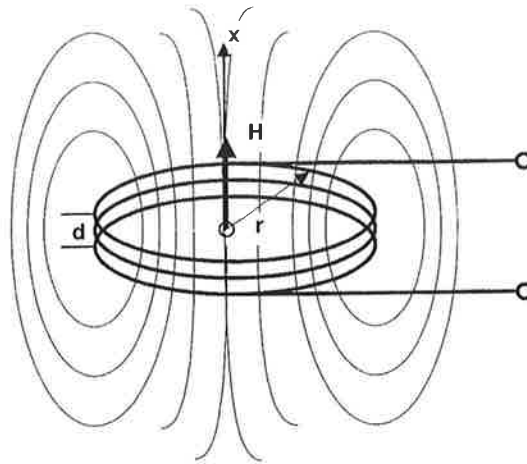


Abbildung 8: Verlauf der magnetischen Feldstärke bei einer Leiterschleife [1]

Misst man \vec{H} nun an verschiedenen Punkten, so stellt man fest, dass \vec{H} in der Mitte der von der Spule aufgespannten Fläche am größten ist. Bewegt man sich in x -Richtung nach oben, so ist \vec{H} noch bis zu einem gewissen Abstand x vom Spulenmittelpunkt konstant und wird danach kontinuierlich schwächer. Abbildung 9 zeigt eine grafische Darstellung des Verlaufes von \vec{H} bei drei Spulen mit unterschiedlichen Radien in Abhängigkeit von der Entfernung x zum Spulenmittelpunkt. Man erkennt, dass die Entfernung bei der der Feldstärkeverlauf beginnt abzuflachen, vom Radius R der Spule abhängig ist: Je kleiner der Radius, desto näher bei der Spule beginnt die Feldstärke schwächer zu werden. Andererseits ist \vec{H} im Mittelpunkt der Spule umso größer, je kleiner der Radius ist.

Bei RFID-Systemen haben Transponder und Lesegerät je ein Koppellement um eine Verbindung untereinander herstellen zu können. Als Koppellemente dienen Leiterschleifen, die zu kurzen Zylinderspulen verformt sind (Abbildung 8) und als magnetische Antennen dienen. Die Kopplung selbst erfolgt kontaktlos über das von den stromdurchflossenen Spulen erzeugte Magnetfeld. Daher der Name induktive (magnetische) Kopplung.

Berechnung der in einer kreisrunden Leiterschleife induzierten Leerlaufspannung in einem homogenen \vec{H} -Feld:

$$\Phi = BA = \mu_0 \mu_r H r^2 \pi$$

$$u_i = \frac{d\Phi}{dt} = \Phi \omega = 2\pi f_c \mu_0 \mu_r H r^2 \pi$$

In Abbildung 10 ist ein Ersatzschaltbild von zwei induktiv gekoppelten Leiterschleifen dargestellt. Die Spule L_1 stellt die magnetische Antenne des Lesegerätes dar. Sie wird von einem Strom i_1 durchflossen. Das sich ausbildende magnetische Feld induziert in Spule L_2 , welche die magnetische Antenne des Transponders darstellt, eine Spannung u_2 , die einen Strom i_2 zur Folge hat. Die beiden Spulen

3 Transponder und Lesegerät

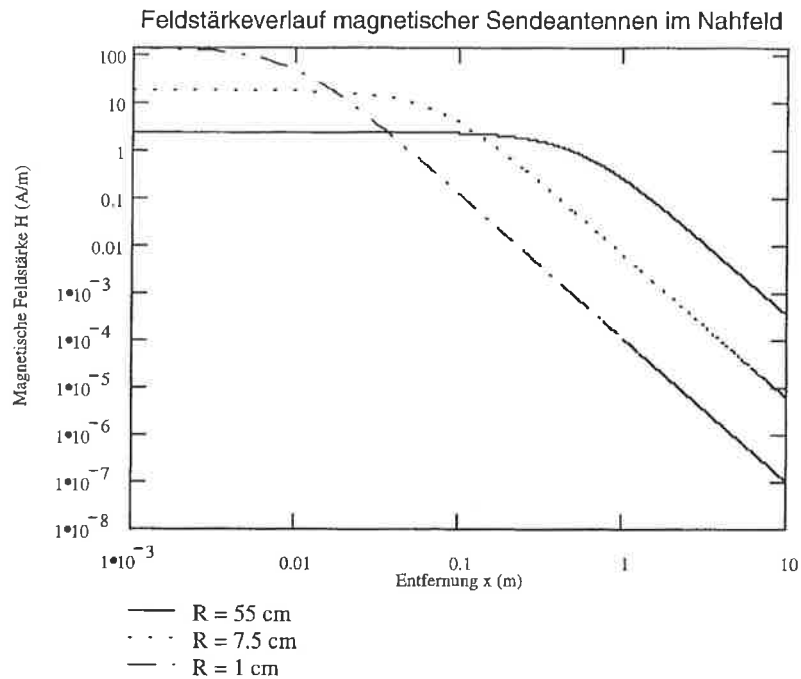


Abbildung 9: Verlauf der magnetischen Feldstärke um eine Leiterschleife in Abhängigkeit der Entfernung [1]

sind über die Gegeninduktivität M bzw. über den Kopplungsfaktor k miteinander verkoppelt.

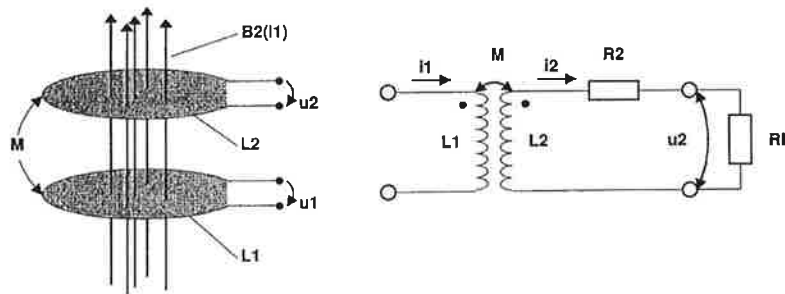


Abbildung 10: Ersatzschaltbild von zwei induktiv gekoppelten Leiterschleife [1]

Die für ein funktionierendes RFID-System nötige Kopplung zwischen Transponder und Lesegerät ist nur vorhanden, wenn sich der Transponder im Nahfeld des Lesegerätes befindet. Im Fernfeld sind bereits elektromagnetische Wellen ausgebildet, die sich abzulösen beginnen. Eine Einkopplung des \vec{H} -Feldes in die Antenne (Induktion) ist hier zwar prinzipiell auch gegeben, wäre jedoch zu schwach, um übliche RFID-Transponder mit ausreichend Betriebsenergie zu versorgen. Somit ist die Reichweite bei RFID-Systemen auf das Nahfeld beschränkt.

Die Stärke der induktiven Kopplung ist von der Entfernung und der Lage des Transponders zum Lesegerät abhängig. Abbildung 11 zeigt den Verlauf der magnetischen Feldstärke \vec{H} bei induktiver Kopplung zweier Spulen (eine davon ist feststehend) beim Übergang vom Nah- zum Fernfeld unter

Berücksichtigung ihrer Lage zueinander.

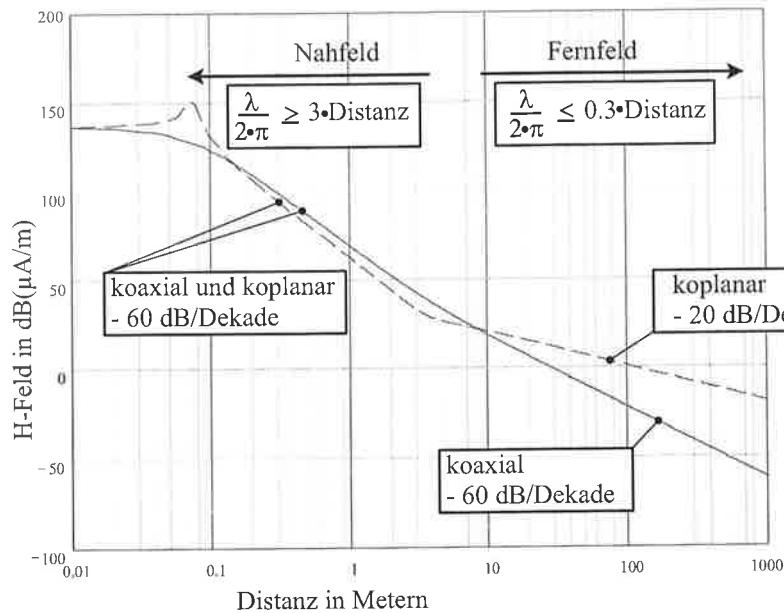


Abbildung 11: Verlauf der magnetischen Feldstärke von zwei gekoppelten Leiterschleifen beim Übergang vom Nah- zum Fernfeld für 13,56 MHz Betriebsfrequenz

Koplanar bedeutet, dass die Flächen, die von den beiden Spulen aufgespannt werden, in einer Ebene liegen. Befinden sich die Spulen in koaxialer Lage, sind die Spulenflächen parallel zueinander.

3.2 Das Lesegerät

Das Lesegerät sendet fortwährend ein hochfrequentes elektromagnetisches Wechselfeld aus. Zur Erzeugung dient die Antenne, die als Spule L_1 im Ersatzschaltbild (Abbildung 12) dargestellt ist. R_1 beschreibt die ohmschen Verluste des Spulendrahtes. R_1 und L_1 bilden zusammen mit dem Kondensator C_1 einen Serienresonanzkreis mit der Resonanzfrequenz f_{res} . Man beachte, dass die Resonanzfrequenz gleich der Betriebsfrequenz (Sendefrequenz) des Lesegerätes ist. Der Serienresonanzkreis dient dazu, bei Resonanzfrequenz f_{res} , einen maximalen Strom in L_1 zu erzeugen. Die Komponenten der Antenne berechnen sich für eine vorgegebene Betriebsfrequenz aus:

$$f_{\text{TX}} = f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$$

Die Gesamtimpedanz Z_1 des Serienresonanzkreises ist im allgemeinen Fall:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

Bei Resonanzfrequenz jedoch, heben sich die Impedanzen der Spule und des Kondensators gegenseitig auf. Z_1 ist jetzt nur mehr von R_1 abhängig und hat somit ein Minimum erreicht:

$$Z_1|_{f=f_{\text{res}}} = R_1$$

Darum wird der Antennenstrom i_1 bei Resonanzfrequenz maximal. Mit der Quellspannung u_0 erhält man für i_1 :

$$i_1|_{f=f_{\text{res}}} = \frac{u_0}{Z_1|_{f=f_{\text{res}}}} = \frac{u_0}{R_1}$$

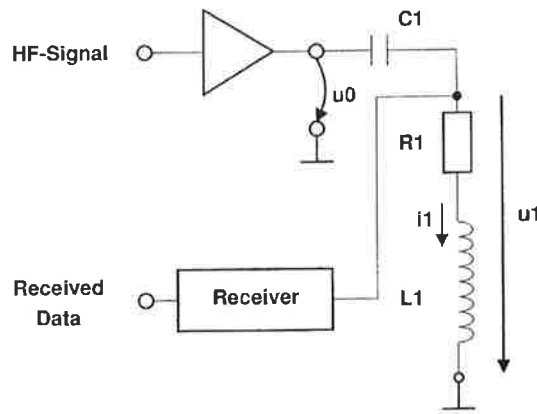


Abbildung 12: Ersatzschaltbild des Lesegerätes [1]

Die beiden Spannungen u_1 an der Spule L_1 und u_{C_1} am Kondensator C_1 sind gegenphasig und heben sich bei Resonanzfrequenz gegenseitig auf. Obwohl die Quellspannung u_0 nur einige Volt beträgt, können die Einzelbeträge der Spannungen jedoch Werte von einigen hundert Volt erreichen, da bei Resonanz eine Spannungsüberhöhung an den Bauteilen auftritt (genauer dazu in Kapitel 4.1). Bei der Konstruktion ist daher auf eine genügende Spannungsfestigkeit der Bauteile zu achten. Trotz der hohen Spannungen, ist das Berühren der Antenne des Lesegerätes völlig ungefährlich. Grund dafür ist die sofortige Verstimmung des Serienresonanzkreises durch die Kapazität der eigenen Hand und die daraus resultierende Veränderung der Resonanzfrequenz. Die Spannungsüberhöhung wirkt sich dann nicht mehr so stark aus.

3.3 Der Transponder

Der Transponder an sich ist ein absolut passives Element, d.h. er sendet kein elektromagnetisches Feld aus und besitzt auch keine eigene Batterie zur Spannungsversorgung. Er besteht im wesentlichen aus einer Spule, die wie beim Lesegerät als Antenne dient, und aus einem elektronischen Mikrochip. Die gesamte benötigte Energie muss vom Lesegerät zur Verfügung gestellt werden. Der Transponder ist der Datenträger eines RFID-Systems. Der prinzipielle Aufbau und gleichzeitig eine typische Bauform eines Transponders - die kontaktlose Chipkarte - ist in Abbildung 13 dargestellt. Die verhältnismäßig große Spulenfläche, die auf solchen Chipkarten problemlos untergebracht werden kann, erweist sich als vorteilhaft für die induktive Kopplung mit dem Lesegerät. Auch beim Transponder bilden Spule, ohmscher Widerstand und eine zusätzliche Kapazität einen Schwingkreis. Um eine maximale Reichweite zu erzielen, ist dieser auf die Sendefrequenz des Lesegerätes abgestimmt, d.h. beide Schwingkreise haben dieselbe Resonanzfrequenz.

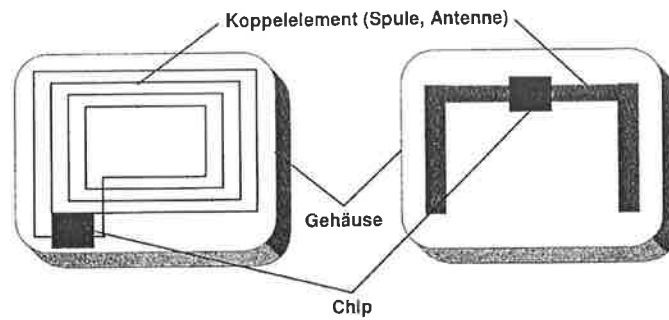


Abbildung 13: Transponder in Form einer Chipkarte [1]

3.4 Kopplung von Transponder und Lesegerät

Die Antenne des Lesegerätes sendet ein hochfrequentes elektromagnetisches Wechselfeld aus. Die Kopplung mit dem Transponder geschieht im Nahfeld, da nur über die relativ geringen Distanzen ausreichend Leistung übertragen werden kann ($\vec{H} \sim \frac{1}{r^3}$). Die Größe des Nahfeldes ist abhängig von der Wellenlänge der ausgesandten Strahlung und somit von der Sendefrequenz des Lesegerätes. Befindet sich nun ein Transponder im Ansprechbereich des Lesegerätes, so wird dessen Antenne von einem Teil des magnetischen Wechselfeldes durchdrungen (Abbildung 14). In der Antenne entsteht eine Induktionsspannung, die einen Strom zur Folge hat. Nach erfolgter Gleichrichtung dient dieser zur Energieversorgung des Transponderchips. Lesegerät und Transponder sind nun über die Gegeninduktivität induktiv (magnetisch) gekoppelt.

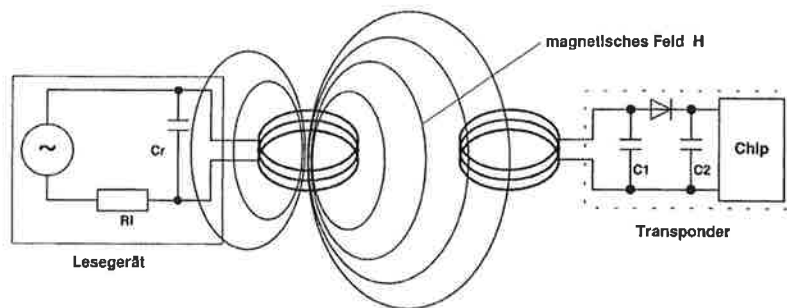


Abbildung 14: Induktive Kopplung von Transponder und Lesegerät [1]

Wie schon erklärt, erreicht der Strom in der Antenne des Lesegerätes bei Resonanz einen Maximalwert. Wenn die Resonanzfrequenz des Transponderschwingkreises gleich der Sendefrequenz des Lesegerätes ist, erreicht auch die an der Transponderantenne induzierte Spannung ein Maximum. Befindet sich also das gesamte System in Resonanz - hinsichtlich der Energiereichweite der optimale Fall - werden aufgrund von Resonanzüberhöhung maximale Spannungen bzw. maximale Ströme in den beiden Antennen erreicht. (Dieser Effekt wird in Kapitel 4.1 noch genauer erklärt). Wird in der Transponderantenne eine Spannung induziert, entspricht das bereits der kontaktlosen Energieübertragung durch das Lesegerät. Sobald also induktive Kopplung besteht, wird der Transponder mit Energie versorgt. Darauf soll im folgenden Kapitel näher eingegangen werden.

4 Energieübertragung

Induktiv gekoppelte Transponder werden fast ausschließlich passiv betrieben, d.h. dass die benötigte Energie durch das Lesegerät zur Verfügung gestellt werden muss. Das Lesegerät erzeugt ein starkes, hochfrequentes elektromagnetisches Feld, welches den Querschnitt der Transponderantenne durchdringt. Die Wellenlänge der verwendeten Frequenzen ist meist viel größer als die Abmessungen der Transponder, also kann das elektromagnetische Feld noch als einfaches magnetisches Wechselfeld betrachtet werden. Nur ein kleiner Teil des Feldes durchdringt den Transponderquerschnitt. Durch Induktion wird eine Wechselspannung induziert, die gleichgerichtet als Betriebsspannung dient.

4.1 Resonanz

Die spiralförmige Empfangsantenne und Kapazitäten des Transponders bilden einen Schwingkreis. Die Kapazität wird bei RFID-Transpondern so gewählt, dass die Eigenfrequenz bei der Betriebsfrequenz liegt. Dadurch gerät der Transponderschwingkreis in Resonanz, wenn er sich im Feld des Lesegerätes befindet. Energie wird zwischen Spule und Kondensator hin- und hertransferiert, wobei es zu starken Strom- und Spannungsüberhöhungen kommt. Durch die Resonanzüberhöhung erreicht die Spannung an der Transponderspule ein Maximum. Ohne Resonanz müsste man die Windungszahl N erhöhen, um eine höhere Spannung zu erreichen.

Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung zwischen Transponder und Lesegerät ist abhängig von der Betriebsfrequenz, der Windungszahl N , der Größe der aufgespannten Fläche der Transponderspule und vom Winkel der beiden Antennen zueinander, sowie ihrer Entfernung. Zur Verbesserung des Wirkungsgrades dient nun der Parallelschwingkreis im Transponder, dessen Resonanzfrequenz (für den Fall der maximalen Energiereichweite) der Betriebsfrequenz entspricht. Eine Ersatzschaltung des Transponders bei Kopplung mit dem Lesegerät ist in Abbildung 15 zu sehen. Der Parallelschwingkreis setzt sich aus der Antenne L_2 , dem Widerstand R_2 und der zusätzlichen Kapazität C_2 zusammen. C_2 wird in der Praxis aus einem Parallelkondensator C'_2 und aus einer parasitären Kapazität C_p gebildet, wobei $C_2 = C'_2 + C_p$. R_2 ist der Eingangs- bzw. Wicklungswiderstand der Antenne L_2 . Die Stromaufnahme des Transponderchips wird durch den Lastwiderstand R_L dargestellt. Für die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises ergibt sich:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}}$$

Der Strom i_1 durchfließt die Antenne L_1 (Sendeantenne) des Lesegerätes, die ein elektromagnetisches Wechselfeld aussendet. Aufgrund der induktiven Kopplung, die durch die Gegeninduktivität M dargestellt ist, wird an der Transponderantenne eine Spannung induziert. Diese wird in der Ersatzschaltung durch die Spannungsquelle u_{Q2} dargestellt. Die Induktionsspannung hat den Strom i_2 zur Folge, der zu einem Spannungsabfall u_2 am Lastwiderstand R_L , d.h. am Datenträger (grauer Bereich), führt.

In Abbildung 16 ist der Spannungsverlauf von u_2 (u_2 ist ja ein Maß für die induzierte Spannung u_{Q2} an der Transponderantenne) im Frequenzbereich von 1 bis 100 MHz dargestellt. Die Werte für i_1 , L_2 , M , R_2 und R_L sind dabei konstant gehalten. Die unterbrochene Linie stellt den Spannungsverlauf von u_2 bei induktiver Kopplung ohne Resonanz dar. Das entspricht der induktiven Kopplung von zwei Leiterschleifen. Der Transponder hätte in diesem Fall also keine zusätzliche Kapazität und somit auch keinen Parallelschwingkreis. Im Resonanzfall jedoch (durchgezogene Linie), sieht man deutlich eine Spannungsüberhöhung genau bei der Resonanzfrequenz. Diese beträgt hier 13,56 MHz. An dieser Stelle wird der Grund für die Schwingkreise in Transponder und Lesegerät verdeutlicht. Interessant

4 Energieübertragung

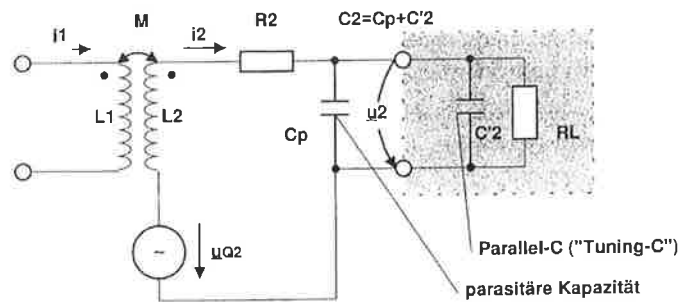


Abbildung 15: Ersatzschaltbild des Transponders bei induktiver Kopplung mit dem Lesegerät [1]

ist, dass die Spannungen unter der Resonanzfrequenz betragsmäßig fast gleich sind, während u_2 des Parallelschwingkreises für Frequenzen über der Resonanzfrequenz stark abfällt. Es ist auch zu sehen, dass sich bei Verstimmung des Parallelschwingkreises - also bei Abweichungen von der Resonanzfrequenz - die Spannungsüberhöhung schon nicht mehr so stark auswirkt.

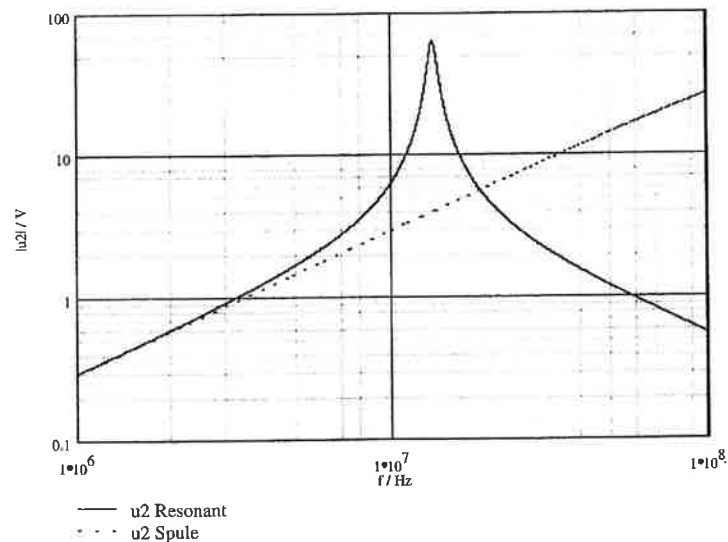


Abbildung 16: Spannungsverlauf an einer Transponderspule ohne Resonanz (strichlierte Linie); Spannungsverlauf bei Resonanzüberhöhung (durchgezogene Linie) [1]

Im Folgenden soll nun auch der Einfluss von R_2 , R_L und L_2 auf die Spannung u_2 untersucht werden: Ein Maß für die Spannungs- und Stromüberhöhung im Schwingkreis bei Resonanzfrequenz ist der Gütefaktor Q , der sich mit der Formel

$$Q = \frac{\text{Blindwiderstand}}{\text{Wirkwiderstand}} = \frac{X}{R}$$

berechnen lässt. Für das Ersatzschaltbild in Abbildung 15 folgt somit:

$$Q = \frac{1}{\frac{R_2}{\omega L_2} + \frac{\omega L_2}{R_L}}$$

ω ist die Kreisfrequenz des Transponderschwingkreises. Man sieht, dass Q für $R_L \rightarrow 0$ und für $R_2 \rightarrow \infty$ gegen Null geht. Da die Spannung u_2 proportional der Güte ist, geht in diesem Fall auch u_2

4 Energieübertragung

gegen Null. Ist jedoch der Wicklungswiderstand R_2 verschwindend klein ($R_2 \rightarrow 0$) und der Lastwiderstand R_L hochohmig ($R_L \rightarrow 0$), so können sehr hohe Werte für Q und somit auch für u_2 erreicht werden. Abbildung 17 zeigt den Spannungsverlauf von u_2 bei veränderlichem Wert für L_2 . Die drei verschiedenen Verläufe resultieren aus der unterschiedlichen Intensität der Kopplung und den unterschiedlichen Induktivitätswerten für die Sendeantenne L_1 . Die Resonanzbedingung wurde in allen Fällen eingehalten. Deutlich zu sehen, sind nun ausgeprägte Spannungsmaxima von u_2 bei einem bestimmten Wert von L_2 .

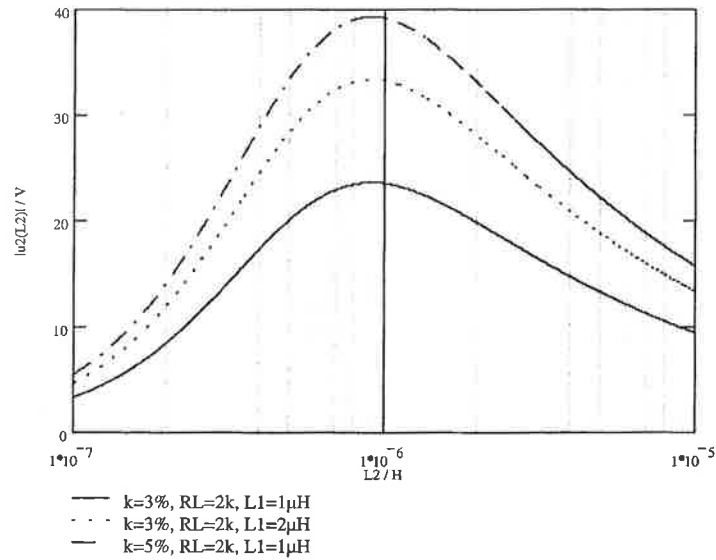


Abbildung 17: Verlauf von u_2 bei verschiedenen Werten für L_2 [1]

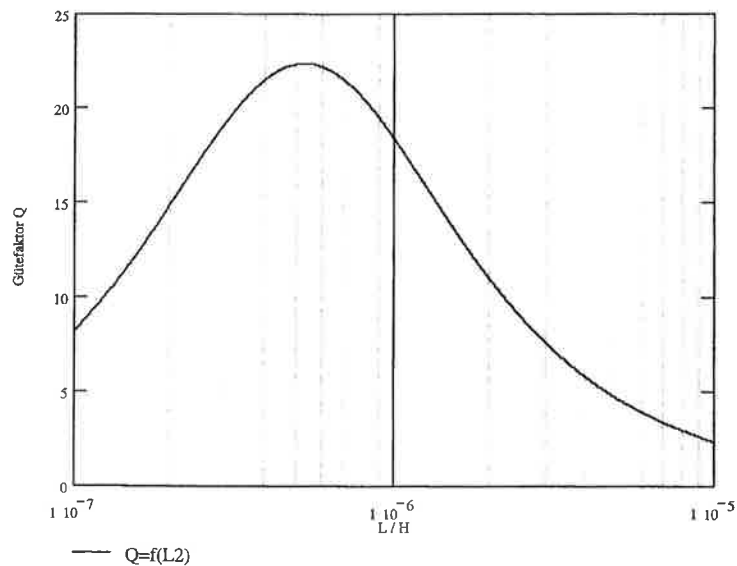


Abbildung 18: Verlauf des Gütefaktors in Abhängigkeit von L_2 [1]

Der Verlauf des Gütefaktors Q als Funktion von L_2 ist in Abbildung 18 zu sehen. Q erreicht hier für

den annähernd gleichen Wert von L_2 wie im vorigen Fall, ein Maximum.

Zusammenfassend sei also gesagt, dass das Maximum der Spannung u_2 bei einem bestimmten Wert für L_2 auf das Maximum des Gütefaktors beim gleichen Induktivitätswert L_2 zurückzuführen ist. Für jedes Parameterpaar R_2, R_L kann daher ein Wert für L_2 gefunden werden, bei dem der Gütefaktor Q und damit auch die Versorgungsspannung u_2 maximal werden.

4.2 Spannungsregelung im Transponder

Zur Energieversorgung des Datenträgers am Transponder ist je nach Prozess-Technologie eine Gleichspannung von etwa 1,2 bis 5 Volt notwendig. Da die induktive Kopplung über ein magnetisches Wechselfeld besteht, ist die in der Transponderantenne induzierte Spannung - und somit auch u_2 - eine Wechselspannung. Daher muss u_2 gleichgerichtet werden bevor sie zur Versorgung des Datenträgers dienen kann. Wie oben erläutert, nimmt u_2 durch Resonanzüberhöhung im Schwingkreis sehr hohe Werte an. Aus diesem Grund ist ebenso eine Spannungsregelung im Transponder erforderlich, um eine konstante Versorgung des Datenträgers zu gewährleisten. Zur Regelung wird dem Lastwiderstand R_L ein spannungsabhängiger Shuntwiderstand R_S parallelgeschaltet (Abbildung 19). Je höher u_2 nun ansteigt, desto kleiner wird der Wert, den der Shuntwiderstand annimmt. Damit wird die Güte des Transponderschwingkreises immer so verändert, dass u_2 konstant bleibt. Dies hat auch Einfluss auf die Rückmodulation des Transponders zum Lesegerät, bei der ebenfalls die Güte - moduliert mit der Information - geschaltet wird.

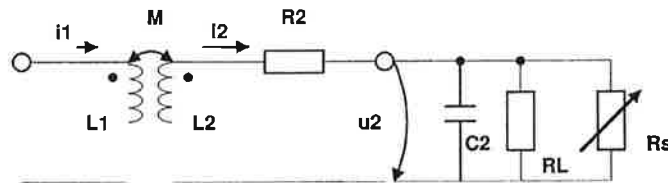


Abbildung 19: Shuntregler zur Spannungsregelung im Transponder [1]

Den Anstieg von u_2 beeinflusst der Kopplungsfaktor k . Eine Erhöhung von k entspricht dem Verrin-
gern des Abstandes zwischen Lesegerät und Transponder. In Abbildung 20 ist der Verlauf von u_2 mit
und ohne Regelung durch R_S zu sehen. Ohne Shuntwiderstand würde u_2 proportional zu k immer
weiter ansteigen. Im geregelten Fall steigt u_2 zunächst bis zum Wert der Betriebsspannung an. Dann
beginnt der Wert von R_S umgekehrt proportional zu k zu sinken (Abbildung 21), wodurch u_2 konstant
gehalten wird. Durch den veränderlichen Shuntwiderstand wird u_2 vom Kopplungsfaktor sozusagen
unabhängig. In der Praxis wird der Shuntwiderstand mit einer elektronischen Regelschaltung reali-
siert. Bei Überschreiten einer Schwellspannung nimmt ihr Innenwiderstand stark ab.

4.3 Energie- und Informationsreichweite, Ansprechfeldstärke

In jedem praktischen RFID-System, bestehend aus Transponder-Karte und Lesegerät, ist die maximal
mögliche Funktionsreichweite eine wesentliche Eigenschaft. Sie setzt sich aus Energie- und Informa-
tionsreichweite zusammen, die im folgenden Teil näher erklärt werden. Für Transponder-Karten wird

4 Energieübertragung

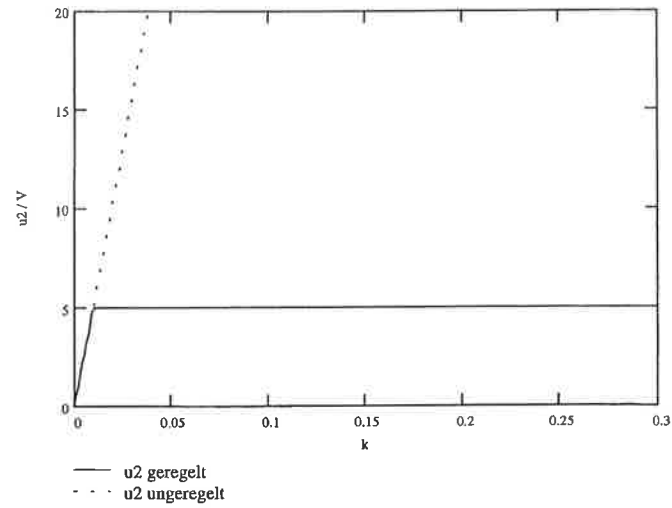


Abbildung 20: Verlauf von u_2 mit (durchgezogen) und ohne (strichliert) Shuntregelung [1]

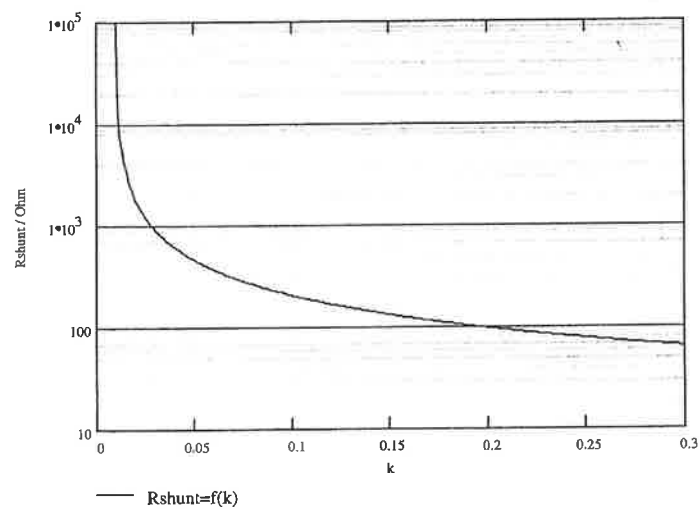


Abbildung 21: Der Wert des Shuntwiderstandes sinkt umgekehrt proportional zum Kopplungsfaktor [1]

in diesem Zusammenhang auch oft die Ansprechfeldstärke als Kriterium genannt, die an dieser Stelle ebenfalls genau erläutert wird.

4.3.1 Energierreichweite

Die (maximale) Energierreichweite ist jene Entfernung des Transponders zum Lesegerät, bei der gerade noch ausreichend Energie für den Betrieb des Transponderchips zur Verfügung steht, wenn die Kopplung zum Lesegerät optimal ist. Unter Umständen kann der Transponder verschiedene Betriebszustände haben, bei denen unterschiedlich viel Energie benötigt wird, beispielsweise Lese- oder Schreibvorgänge im Speicher, oder die Verschlüsselung von Information. Die Energierreichweite sollte daher genau genommen im Zusammenhang mit dem Betriebszustand, bzw. mit dem getesteten Kommando angegeben werden. Ohne Angabe des Betriebszustandes wird meist ein einfaches Lesekommando verwendet, bei dem der Transponder sich beispielsweise durch seine Seriennummer identifiziert.

In Abbildung 22 ist ein typischer Verlauf der Energierreichweite in Abhängigkeit zur Stromaufnahme des Transponder-Chips dargestellt. Wie zu erkennen ist, wird mit steigender Stromaufnahme die Energierreichweite des Transponders kleiner. Der maximale Strom kann aufgenommen werden, wenn der Transponder sich möglichst nahe an der Antenne des Lesegerätes befindet, hier ist die induktive Kopplung am größten.

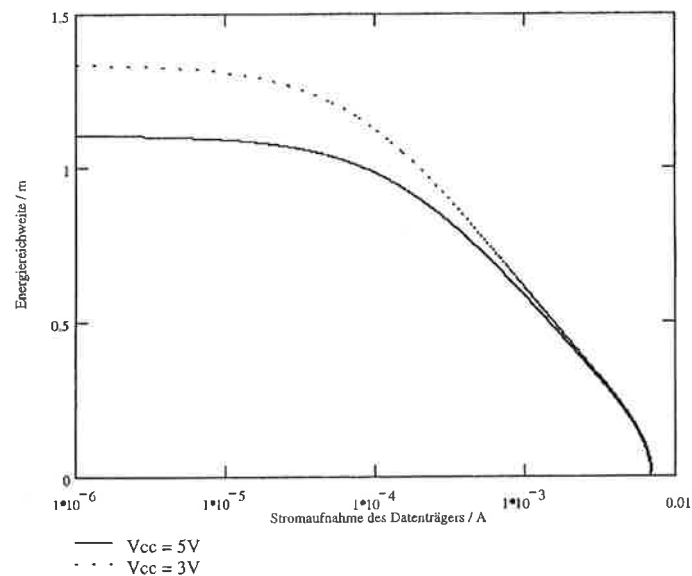


Abbildung 22: Energierreichweite in Abhängigkeit der Stromaufnahme des Transponderdaten-trägers [1]

Der Radius der Long-Range-Sendeantenne in diesem Diagramm beträgt 40 cm und ist gegenüber der Antenne der Transponderkarte relativ groß, der Koppelgrad bewegt sich daher maximal im einstelligen Prozentbereich. In der Praxis, speziell bei Proximity-Systemen wenn Sende-Antenne und Transponder-Antenne nahezu gleich groß sind, können auch größere Koppelgrade erreicht werden und die Resonanzfrequenz der Sendeantenne kann durch die Rückwirkung des Transponders merklich verstimmt werden. In diesem Fall liegt der Punkt des maximal möglichen Stromes bereits in einigem

Abstand vor der Sendeantenne.

4.3.2 Informationsreichweite

Die Informationsreichweite ist jene Entfernung des Transponders zum Lesegerät, bei der seine Rückmodulation noch eine ausreichend große Amplitude zum Empfang der Information der Transponder-Karte im Lesegerät erzeugt. Die Informationsreichweite ist (bei Verwendung definierter Rückmodulation) also auch dazu geeignet, die Empfindlichkeit des Empfangszweiges im Lesegerät auszudrücken.

Es ist also möglich, dass eine Transponderkarte ausreichend Energie für die Funktion hat und ein Kommando des Lesegerätes empfangen kann, dass jedoch die Antwort der Transponder-Karte vom Lesegerät nicht empfangen werden kann, da entweder die Rückmodulation zu schwach ist, oder das Lesegerät zu unempfindlich ist.

Erhöht man auf Seite des Lesegerätes die Amplitude des Trägersignals, so bedeutet das eine größere Energiereichweite. Da ein Lesegerät üblicherweise nur eine kombinierte Sende- und Empfangsantenne verwendet, verringert sich jedoch im Empfangszweig das Signal-zu-Rausch-Verhältnis, das hier als Verhältnis der Rückmodulation zum Trägersinus verstanden wird. Damit verringert sich die Informationsreichweite, das Lesegerät wird unempfindlicher. Umgekehrt kann man auf Seite des Transponders die Informationsreichweite erhöhen, indem man die Amplitude der Rückmodulation vergrößert. Dafür benötigt der Transponder allerdings mehr Energie zur Versorgung, wodurch sich die Energiereichweite im System vermindert.

Die Funktionsreichweite im RFID-System setzt sich also aus Energie- und Informationsreichweite zusammen, und es erscheint optimal, wenn Energie- und Informationsreichweite gleich groß sind. Damit dies bei Lesegeräten und Transponder-Karten unterschiedlicher Hersteller erfüllt werden kann, sind internationale Standards ein Schlüsselement, in denen die Mindestanforderungen sowohl für die Seite der Transponder-Karte, als auch für die Seite der Lesegeräte spezifiziert sind.

4.3.3 Ansprechfeldstärke

Die Ansprechfeldstärke beschreibt eine Transponder-Karte und wird im ISO 10373 Aufbau gemessen. Vereinfacht gesagt, ist die Ansprechfeldstärke H_{\min} jene Feldstärke, bei der eine Transponder-Karte unter ordnungsgemäßen Bedingungen ordnungsgemäß bzw. standardkonform funktioniert. Die Tücke dieser relativ einfachen Erklärung besteht nun darin, zu erläutern, worin die ordnungsgemäßen Bedingungen bzw. die ordnungsgemäße Funktion eigentlich bestehen. Aus den Bedingungen lassen sich Parameter finden, in deren Abhängigkeit die Ansprechfeldstärke sich ändert. Die Ansprechfeldstärke sollte daher als Funktion dieser Parameter angegeben werden, oder aber in der für die Karte ungünstigsten Kombination (die laut Standard noch zulässig ist).

Diese Kriterien, welche die Ansprechfeldstärke bestimmen, sind:

- mindeste benötigte H-Feldstärke,
- ausreichend große Rückmodulation (messbar durch die Seitenbandpegel der Rückmodulation) und

- Kurvenform der Modulation des Kommandos des Lesegerätes (zeitliches Ein- und Ausschwingverhalten, wird hauptsächlich von der Güte der Sendeantenne, der Treiberstufe sowie von der Güte der Transponderantenne bestimmt),
- Betriebszustand des Transponders (getestetes Kommando).

Für Systeme mit großer Reichweite und geringer Datenrate („Vicinity“) wird vor allem eine große Energiereichweite (und gleich große Informationsreichweite) wesentlich sein, daher sind die Resonanzfrequenzen aller Komponenten und die Sendefrequenz 13,56 MHz genau aufeinander abgestimmt. H_{\min} ist hier im Wesentlichen umgekehrt proportional zur Antennenfläche und Windungszahl, sowie der Güte der Transponderantenne abhängig. Weicht die Resonanzfrequenz des Transponders von der Trägerfrequenz des Lesegerätes ab, so nimmt H_{\min} höhere Werte an. Grund für solche Abweichungen sind vor allem Bauteiltoleranzen. Um sie zu kompensieren, können im Transponderchip zusätzliche Abgleichkondensatoren („Tuning-C“) vorgesehen sein, durch die im Fertigungsprozess (durch Setzen bestimmter Speicherregister) ein Feinabgleich möglich ist. Abbildung 23 zeigt für so einen Fall die Ansprechfeldstärke in Abhängigkeit zur Resonanzfrequenz.

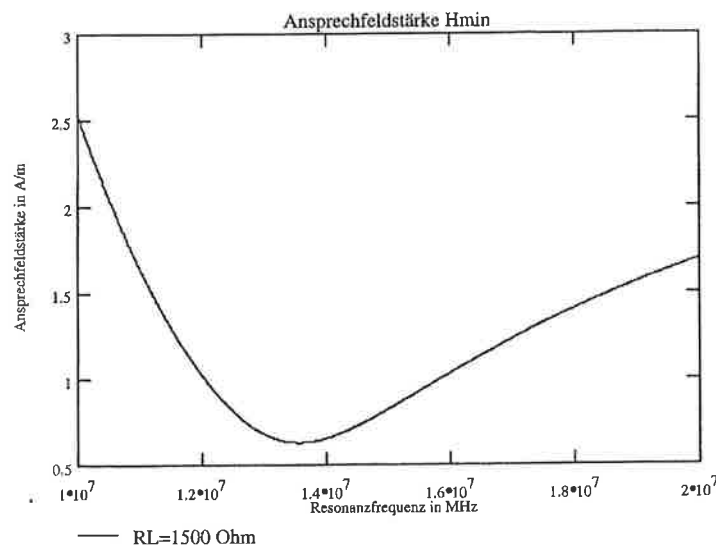


Abbildung 23: Ansprechfeldstärke in Abhängigkeit der Resonanzfrequenz [1]

Für Systeme mit hohen Datenraten und geringerer Reichweite („Proximity“) werden vor allem die Zeitkonstanten in den zur Modulation verwendeten Pulsen wesentlich sein, daher wird die Güte aller Komponenten im System geringer angesetzt, und die Resonanzfrequenz des Transponders kann bewusst deutlich höher als die Sendefrequenz von 13,56 MHz gewählt werden, da auch dies kürzere Zeitkonstanten ergibt und somit höhere Datenraten zulässt. Entscheidend für die Ansprechfeldstärke sind im Fall solcher RFID-Systeme also vor allem der Empfangsteil des Transponder-Chips und die erreichbaren Zeitkonstanten und Kurvenformen der Modulationssignale des Lesegerätes.

4.4 Ansprechbereich von Lesegeräten

Bis jetzt wurde immer davon ausgegangen, dass die Antenne des Transponders parallel (bezogen auf die aufgespannte Fläche der Antenne) zu der des Lesegerätes auf gemeinsamer Mittelachse ausgerichtet ist. In diesem Fall sind die Bedingungen für eine optimale Lesereichweite erfüllt. Ist der

4 Energieübertragung

Transponder aber gekippt oder gegenüber der Mittelachse verschoben, so sind keine optimalen Voraussetzungen mehr gegeben. Für die induzierte Spannung in einer vom Magnetfeld \vec{H} durchfluteten und um den Winkel ϑ gekippten Spule (Abbildung 24) gilt:

$$u_{0\vartheta} = U_0 \cos(\vartheta)$$

U_0 ist die bei senkrechtem Eintritt ($\vartheta = 0^\circ$) des Magnetfeldes induzierte Spannung. Steht die Transponderantenne normal auf die Antenne des Lesegerätes ($\vartheta = 90^\circ$) - d.h. sie liegt auf der Mittelachse - wird keine Spannung mehr induziert.

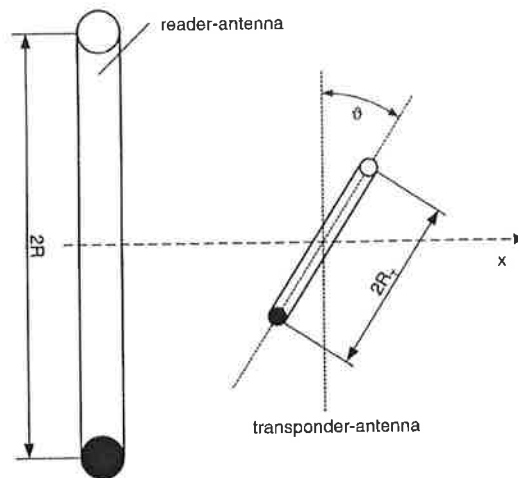


Abbildung 24: Drehung der Transponderantenne gegenüber der Antenne des Lesegerätes um den Winkel [1]

In Abbildung 25 sind zwei verschiedene Ansprechbereiche zu sehen. Sie ergeben sich aus dem Verlauf der magnetischen Feldlinien um die Antenne (siehe dazu auch Abbildung 8). Im grauen Bereich müssen die beiden Spulenflächen parallel zueinander bzw. nebeneinander liegen, damit im Transponder eine Spannung induziert wird. Bei Drehung der Transponderantenne um 90° und Verschiebung von der Mittelachse gilt dies innerhalb des strichlierten Bereiches. Deutliche Verminderungen der Lesereichweite sind genau ober- oder unterhalb der Spulenwindungen bezüglich des grauen Bereiches zu sehen. In der Mitte der Spulenfläche sowie exakt neben der Spule verringert sich der strichlierte Ansprechbereich.

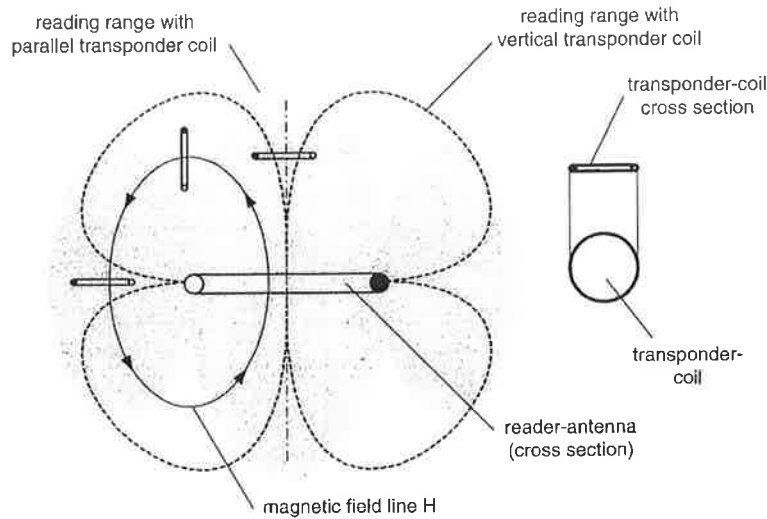


Abbildung 25: Je nach Lage der Transponderspule zum Lesegerät ergeben sich unterschiedliche Ansprechbereiche [1]

5 Datenübertragung

Bis jetzt wurde nur die Energieübertragung zwischen Transponder und Lesegerät behandelt. Wie nun die Daten vom Transponderchip zum Lesegerät gelangen, soll in diesem Kapitel erklärt werden.

5.1 Transformierte Transponderimpedanz

Befindet sich ein Transponder im Ansprechbereich des Lesegerätes, wird in seiner Antenne ein Strom i_2 induziert. Der Lenzschen Regel zufolge, wirkt dieser Strom i_2 jedoch über die Gegeninduktivität M auf seine Ursache - den Strom i_1 in der Antenne des Lesegerätes - zurück; das führt zu einer Änderung von i_1 . Die transformierte Transponderimpedanz Z_T beschreibt nun die Rückwirkung des Transponders auf den Antennenstrom i_1 des Lesegerätes (transformiert deshalb, weil induktive Kopplung auch als transformatorische Kopplung bezeichnet wird). Man beachte, dass Z_T nicht als physikalisches Bauteil existiert. Der Serienresonanzkreis des Lesegerätes verhält sich bei induktiver Kopplung lediglich so, als wäre Z_T als Bauelement vorhanden. Z_T nimmt in diesem Fall betragsmäßig endliche Werte > 0 an. Wird der Transponder aus dem Ansprechbereich des Lesegerätes entfernt, wird $Z_T = 0$. Abbildung 26 zeigt das Ersatzschaltbild des Serienresonanzkreises bei Kopplung mit einem Transponder und das Zeigerdiagramm der einzelnen Spannungen.

Da sich das ganze System in Resonanz befindet, heben sich die Spannungen u_{L_1} und u_{C_1} auf. Die Quellspannung u_0 ergibt sich daher zu:

$$u_0 = u_{R_1} - u_{Z_T} = R_1 i_1 - j\omega M i_2$$

Nach längerer Rechnung erhält man für Z_T :

$$Z_T = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_2}}$$

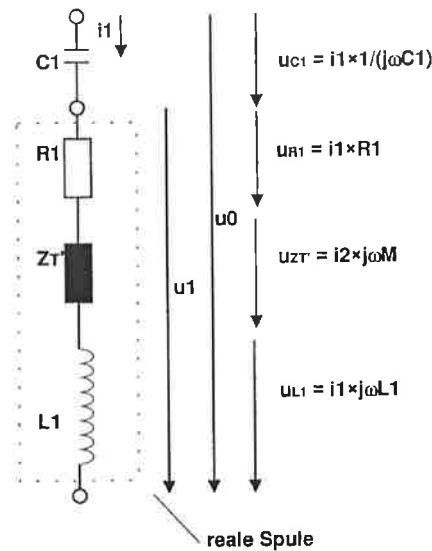


Abbildung 26: Ersatzschaltbild des Serienresonanzkreises des Lesegerätes bei Kopplung mit einem Transponder; durch Z_T wird die Änderung von i_1 ausgedrückt (links); Zeigerdiagramm der Spannungen (rechts) [1]

Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 27 noch ein Ersatzschaltbild von einem Transponder an einem Lesegerät dargestellt. U_{Q2} ist die im Transponder induzierte Spannung. Die Impedanz Z_2 steht für die Parallelschaltung von C_2 und R_L .

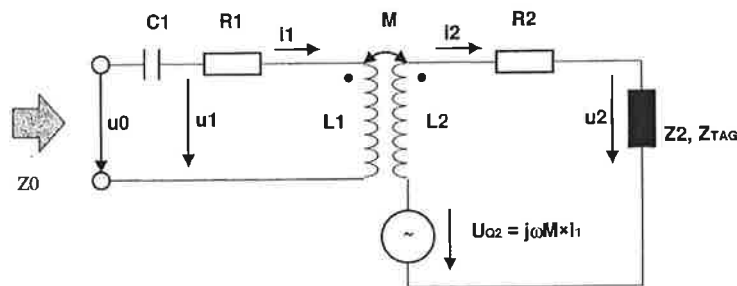


Abbildung 27: Ersatzschaltbild eines Transponders bei Kopplung mit dem Lesegerät [1]

Die transformierte Transponderimpedanz ist von verschiedenen Faktoren abhängig. Den größten Einfluss hat der Kopplungsfaktor:

$k = 0$: Wird der Transponder aus dem Ansprechbereich des Lesegerätes entfernt, ist keine induktive Kopplung mehr vorhanden; $Z_T = 0$, d.h. Z_T ist nicht mehr wirksam.

$0 < k < 1$: Wird der Transponder dem Lesegerät angenähert, steigt der Kopplungsfaktor und damit auch die Gegeninduktivität an; dabei nimmt auch Z_T betragsmäßig zu. Die Werte von Z_T sind reell, wenn das System in Resonanz ist. Bei einer Verstimmung der Transponderresonanzfrequenz enthält Z_T auch einen induktiven oder kapazitiven Anteil.

$k = 1$: Dieser Fall würde nur eintreten, wenn beide Spulen die gleiche Geometrie hätten und aufeinander liegen würden; Z_T erreicht hier ein Maximum.

Ein weiterer Einflussfaktor ist der Lastwiderstand R_L im Transponder. Je höher der Kopplungsfaktor wird, desto weiter sinkt der Wert von R_L (aufgrund der Parallelschaltung des Shuntwiderstandes) und desto kleiner wird auch der Betrag von Z_T . Umgekehrt erhöht sich der Betrag von Z_T bei ansteigendem Wert für R_L (das entspricht einer kleineren Stromaufnahme). In Abbildung 28 ist der Einfluss der Transponderinduktivität L_2 auf Z_T zu sehen. Das Maximum der transformierten Transponderimpedanz ist auf das Maximum des Gütefaktors (siehe Abbildung 18) an dieser Stelle zurückzuführen.

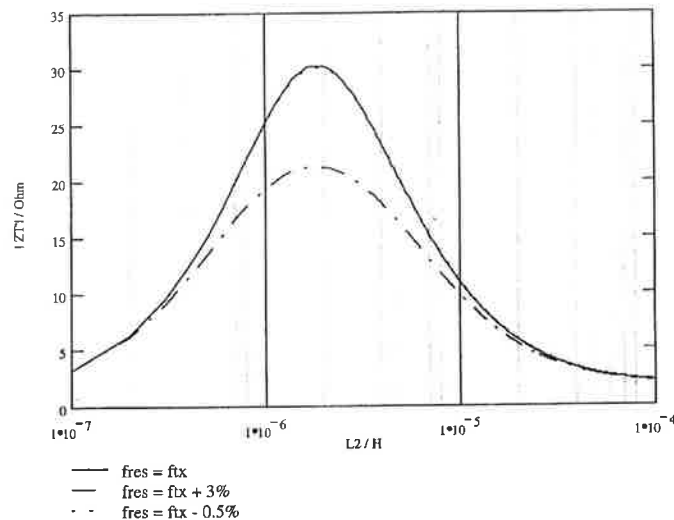


Abbildung 28: Betrag von Z_T in Abhängigkeit von L_2 bei konstanter Resonanzfrequenz [1]

5.2 Lastmodulation

Lastmodulation dient dazu, die Daten vom Transponder zum Lesegerät zu übertragen. Durch die Veränderung verschiedener Schaltungsparameter im Transponderschwingkreis wirkt die transformierte Transponderimpedanz unterschiedlich auf den Strom i_1 - und somit auch auf die Spannung u_1 - in der Antenne des Lesegerätes zurück. Werden diese Parameter nun in einem bestimmten Takt verändert, wirkt das wie eine Amplitudenmodulation der Spannung u_1 . Genau das ist das Grundprinzip der Lastmodulation. Da im Transponder nur der Lastwiderstand R_L und die Parallelkapazität C_2 für diesen Zweck veränderbar sind, unterscheidet man zwischen ohmscher und kapazitiver Lastmodulation.

5.2.1 Ohmsche Lastmodulation

Dem Lastwiderstand R_L wird ein zusätzlicher Widerstand R_{mod} parallelgeschaltet (Abbildung 29). Dieser wird im Takt der Daten mit Hilfe eines Schalters S dazu- oder weggeschaltet. Ist der Schalter geschlossen, so wird der Gesamtwiderstandswert wegen der Parallelschaltung kleiner. Das hat einen kleineren Gütefaktor Q und einen kleineren Betrag von Z_T zur Folge. Wird R_{mod} weggeschaltet, erhöht sich der Gesamtwiderstandswert (dieser ist nun der Wert von R_L) und somit auch der Betrag von Z_T . Das Lesegerät kann also zwischen zwei Werten von Z_T unterscheiden. In der Ortskurve in Abbildung 30 sind die beiden Werte von Z_T gut zu erkennen. Außerdem ist zu sehen, dass sich nur der Betrag verändert, während die Phase fast konstant bleibt, was einer Amplitudenmodulation (im Sinne von ASK) entspricht.

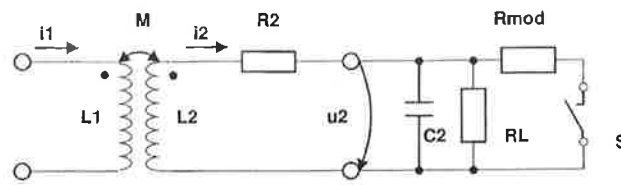
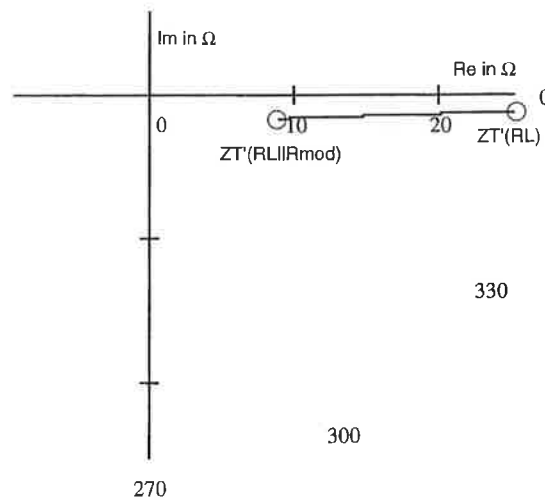


Abbildung 29: Ersatzschaltbild eines Transponders mit ohmschem Lastmodulator [1]


Abbildung 30: Ortskurve von Z_T bei ohmscher Lastmodulation [1]

5.2.2 Kapazitive Lastmodulation

Statt eines Modulationswiderstandes wird hier ein zusätzlicher Kondensator C_{mod} (parallel zu R_L bzw. zu C_2) im Takt der Daten ein- und ausgeschaltet (Abbildung 31). Mit dem Zuschalten von C_{mod} vergrößert sich jedoch der Wert der Gesamtparallelkapazität, was zu einer Verstimmung der Transponderresonanzfrequenz führt. Dies wiederum hat eine Änderung der transformierten Transponderimpedanz in Betrag und Phase zur Folge (ersichtlich in der Ortskurve in Abbildung 32). Kapazitive Lastmodulation erzeugt also eine Mischung aus Amplituden- und Phasenmodulation (ASK und PSK).

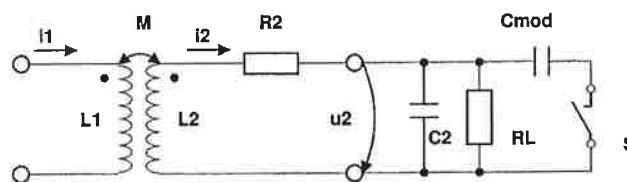


Abbildung 31: Ersatzschaltbild eines Transponders mit kapazitivem Lastmodulator [1]

5.3 Lastmodulation mit Hilfsträger

Die induktive Kopplung zwischen Transponder und Lesegerät ist sehr gering. Die durch Lastmodulation entstehenden Spannungsschwankungen an der Antenne (= Nutzsignal) des Lesegerätes sind um ein vielfaches geringer als seine Ausgangsspannung. Bei 13,56 MHz-Systemen beträgt diese ungefähr

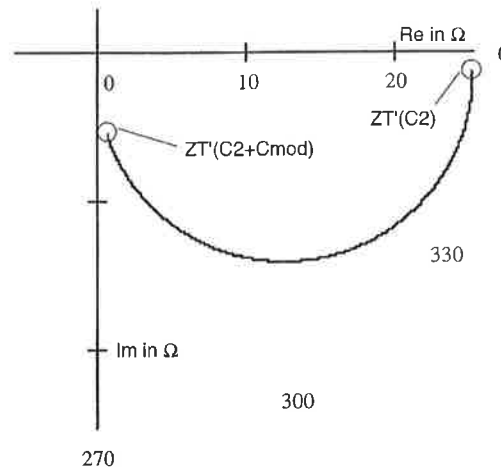


Abbildung 32: Ortskurve von Z_T bei kapazitiver Lastmodulation [1]

100 V (wegen der Resonanzüberhöhung); die Lastmodulation macht sich jedoch nur im mV-Bereich bemerkbar. Das entspricht einem Signal-Rausch-Abstand von 80 dB. (Ohmsche) Lastmodulation ohne Hilfsträger entspricht einer ASK der HF-Spannung an der Antenne des Lesegerätes; der Modulationswiderstand im Transponder wird im Takt eines basisbandcodierten Datensignals ein- und ausgeschaltet. Die entstehenden Modulationsseitenbänder sind in diesem Fall direkt um das Trägersignal (= Betriebsfrequenz des Systems; z.B. 13,56 MHz) angeordnet. Die Schwierigkeit besteht nun darin, die Information aus den Seitenbändern neben dem starken Trägersignal herauszufiltern.

Der Vorteil der Lastmodulation mit Hilfsträger ist die einfachere Filterung der Seitenbänder, da sie sich in größerem Abstand zum Träger befinden. Abbildung 33 zeigt das Zustandekommen der Lastmodulation mit Hilfsträger: Ein niederfrequenter Hilfsträger wird zuerst durch das basisbandcodierte Datensignal moduliert. Dabei kann ASK, FSK oder PSK eingesetzt werden. Für 13,56 MHz-Systeme typische Hilfsträgerfrequenzen sind 847 kHz und 424 kHz. Der modulierte Hilfsträger wird nun als Taktsignal für das Ein- und Ausschalten des Modulationswiderstandes verwendet. Das Trägersignal wird hier also mit dem modulierten Hilfsträgersignal moduliert (anstatt mit dem basisbandcodierten Datensignal). Die hier entstehenden Modulationsseitenbänder sind im Abstand der Hilfsträgerfrequenz um den Träger angeordnet (siehe Abbildung 34). Das ermöglicht im Lesegerät eine einfache Filterung der Seitenbänder mit einem Bandpass. Ob das obere oder das untere Seitenband gefiltert wird, ist egal, da die Information in beiden gleichwertig enthalten ist. Nach Filterung wird das Signal noch verstärkt und demoduliert, um das Basisbandsignal des modulierten Datenstromes zurückzugewinnen. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist die Größe der benötigten Bandbreite.

5.4 Demodulation im Lesegerät

Zur Demodulation sollte die an Z_T abfallende Spannung u_{Z_T} - diese wird durch die Lastmodulation in Betrag und Phase verändert - abgegriffen werden. Da Z_T jedoch kein diskretes Bauelement ist, kann dem Empfänger des Lesegerätes nur die Summenspannung u_1 zugeführt werden. u_1 setzt sich aus den Spannungsabfällen an R_1 , L_1 und Z_T zusammen, d.h. u_1 ist die direkt an der Antenne des Lesegerätes abfallende Spannung. Nach Empfang und erfolgter Gleichrichtung kann das Signal demoduliert werden. Die gesendeten Daten sind im Basisband nicht zugänglich; sie sind in den durch die Amplitudenmodulation entstehenden Seitenbändern der modulierten Spannung u_1 enthalten.

5 Datenübertragung

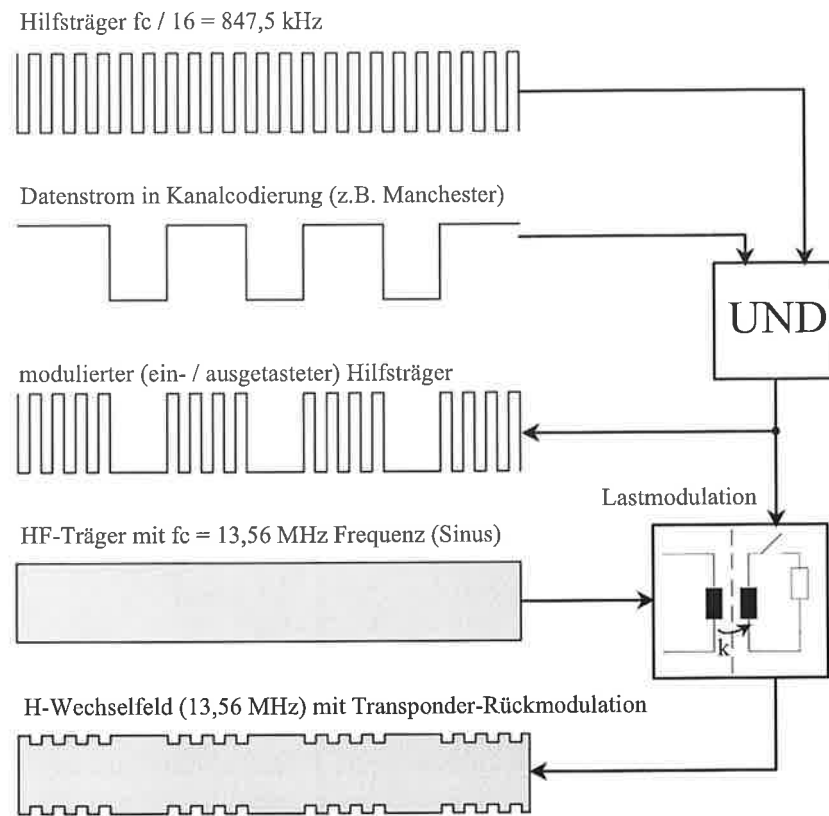


Abbildung 33: Zustandekommen der Lastmodulation mit Hilfsträger

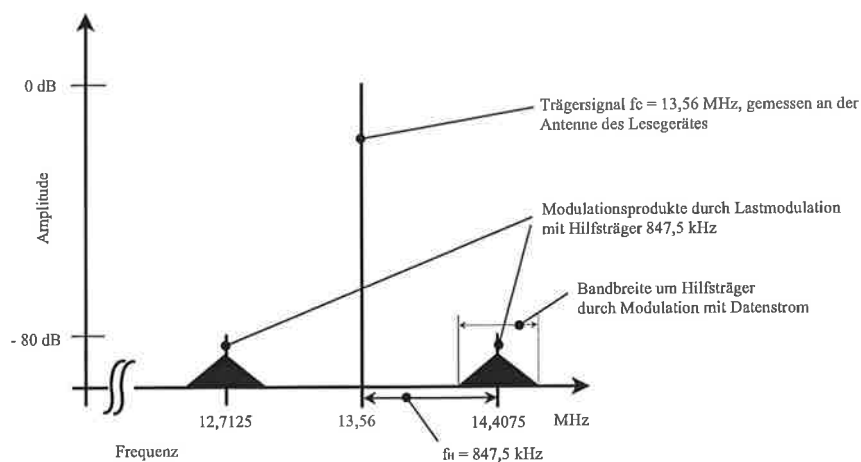


Abbildung 34: Durch die Lastmodulation mit Hilfsträger entstehenden Modulationsseitenbänder

5.5 Übertragungsbandbreite

Um die Energiereichweite eines RFID-Systems und die Werte der transformierten Transponderimpedanz hoch zu halten, sollte der Gütefaktor Q des Transponderschwingkreises möglichst groß sein. Für die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät ist andererseits eine gewisse Mindestbandbreite notwendig. Für die Bandbreite B des Transponderschwingkreises gilt:

$$B = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

Die Bandbreite ist umgekehrt proportional zum Gütefaktor, d.h. je größer Q ist, desto weniger Bandbreite steht für die Datenübertragung zur Verfügung.

Bei Lastmodulation wird auch der Strom i_2 in der Transponderantenne amplitudenmoduliert. Die entstehenden Seitenbänder von i_2 werden durch die begrenzte Bandbreite in ihrer Amplitude gedämpft (Abbildung 35). B beschreibt also einen Bereich um die Resonanzfrequenz, an dessen Grenzen die Seitenbänder von i_2 gegenüber der Resonanzfrequenz um 3 dB gedämpft sind. Die Stärke der Dämpfung wird vom Verlauf des Gütefaktors bestimmt. Wird Q zu hoch gewählt, können die Seitenbänder von i_2 so sehr gedämpft werden, dass die Informationsreichweite verringert wird. Ein Idealfall ist gegeben, wenn der Wert des Gütefaktors zu einer identischen Energie- und Informationsreichweite führt.

Systeme mit schneller Datenübertragung - das erfordert eine große Bandbreite - haben daher eine Reichweite von nur wenigen Zentimetern (die große Bandbreite erfordert einen kleinen Gütefaktor, dieser wiederum führt zu einer geringeren Spannungsüberhöhung, die sich negativ auf die Reichweite auswirkt). Findet die Datenübertragung langsam statt, d.h. die Bandbreite ist gering, so ergeben sich viel größere Reichweiten für das System.

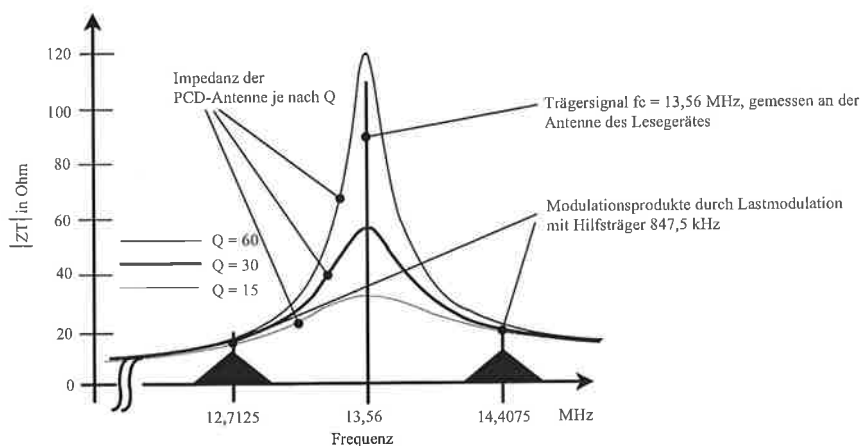


Abbildung 35: Dämpfung der Amplituden der Modulationsseitenbänder von i_2 durch die Bandbreite der Antenne des Lesegerätes und des Transponderschwingkreises [1]

6 Messaufbau im Labor

Im Rahmen der Laborübung werden einige einfache Messungen an Komponenten eines 13.56 MHz RFID-Systems nach dem Standard ISO/IEC 14443 („Proximity“) gemacht. Der Messaufbau ist geeignet, zu überprüfen, ob industriell gefertigte Transponder und Lesegeräte den Vorgaben dieser internationalen Norm entsprechen. Die wesentlichen Komponenten des Messaufbaus und die Vorgehensweise bei der Messung sind in dem Laborstandard ISO/IEC 10373-6 spezifiziert, welcher der folgenden Beschreibung zugrunde liegt. Zur Orientierung wird zunächst eine kurze Beschreibung der Komponenten des Aufbaus gegeben.

6.1 Komponenten des ISO-Aufbaus

Der Aufbau nach ISO 10373-6, salopp auch als „ISO-Aufbau“ bezeichnet, dient dazu, die Luftschnittstelle von Transponderkarten und Lesegeräten genau vermessen zu können. Im Wesentlichen besteht er aus einigen (auf Printplatten) gedruckten Spulen, die in sinnreicher Anordnung in einer Halterung fixiert sind. Diese Komponenten sind:

PCD-Sendeantenne mit Anpass-Netzwerk: Die PCD-Sendeantenne (PCD steht für Proximity Coupling Device, gängige Abkürzung für das Lesegerät, siehe Abbildung 36) emittiert das H-Wechselfeld im ISO-Aufbau. Sie bildet die Antenne eines Lesegerätes nach, deren Eigenschaften durch die Beschreibung im Laborstandard genau definiert sind. Es ist eine Schleifenantenne mit einer wirksamen Windung (die zweite Windung dient zur elektrischen Kompensation). Mit abgeglichenem Anpassnetzwerk hat die Antenne bei 13,56 MHz genau $50\ \Omega$ am Eingang.

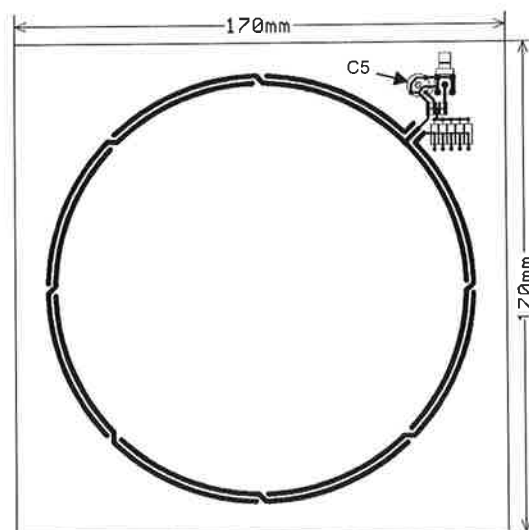


Abbildung 36: Abmessungen der PCD-Sendeantenne

Kalibrierspule (Feldstärke-Messung): Die Kalibrierspule (Abbildung 37) besteht aus einer Windung im ID-1 Format üblicher Transponderkarten-Antennen. Die Fläche beträgt ca. 3000 mm^2 . Sie wird zur Messung der H-Feldstärke verwendet, welche aus der induzierten Leerlaufspannung errechnet werden kann.

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = 2\pi f\mu_0\mu_r AH$$

Für 13,56 MHz gilt $H_{\text{RMS}} \approx 1,1u_{\text{pp}}$.

ISO/IEC 7810 ID-1 outline

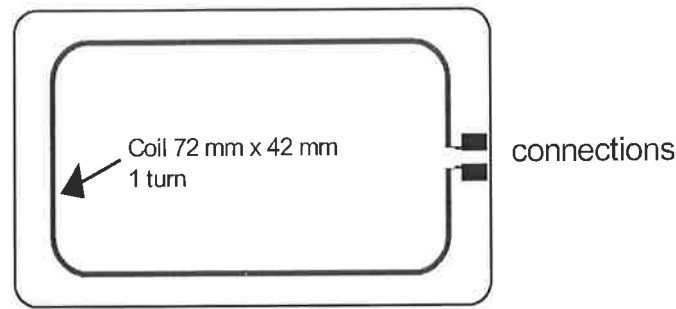


Abbildung 37: Abmessungen der Kalibrierspule. Der Effektivwert der H-Feldstärke (in A/m) ist das 1,1-fache der induzierten Leerlaufspannung (in V Spitze-Spitze).

Mess-Spule (Feld-Asymmetrie): Zwei identische Mess-Spulen (Abbildung 38) sind symmetrisch im gleichen Abstand vor und nach der PCD-Sendeantenne angebracht. Bei völlig symmetrischem H-Feld wird dadurch in beide Spulen die gleiche Spannung induziert. Die Spulen werden in einer sog. Helmholtz-Anordnung antiparallel (über Widerstände) gekoppelt, sodass die Spannung am Kombinationspunkt (nahezu) null wird bei symmetrischem Feld (siehe Abbildung 39). Wird das Feld jedoch beispielsweise durch eine Transponderkarte belastet und dadurch asymmetrisch, so kann genau dieser asymmetrische Anteil mit der Helmholtz-Anordnung gemessen werden. Die Anordnung wird daher insbesondere zur Messung der Rückmodulation einer Transponderkarte eingesetzt (erlaubt die Unterdrückung des symmetrischen Träger-anteils ohne Filterung im Frequenzbereich, der eine Signalverzerrung bedeuten würde).

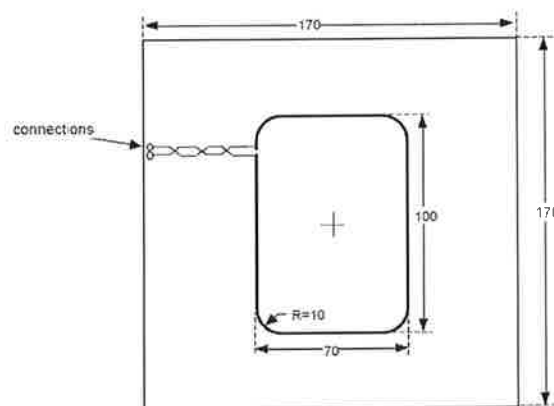


Abbildung 38: Abmessungen der Mess-Spule

ISO-Aufbau: Die gesamte Anordnung der Printplatten in der Halterung sieht räumlich so aus, wie rechts dargestellt. An einer Seite der Mess-Spule (engl.: sense coil) wird eine Transponderkarte befestigt, das Device Under Test (DUT). Symmetrisch dazu auf der gegenüberliegenden Seite wird mit der Kalibrierspule die Feldstärke gemessen (inklusive der Rückwirkung durch das DUT). In der Distanz 37,5 mm zur PCD-Antenne ergibt sich über die Fläche der Transponderantenne eine homogene H-Feld-Verteilung.

6 Messaufbau im Labor

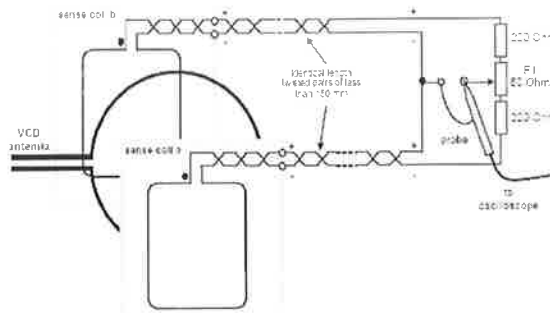


Abbildung 39: Helmholtz-Anordnung

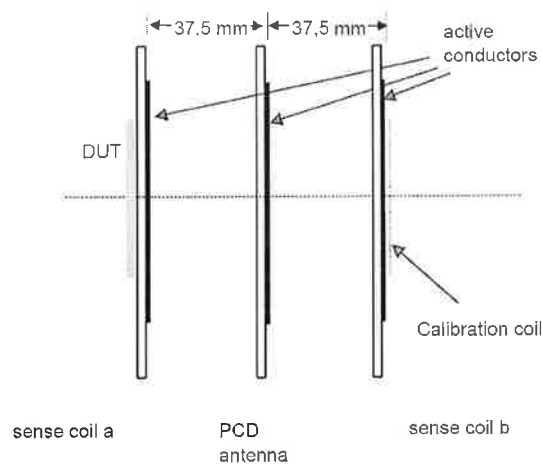


Abbildung 40: ISO-Aufbau

Reference-PICC für Leistungstests: Das Reference-PICC (PICC steht für Proximity Integrated Circuit Card, siehe Abbildung 41) bildet die Wirkung einer Transponderkarte an der Luft-schnittstelle nach. Damit sind Messungen an Lesegeräten nach dem Prinzip der Substitution möglich (inklusive der Rückwirkung der Karte).

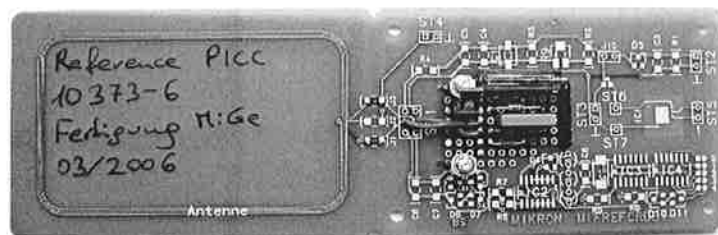


Abbildung 41: Referenz-PICC

Der Aufbau im Labor besteht neben dem beschriebenen ISO-Aufbau auch noch aus Geräten zur Erzeugung und Verstärkung der HF-Signale und zur Darstellung der gemessenen Spannungen. Der für die folgenden Messungen verwendete Setup ist in Abbildung 42 dargestellt.

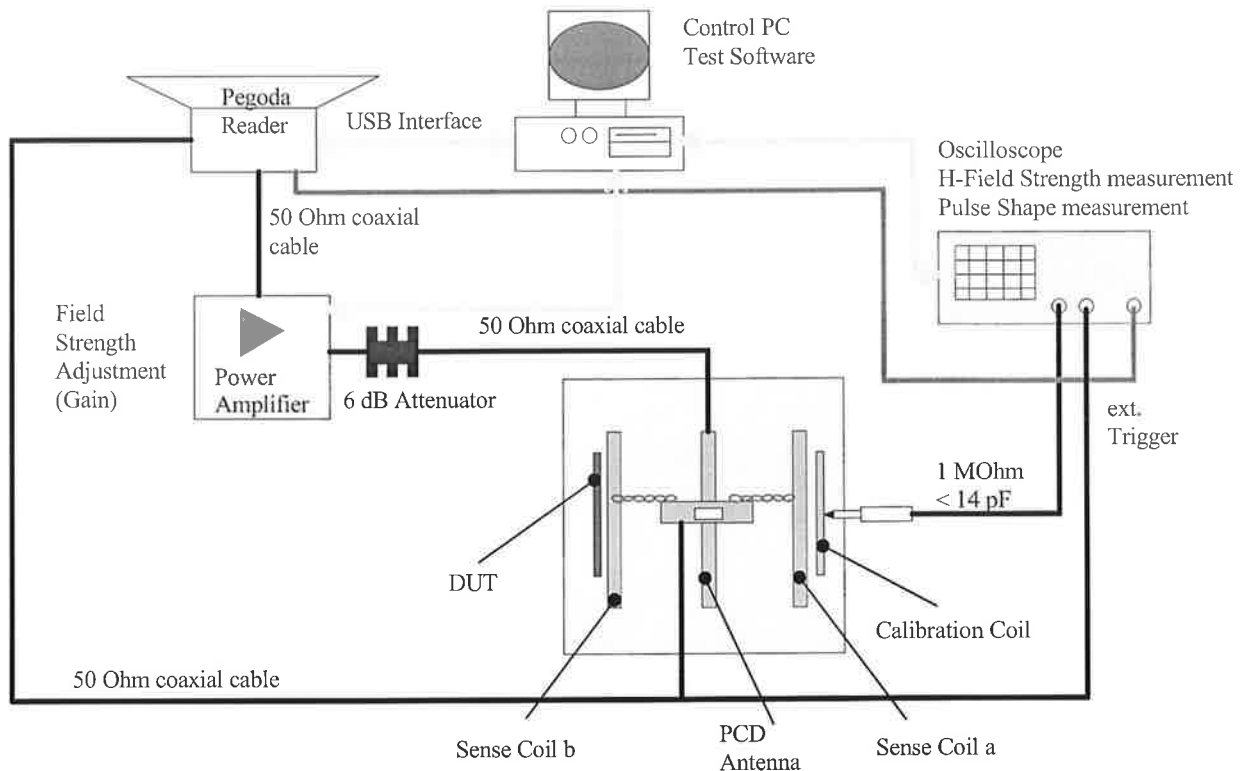


Abbildung 42: Laboraufbau

6.2 Ablauf der Messungen

6.2.1 Vorstellung des Mess-Aufbaus

Die PCD-Sendeantenne wird mit 13,56 MHz HF-Leistung an 50Ω gespeist. Eine sehr einfache Methode zur H-Feldmessung wird gezeigt, bei der die Masse-Leitung eines Oszilloskop-Tastkopfes mit der Tastkopfspitze verbunden wird. In der entstehenden Schleife wird durch ein H-Wechselfeld eine Wechselspannung induziert. Ähnliches passiert unter besser definierten Umständen (plane Fläche genau bestimmter Größe) in der Kalibrierspule.

Die Helmholtz-Anordnung wird abgeglichen. Die Wirkung verschiedener Gegenstände auf das Feld im ISO-Aufbau wird am Helmholtz-Kombinationspunkt mit dem Oszilloskop beobachtet (Metall-Uhr, Transponder-Karte, ...).

6.2.2 Rückwirkungsfreie Messung des H-Feldes zweier PCD-Schleifenantennen mit unterschiedlichen Güten

Der Zweck dieser Übung besteht darin, Energie- und Informationsübertragung (von Lesegerät zu Transponder-Karte) für RFID-Systeme in Abhängigkeit der Güte der PCD-Sendeantenne deutlich zu machen. Bei gleicher Treiberleistung kann man mit einer höheren Antennengüte eine höhere H-Feldstärke erreichen, verliert jedoch in der zeitlichen Auflösung von Pulsen, dies bedeutet eine geringere mögliche Datenrate.

Vorbereitung Eine PCD-Sendeantenne wird im Distanzhalter unten platziert und die Kalibrierspule wird in den beweglichen Teil eingespannt. Die PCD-Sendeantenne wird an den Ausgang des Lesegerätes angeschlossen.

Das Lesegerät wird über die Bedien-Software per Computer so angesteuert, dass auf Tastendruck ein REQUEST-Kommando mit einer Datenrate von 106 kbit/s moduliert auf den 13,56 MHz-Träger über eine BNC-Buchse am Ausgang abgegeben wird. Mit dem Drehregler wird die maximale Ausgangsleistung eingestellt und während der Messung nicht mehr verändert.

Die Kalibrierspule wird an das Oszilloskop angeschlossen. Es wird auf einen einzelnen Puls getriggert (Einstellung Normal, Puls-Trigger $> 1,5 \mu\text{s}$) und mit der Messfunktion die Spitze-Spitze-Spannung angezeigt.

Bei jedem Tastendruck am PC wird nun ein neues Standbild am Oszilloskop dargestellt, das komfortabel abgelesen werden kann.

Ablauf Zunächst wird die PCD-Antenne mit Güte $Q \sim 35$ zur Messung verwendet.

In Schritten von 5 mm Distanz wird der Abstand der Kalibrierspule zur PCD-Antenne mit dem Distanzhalter von 0-150 mm variiert. Bei jedem Distanzschrift wird das H-Feld gemessen. Bei einer Distanz wird auch die Form des Pulses (speziell fallende und steigende Flanken) in einer Skizze festgehalten.

Anschließend wird die PCD-Antenne mit Güte $Q \sim 5$ zur Messung verwendet.

Wieder wird in Schritten von 5 mm Distanz der Abstand der Kalibrierspule zur PCD-Antenne mit dem Distanzhalter von 0-150 mm variiert und bei jedem Schritt das H-Feld gemessen. Bei der gleichen Distanz wird in der Skizze (mit einer anderen Farbe) nun wieder die Form des Pulses festgehalten.

Zusätzlich zur Messung wird vom Übungsleiter anhand eines MathCad-Modells der Feldverlauf im ISO-Aufbau erklärt. Bei einer Distanz von 37,5 mm ergibt sich ein homogener Feldverlauf über eine typische Fläche einer Transponderantenne (ID-1).

Protokoll Die Ergebnisse sollen im Protokoll in Form einer Tabelle und in einem Diagramm (H-Feldstärke über Distanz für $Q \sim 35$ und für $Q \sim 5$) dargestellt werden. Im gleichen Diagramm soll als Detail die Skizze der Pulsform für die beiden Antennengüten dargestellt werden.

	$Q = 35$	$Q = 5$	$Q = 35$	$Q = 5$
Distanz	U_i (pp)	U_i (pp)	H (rms)	H (rms)
[mm]	[V]	[V]	[A/m]	[A/m]
0				
5				
...				

6.2.3 Messung der H-Feldstärke über der Frequenz bei unterschiedlichen Antennengüten

Der Zweck dieser Übung besteht darin, die starke Frequenzabhängigkeit bei Antennen hoher Güte (Bandpass-Filter) im Frequenzbereich zu zeigen. Hochgütige Antennen haben eine starke Resonanzüberhöhung an der Resonanzfrequenz, niedergütige Antennen einen eher flachen Verlauf. Bei Frequenzen deutlich über oder unter der Resonanzfrequenz, im Fall von RFID-Systemen insbesondere den Unterträgern, welche die Transponderkarten zur Rückmodulation nutzen, können hochgütige Antennen durchaus eine deutlich größere Dämpfung haben, als niedergütige Sendeantennen. Dies hat Einfluss auf die Empfindlichkeit im Empfangszweig eines Lesegerätes.

Vorbereitung Die PCD-Sendeantenne mit $Q \sim 35$ wird in die Halterung des ISO-Aufbaus gesteckt und an den Ausgang des HF-Verstärkers angeschlossen, dessen Verstärkung zunächst auf Minimum eingestellt ist.

Zur Signalerzeugung wird der Arbiträrsignalgenerator (AWG ... Arbitrary Waveform Generator) verwendet. Er wird auf Sinus-Funktion eingestellt, die Amplitude wird auf 100 mV gesetzt und die Frequenz wird zunächst auf 13,56 MHz eingestellt. Der Ausgang des AWG wird freigegeben (Kontroll-LED) und mit dem Eingang des HF-Verstärkers verbunden.

Die Kalibrierspule wird im ISO-Aufbau befestigt und am Kanal 1 des Oszilloskops angeschlossen. Das Oszilloskop wird für diese Messung in der Funktion „auto“ betrieben (ständiger Durchlauf des Signals) und mit der Mess-funktion wird wiederum die Amplitude der induzierten Wechselspannung als Spitze-Spitze Wert dargestellt.

Die H-Feldstärke wird nun bei 1 A/m kalibriert. Dazu wird die Verstärkung so weit erhöht, dass die Spannung an der Kalibrierspule ca. 916 mV (pp) beträgt. Anschließend wird eine Feldstärke von 2 A/m eingestellt, indem am AWG die Signalamplitude auf 200 mV erhöht wird.

Ablauf Zunächst bleibt die PCD-Antenne mit $Q \sim 35$ in Verwendung.

Am AWG wird die Signalfrequenz von 12 MHz auf 15 MHz in Schritten von 200 kHz erhöht, die Amplitude bleibt dabei konstant.

Bei jedem Schritt wird die mit Kalibrierspule und Oszilloskop gemessene Wechselspannung aufgezeichnet und daraus die H-Feld-Stärke berechnet. Hinweis: In den Umrechnungsfaktor geht auch die Frequenz des H-Feldes mit ein.

Anschließend wird bei gleicher Treiberleistung die Antenne mit $Q \sim 5$ in den ISO-Aufbau gesteckt, angeschlossen und die Messung mit dieser Antenne wiederholt.

Zusätzlich zur Messung wird vom Übungsleiter anhand eines HySim-Modells die Anpassung einer Schleifenantenne durch das Anpassnetzwerk im Smith-Diagramm gezeigt. Die Güte der frei schwingenden Antenne kann aus den Bauteilwerten berechnet werden:

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

Leider ist nur für eine Frequenz eine Anpassung an $50\ \Omega$ möglich (und unterschiedliche Verstärker-Topologien zeigen bei Fehlanpassung unterschiedliches Verhalten), wodurch aus dieser Messung nicht direkt die Güte der Antenne abgeleitet werden kann.

Protokoll Die Messwerte werden in einer Tabelle erfasst und für beide Antennen wieder in einem Diagramm (H-Feldstärke über Sendefrequenz) dargestellt.

6.2.4 Arbeitsbereich eines Lesegerätes

Vorbereitung Das Reference-PICC für Leistungstests wird erklärt und gezeigt. Es stellt eine sehr vereinfachte Transponderkarte dar (Antennenresonanzkreis und Belastungswiderstand) und hat eine definierte Rückwirkung auf die Sendeantenne. Es ist vorab bereits auf die zwei Resonanzfrequenzen 13,56 MHz und 19 MHz abgestimmt, die durch einen Jumper ausgewählt werden können. Zunächst wird es durch Setzen des Jumpers auf 13,56 MHz Resonanzfrequenz eingestellt (größere Rückwirkung) und als DUT in den ISO-Aufbau gegeben.

Der AWG dient als Signalgenerator und wird auf 13,56 MHz Sinusfrequenz bei 100 mV Amplitude eingestellt und der Ausgang freigeschaltet (Kontroll-LED). Der Ausgang des AWG wird an den Eingang des HF-Verstärkers angeschlossen, dessen Verstärkung zunächst auf Minimum eingestellt ist. Der Ausgang des HF-Verstärkers wird an die PCD-Antenne des ISO-Aufbaus angeschlossen.

Ablauf

- Zunächst wird das Reference-PICC vermessen.

Dazu wird zuerst der ISO-Aufbau mit Reference-PICC als DUT auf 1 A/m kalibriert, indem am HF-Verstärker der Regler nachgestellt wird, bis an der Kalibrierspule mit dem Oszilloskop ca. 916 mV (pp) gemessen werden.

Ein Digitalvoltmeter wird an den Ausgang des Reference-PICC angeschlossen und die Gleichspannung wird gemessen.

Durch Ändern der Amplitude des AWG wird nun die H-Feldstärke im ISO-Aufbau von 0-8 A/m in Schritten von 0,5 A/m variiert. Hinweis: 100 mV Amplitude am AWG entsprechen 1 A/m H-Feldstärke, 150 mV entsprechen 1,5 A/m usw.

Die erzeugte Gleichspannung über der H-Feldstärke wird für das auf 13,56 MHz Resonanzfrequenz abgestimmte Reference-PICC aufgenommen.

- Arbeitsbereich eines Lesegerätes ermitteln.
Nun wird ein ISO 14443 kompatibles Lesegerät (Philips PEGODA-Reader) an die USB-Schnittstelle des Computers angeschlossen und mit der Bediensoftware angesteuert.

Das Lesegerät wird am Fuß des Distanzhalters platziert und das Reference-PICC wird in den beweglichen Teil über dem Reader gesteckt.

Zufolge des Standards ist die mindeste erforderliche H-Feldstärke (mit Rückwirkung durch ein Reference-PICC auf 13,56 MHz Resonanzfrequenz) 1,5 A/m. Der Arbeitsbereich des Lesegerätes erstreckt sich also bis zu der Distanz, an der die 1,5 A/m gerade noch überschritten werden.

Aus der vorangegangenen Messung ist die Gleichspannung am Reference-PICC bei 1,5 A/m bekannt. Nun wird die Distanz so weit erhöht, bis dieser Spannungswert erneut gemessen wird. An dieser Distanz werden vom Lesegerät (mit Rückwirkung) 1,5 A/m gerade noch erreicht.

Zur Kontrolle wird mit der Reader-Bediensoftware die Funktion „Highlight Cards“ aktiviert und eine kompatible Transponderkarte wird anstelle des Reference-PICC in den Distanzhalter gesteckt. Der Reader wird die Seriennummer der Karte erkennen, und dies auch noch bei deutlich größerer Distanz. Ursache ist, dass die Karten (je nach Qualität) meist eine deutlich geringere Ansprechfeldstärke besitzen, als im Standard gefordert.

Protokoll Die Kennlinie aus der Vermessung des Reference-PICC wird als Tabelle und Diagramm über der H-Feldstärke festgehalten.

6.2.5 Seitenbandpegel der Transponder-Rückmodulation

Vorbereitung Das Lesegerät im Metallgehäuse dient als Signalquelle.

Die Amplitude des Lesegerätes wird mit dem Regler auf Minimum eingestellt (nach links drehen) und die Amplitude des HF-Verstärkers wird auf Minimum eingestellt.

Das Lesegerät wird über USB mit dem Computer verbunden, auf dem die Steuersoftware läuft, und der Ausgang wird über Koaxialkabel mit dem Eingang des HF-Verstärkers verbunden. Die PCD-Antenne mit $Q \sim 35$ wird in den ISO-Aufbau gesteckt und an den Ausgang des HF-Verstärkers angeschlossen.

Mit der Kalibrierspule wird während der Messung mit Oszilloskop über Kanal 1 die induzierte Spannung gemessen und daraus die H-Feldstärke berechnet (Funktion normal, Puls-Trigger auf Kanal 1). Der Kombinationspunkt der Helmholtz-Anordnung wird über einen zweiten Tastkopf auf Kanal 2 geschaltet und dargestellt. Die Zeitauflösung in der Darstellung während der Messung beträgt 500 ns.

Eine 13 MHz-Transponderkarte nach ISO 14443 wird als DUT in den ISO-Aufbau gegeben.

Nun wird vorsichtig die Feldstärke mit dem Amplitudenregler am Lesegerät erhöht. Dabei kann beobachtet werden, ab welcher Feldstärke eine Rückmodulation der Karte zu erkennen ist (korreliert mit der Energiereichweite).

7 Anwendungen

Nun ist noch die Frage offen, ob die Rückmodulation auch ausreichend groß ist, um vom Lesegerät erkannt zu werden (korreliert mit Informationsreichweite). Der Standard legt für die Spannung an den Frequenzen der Seitenbänder (willkürlich definiert) einen Mindest-Wert vor, der überschritten werden muss. Dieser Mindestwert ergibt sich nach der Formel

$$U_p \geq \frac{30}{N_{\text{rms}}^{1,2}}$$

Wird beispielsweise an der H-Feldstärke von 1,5 A/m für beide Seitenbänder eine Spannung von 18,44 mV (peak) überschritten, so ist die Transponderkarte in diesem Punkt standardkonform.

Ablauf Die H-Feldstärke wird von 1 A/m bis 8 A/m in Schritten von 1 A/m erhöht (zu hohe Leistung an der Sendeantenne vermeiden) indem beim Regler des Lesegerätes oder des Verstärkers die HF-Amplitude verändert wird.

Ist über Kanal 1 die Feldstärke eingestellt, wird auf Kanal 2 ein Ausschnitt der Rückmodulation dargestellt (4 Perioden des 848 kHz-Rechtecksignals). Dieser Bildschirmausschnitt wird als Datentabelle in CSV-Format (CSV steht für Comma Separated Vector) auf Diskette gespeichert.

Nach der Messung werden diese Datenfiles (um Kopf- und Fußzeilen bereinigt) mit einer speziellen Software einer FFT (Fast Fourier Transformation) unterzogen, die als Ergebnis die Spannung an den interessanten Frequenzen (Träger, oberes Seitenband, unteres Seitenband) ausgibt.

Protokoll Es soll in einer Tabelle und als Grafik die Spannung von oberem und unterem Seitenband über der H-Feldstärke zusammen mit der Kurve für den Mindestwert dargestellt werden.

7 Anwendungen

RFID-Systeme werden in den unterschiedlichsten Bereichen eingesetzt:

Smart Cards (üblicherweise 13 MHz Transponder):

- Elektronische Dokumente (Reisepass, Personalausweis, Führerschein, Gesundheitskarte,...)
- Kreditkarten (Paypass)
- Zutrittsberechtigung, Zeiterfassung
- Tickets für öffentliche Verkehrsmittel

Smart Labels:

- Produktkennzeichnung, Herkunftsnachweis, Diebstahlschutz
- Haus- und Nutztieridentifikation (125 kHz Glastransponder)
- Car Immobilizer (125 kHz Transponder im Autoschlüssel, Reader im Zündschloss)
- Bestandserfassung (Bibliotheken, Lagerhäuser, Pharmazie,...)

- Logistik in industrieller, automatisierter Fertigung

Smart Sensors:

- Reifendrucksensoren (Tire Pressure, 866 MHz)
- Temperatursensoren
- Medizintechnische Anwendungen

Ein sehr großes Einsatzgebiet ist die Warensicherung in Kaufhäusern.

7.1 Warensicherung in Kaufhäusern

Es gibt verschiedene Systeme zur elektronischen Diebstahlsicherung. Sie werden EAS-Systeme (Electronic Article Surveillance) genannt. Die Komponenten sind ein Lesegerät im Sinne eines Detektors und das Sicherungsmittel (Etikett). Das Sicherungsmittel ist ein 1-bit-Transponder, d.h. das System kennt nur die zwei Zustände: „Transponder im Ansprechbereich“ oder „kein Transponder im Ansprechbereich“. Im folgenden soll das Radiofrequenzverfahren näher beschrieben werden.

Der Transponder ist bei diesem Verfahren aus einem einfachen LC-Schwingkreis aufgebaut, der auf eine bestimmte Resonanzfrequenz abgeglichen ist. Die Spule dient wieder als Antenne. In Abbildung 43 sind zwei verschiedene Bauformen solcher Transponder dargestellt: bei Klebe-Etiketten ist die Spule zwischen zwei Folieschichten (dient als Kondensator) geätzt; bei Hart-Etiketten verwendet man gewickelten Kupferlackdraht mit angelötetem Kondensator.

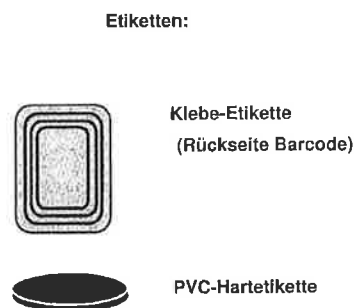


Abbildung 43: Bauformen von Etiketten [1]

Das Lesegerät sendet ein magnetisches Wechselfeld im Radiofrequenzbereich aus. Befindet sich der Transponder im Ansprechbereich, so wird über seine Spule eine Spannung induziert. Sind die Frequenz des magnetischen Wechselfeldes und die Resonanzfrequenz des Transponderschwingkreises identisch, wird dieser zu einer Resonanzschwingung angeregt. Der daraufhin fließende Strom wirkt über die transformierte Transponderimpedanz auf das magnetische Wechselfeld zurück und bewirkt einen Spannungsabfall an der Spule des Lesegerätes. Die magnetische Feldstärke wird dort also abgeschwächt. Mittels ständiger Messung kann eine Unterschreitung ihres Sollwertes sofort erkannt werden und löst gegebenenfalls Alarm aus. Das Funktionsprinzip eines EAS-Systems ist in Abbildung 44 zu sehen.

Die Stärke der Spannungsänderung im Lesegerät ist abhängig vom Gütefaktor des Transponderschwingkreises und vom Abstand der beiden Antennen. Obwohl die Spannungsänderung sehr gering ist, sollte sie dennoch in jedem Fall detektiert werden können. Um demnach ein gut ausgeprägtes Signal zu erhalten, wird die Frequenz des magnetischen Wechselfeldes, das vom Lesegerät ausgesandt wird, nicht konstant gehalten, sondern gewobbelt: die Frequenz überstreicht fortlaufend den Bereich von $8,2 \text{ MHz} \pm 10\%$, d.h. sie pendelt zwischen zwei Eckfrequenzen hin und her. Die Resonanzfrequenz des Transponderschwingkreises wird daher in jedem Fall getroffen, auch wenn diese durch Bauteiltoleranzen oder Metall in der Umgebung verstimmt sein sollte. Ist ein Transponder im Ansprechbereich, so erzeugt er durch das Einschwingen einen deutlichen Abfall der Spannung am Lesegerät (Abbildung 45). Damit ist eine leichte Detektion möglich.

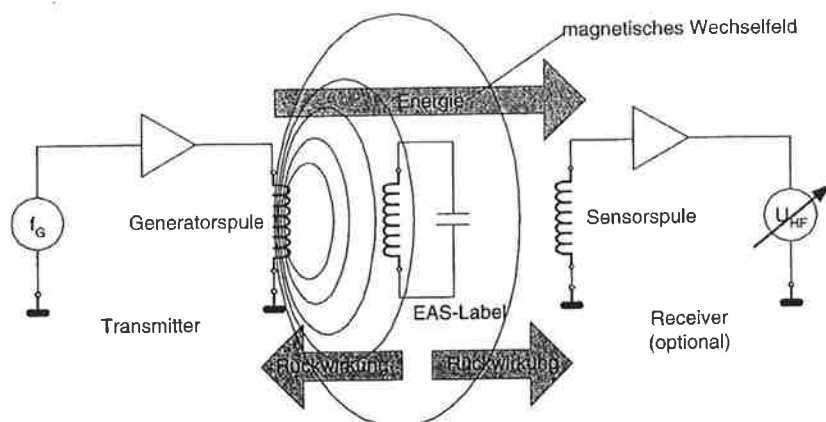


Abbildung 44: Funktionsprinzip eines EAS-Systems [1]

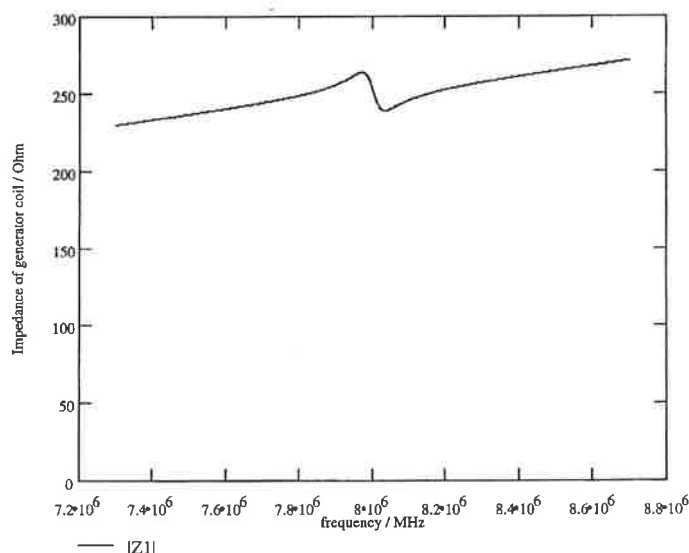


Abbildung 45: Spannungsabfall am Lesegerät durch das Einschwingen des Transponderresonanzkreises [1]

An der Kassa werden die Etiketten auf den Deaktivator gelegt. Dieser erzeugt ein so starkes Magnetfeld, dass der Kondensator - er besitzt hierfür eingebaute Sollkurzschlussstellen - durch die induzierte

Spannung zerstört wird. Der Schwingkreis wird dadurch stark verstimmt und das Ansprechen auf die Wobelfrequenz ist somit ausgeschlossen.

7.2 Oberflächenwellentransponder

Oberflächenwellentransponder (OFW-Transponder) sind in dem Sinne zwar keine Anwendung, aber eine sehr interessante Art von RFID-Systemen.

Ein OFW-Transponder besteht aus einem piezoelektrischen Einkristall (z.B. Quarz), an dessen Oberfläche ein Interdigitalwandler und mehrere Reflektoren angebracht sind. Mit den Sammelschienen des Interdigitalwandlers ist eine Dipolantenne verbunden (Abbildung 46).

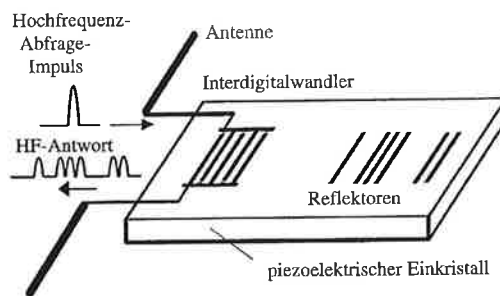


Abbildung 46: Funktionsprinzip eines OFW-Transponders [1]

7.2.1 Interdigitalwandler

An einem Piezokristall entstehen durch Anlegen einer Spannung Verformungen im Kristallgitter. Dieser Effekt wird zur Erzeugung von akustischen Oberflächenwellen (sogenannte Rayleigh-Wellen) herangezogen. OFW durchziehen jedoch nicht den gesamten Kristall, sondern breiten sich hauptsächlich entlang der Oberfläche aus. Die Ausbreitung im Kristall nimmt mit zunehmender Tiefe exponentiell ab. Auf hochpolierten Substratoberflächen können sich OFW fast ungedämpft mit 3000 bis 4000 m/s fortpflanzen. Um OFW zu erzeugen werden elektroakustische Wandler (z.B. Interdigitalwandler) an der Kristalloberfläche angebracht. Sie bestehen aus $0,1\ \mu\text{m}$ dünnen Aluminiumplättchen, die als Elektroden dienen. Beim Anlegen einer Wechselfspannung beginnen OFW sich in alle Richtungen um die Elektroden auszubreiten. Der Aufbau eines Interdigitalwandlers ist in Abbildung 47 zu sehen. Er besteht immer aus zwei ineinandergreifenden Fingersystemen. Je zwei Finger unterschiedlicher Polarität - die Polarität der Finger wird durch ihre Länge vorgegeben - liegen gegenüber. Legt man an die Sammelschiene (darauf befinden sich die Anschlüsse) einen δ -förmigen elektrischen Impuls, so verformt sich zwischen den Fingern unterschiedlicher Polarität die Oberfläche des Kristalls proportional dem elektrischen Feld. Es bildet sich eine OFW, die sich in beide Richtungen ausbreitet. Läuft umgekehrt eine OFW in den Interdigitalwandler ein, entsteht ein der Fingerstruktur proportionales elektrisches Signal an der Sammelschiene.

Bei der Mittenfrequenz f_0 des Interdigitalwandlers wird das Maximum der elektroakustischen Wechselwirkung erreicht. Das heißt bei f_0 ist die Wellenlänge λ_0 der OFW gleich einer elektrischen Periode q (das ist der Abstand zweier Finger gleicher Polarität) des Interdigitalwandlers. Alle Wellenzüge

überlagern sich also phasenrichtig und die Übertragung wird maximal. Die Bandbreite B eines Interdigitalwandlers wird durch seine Länge beeinflusst. Für B gilt:

$$B = \frac{2f_0}{N}$$

N entspricht der Anzahl an Fingern.

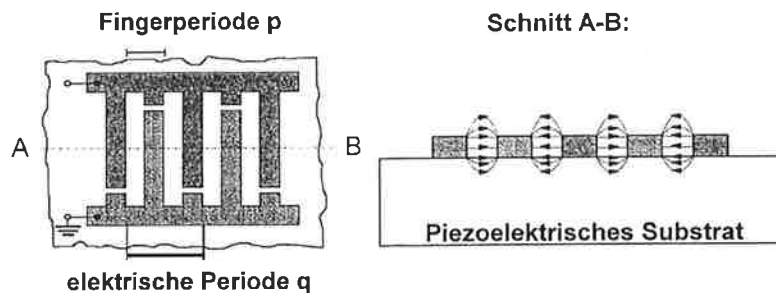


Abbildung 47: Aufbau eines Interdigitalwandlers; Anordnung der fingerförmigen Elektroden (links) und Ausbildung des elektrischen Feldes zwischen den Elektroden (rechts) [1]

In Abbildung 48 ist zur Veranschaulichung eine elektronenmikroskopische Aufnahme von OFW-Paketen zu sehen. Der Interdigitalwandler ist links unten zu sehen.

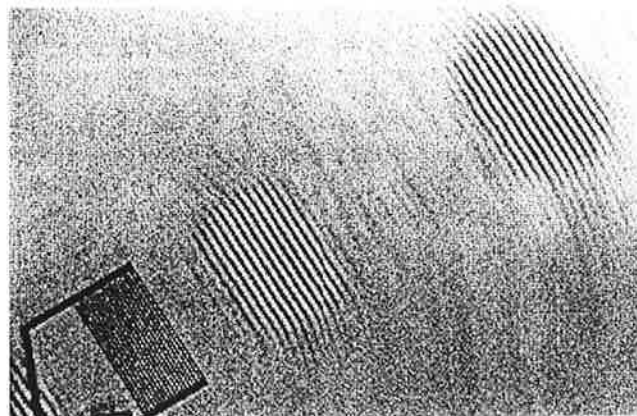


Abbildung 48: Rasterelektronenmikroskopische Aufnahme von OFW-Paketen auf einem piezoelektrischen Kristall [1]

7.2.2 Reflektoren

Reflektoren sind dünne Metallstreifen, die an der Oberfläche des Kristalls angebracht sind. Sie stellen also eine Unstetigkeit auf der sonst hochpolierten Oberfläche dar. Trifft eine OFW auf einen Reflektor, so wird ein kleiner Teil von ihr reflektiert und wandert zum Interdigitalwandler zurück. Wenn die Reflektorperiode p einer halben Wellenlänge λ_0 entspricht, überlagern sich alle Reflexionen gleichphasig. Der Reflexionsgrad erreicht dann ein Maximum. Die zugehörige Frequenz ist die Braggfrequenz f_B (v ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der OFW):

$$f_B = \frac{v}{2p}$$



Abbildung 49: Geometrie eines Reflektors für OFW [1]

7.2.3 Funktionsweise von OFW-Transpondern

Das Lesegerät sendet in periodischen Abständen hochfrequente Abfrageimpulse aus. Die Antenne eines sich im Ansprechbereich befindlichen Transponders empfängt einen Teil der ausgesandten Leistung und wandelt diesen in einen HF-Spannungsimpuls um. Dieser wird vom Interdigitalwandler wie oben beschrieben in eine OFW umgesetzt, die sich dann quer zu den Fingern auf der Kristalloberfläche ausbreitet. Die Reflektoren sind in charakteristischem Abstand im Ausbreitungsweg angebracht. An jedem einzelnen Reflektor wird nun ein Teil der OFW reflektiert. Zum Interdigitalwandler laufen deshalb mehrere Pulse zurück, die wieder in HF-Spannungsimpulse umgewandelt und von der Transponderantenne abgestrahlt werden. Die durch Reflexion entstehenden Pulse stellen also die Antwortsignale des Transponders dar (siehe auch Abbildung 46).

Das Lesegerät empfängt aus einem Umkreis von ungefähr 100 m auch Störreflexionen der Umgebung. Diese sind aber nach $0,66 \mu\text{s}$ (das ist die Laufzeit für $2 \cdot 100 \text{ m}$) abgeklungen. Da sich OFW nur langsam ausbreiten (eine OFW legt in $0,66 \mu\text{s}$ auf einem Quarzsubstrat nur 2 mm zurück, d.h. nach dieser Zeit werden die ersten Reflektoren erreicht), treffen die Antwortsignale des Transponders erst nach einigen μs am Lesegerät ein. Zu diesem Zeitpunkt sind bereits alle Störreflexionen abgeklungen und das Antwortsignal wird somit nicht mehr beeinflusst. OFW-Transponder dieser Art bezeichnet man darum auch als reflektive Verzögerungsleitung. Das Abklingen der Störreflexionen am Lesegerät und das spätere Eintreffen der Antwortsignale ist in Abbildung 50 dargestellt.

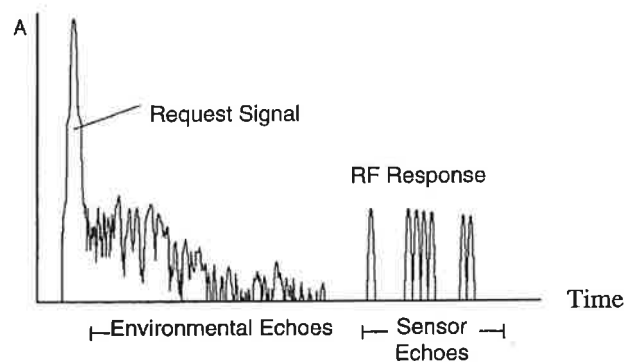


Abbildung 50: Die Antwortimpulse des OFW-Transponders (RF Response) treffen erst nach Abklingen der Umgebungsechos (Environmental Echoes) beim Lesegerät ein; Grund für die lange Antwortzeit ist die langsame Ausbreitung der OFW [1]

Abschließend sei noch gesagt, dass OFW-Transponder keine Speichereigenschaft bezüglich Daten besitzen. Sie können lediglich einen bestimmten Antwortpuls an das Lesegerät senden. Seine Form wird durch den Abstand der Reflektoren am Transponder festgelegt.

OFW-Transponder arbeiten völlig linear und antworten mit einer definierten Phase - den Abfrageimpuls betreffend. Der Phasenwinkel und die Differenzlaufzeit zwischen den reflektierten Einzelsignalen sind konstant. Da eine Abfrage nur einige μs benötigt, können pro Sekunde 100.000e solcher Abfragen durchgeführt werden.

Literatur

- [1] Klaus Finkenzeller: *RFID - Handbuch*, Claus Hanser Verlag München, 3. Auflage, 2002.
- [2] Vorlesungsskriptum *Grundlagen der Elektrotechnik*.
- [3] Vorlesungsskriptum *Physik für Elektrotechniker*.
- [4] Karl Rothammel, Alois Krischke: *Rothammels Antennenbuch*, DARC Verlag Braunatal, 12. Auflage, 2001.
- [5] Dominique Paret: *Radiofrequency Identification and Smart Card Applications*, Wiley, 1st Edition, 2005.
- [6] Steven Shepart: *RFID - Radio Frequency Identification*, McGraw Hill, 2004.
- [7] Dennis Brown: *RFID Implementation Guide*, McGraw Hill, 2006.
- [8] ISO/IEC Information Technology Task Force http://isotc.iso.org/livelink/livelink/fetch/2000/2489/Ittf_Home/ITTF.htm
- [9] Association for Automatic Identification and Mobility: <http://www.aimglobal.org/standards/rfidstds/RFIDStandard.asp>
- [10] RFID Journal: <http://www.rfidjournal.com>
- [11] Independent European Centre for RFID: <http://www.rfidc.com>
- [12] RFID Update: <http://www.rfidupdate.com>
- [13] RFID Product News: <http://www.rfidproductnews.com>