

RFID-Handbuch

Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern

» Hier geht's
direkt
zum Buch

DIE LESEPROBE

3.2 Voll- und Halbduplexverfahren

Im Gegensatz zu den 1-bit-Transpondern, welche meist durch die Anwendung einfacher physikalischer Effekte (Anschwingvorgänge, Anregung von harmonischen Verfahren mit Hilfe der unlinearen Kennlinien von Dioden oder an der unlinearen Hysteresekurve von Metallen) realisiert werden, verwenden die in diesem und dem folgenden Kapitel beschriebenen Transponder einen elektronischen Mikrochip als Datenträger. Auf diesem Datenträger können Datenmengen von wenigen Bytes bis hin zu einigen MByte gespeichert werden. Um die Datenträger auszulesen oder zu beschreiben, müssen Daten vom Lesegerät an den Transponder und auch zurück vom Transponder an das Lesegerät übertragen werden können. Hierbei kommen zwei grundsätzlich unterschiedliche Verfahren zum Einsatz: Voll- und Halbduplexverfahren, die in diesem Kapitel beschrieben sind, sowie sequentielle Systeme, die im nachfolgenden Kapitel beschrieben werden.

Findet die Datenübertragung von Transponder in Richtung Lesegerät zeitversetzt mit der Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder statt, so bezeichnet man dies als *Halbduplexverfahren* (HDX). Bei Frequenzen unter 30 MHz wird zur Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät am häufigsten das Verfahren der Lastmodulation mit und ohne Hilfsträger eingesetzt, welches auch schaltungs-technisch sehr einfach zu realisieren ist. Damit eng verwandt ist das aus der Radartechnik bekannte Verfahren des modulierten Rückstrahlquerschnitts, welches auf Frequenzen über 100 MHz zum Einsatz kommt. Lastmodulation und modulierter Rückstrahlquerschnitt beeinflussen unmittelbar das durch das Lesegerät erzeugte magnetische oder elektromagnetische Feld, und werden deshalb auch zu den „*harmonischen*“ Verfahren gezählt.

Findet die Datenübertragung vom Transponder in Richtung Lesegerät (Uplink) zeitgleich mit der Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder (Downlink) statt, so bezeichnet man dies als *Vollduplexverfahren* (FDX). Dabei kommen Verfahren zum Einsatz, bei denen die Daten des Transponders auf Teilfrequenzen des Lesegeräts, also einer *subharmonischen*, oder auf einer davon völlig unabhängigen, also *anharmonischen* Frequenz zum Lesegerät übertragen werden.

Zur Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder (Downlink) werden bei Voll- und Halbduplexsystemen unabhängig von der Arbeitsfrequenz oder dem Kopplungsverfahren alle bekannten Verfahren der digitalen Modulation eingesetzt. Man unterscheidet zwischen drei grundsätzlichen Verfahren:

- *ASK*: Amplitude Shift Keying
- *FSK*: Frequency Shift Keying
- *PSK*: Phase Shift Keying

Wegen der einfachen Demodulationsmöglichkeit und der damit verbundenen einfacheren Schaltungstechnik im Transponder, verwendet die überwiegende Mehrheit der Systeme eine ASK-Modulation zur Datenübertragung an den Transponder.

FSK ist theoretisch möglich, dem Autor ist derzeit jedoch kein RFID-System bekannt, bei welchem FSK auf der Downlink kommerziell eingesetzt würde.

Auch PSK gewinnt erst in jüngster Zeit an Bedeutung. So wurde in der Standardisierung für ISO/IEC 14443 in 2011 ein Projekt gestartet, um mit PSK-Modulationsverfahren in Zukunft Bitraten von 10 MBit/s und höher auf dem Downlinkkanal zu ermöglichen. ASK wird bei ISO/IEC 14443 für Bitraten von 106 kBit/s bis hin zu 6,78 MBit/s eingesetzt.

Das wichtigste gemeinsame Merkmal der Voll- und Halbduplexsysteme besteht darin, dass die Energieübertragung vom Lesegerät zum Transponder kontinuierlich, also unabhängig von der Datenübertragungsrichtung stattfindet. Im Gegensatz dazu findet bei den sequentiellen Systemen (SEQ) die Energieübertragung vom Transponder zum Lesegerät immer nur für eine begrenzte Zeitspanne statt (Pulsbetrieb → *gepulste Systeme*). Die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät wird in den Pausen zwischen der Energieversorgung des Transponders durchgeführt.

Leider konnte man sich in der Literatur über RFID-Systeme nie auf eine einheitliche Nomenklatur für diese Systemvarianten einigen. Vielmehr ist eine verwirrende und uneinheitliche Zuordnung einzelner Systeme zu Voll- und Halbduplexsystemen üblich. So werden gepulste Systeme häufig als Halbduplexsysteme bezeichnet – dies ist aus Sicht der Datenübertragung zunächst richtig –, alle ungepulsten Systeme werden aber gleichzeitig fälschlicherweise den Vollduplexsystemen zugeordnet. In diesem Buch werden deshalb gepulste Systeme – zur Unterscheidung von anderen Verfahren und entgegen der üblichen RFID-Literatur(!) – als sequentielle Systeme (SEQ) bezeichnet.

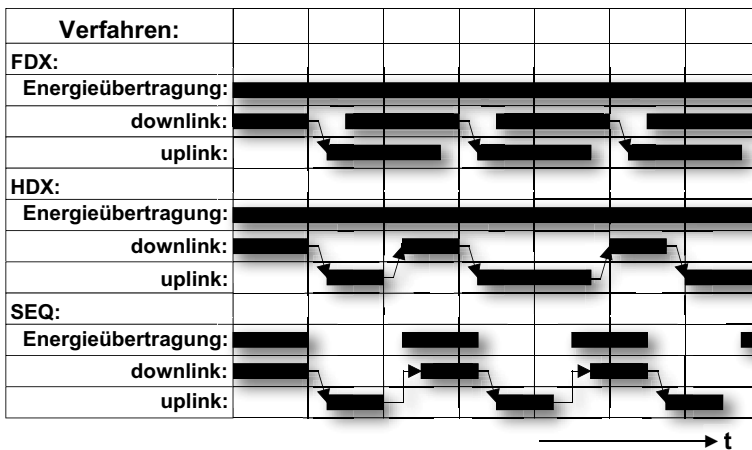


Abb. 3.12 Darstellung der zeitlichen Abläufe bei Voll-, Halbduplex- und sequentiellen Systemen. Die Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder wird in der Abbildung als downlink, die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät als uplink bezeichnet.

3.2.1 Induktive Kopplung

3.2.1.1 Energieversorgung passiver Transponder

Ein induktiv gekoppelter Transponder besteht aus einem elektronischen Datenträger, meist einem einzelnen Mikrochip, sowie einer großflächigen Spule oder Leiterschleife, welche als Antenne dient.

Induktiv gekoppelte Transponder werden fast ausschließlich passiv betrieben. Dies bedeutet, dass die gesamte zum Betrieb des Mikrochips notwendige Energie durch das Lesegerät zur Verfügung gestellt werden muss. Von der Antennenspule des Lesegeräts wird dazu ein starkes hochfrequentes, elektromagnetisches Feld erzeugt, welches den Querschnitt der Spulenfläche und den Raum um die Spule durchdringt. Da die Wellenlänge der verwendeten Frequenzbereiche ($< 135 \text{ kHz}$: 2400 m, 13,56 MHz: 22,1 m) um ein Vielfaches größer ist als die Entfernung zwischen Leser-Antenne und Transponder, darf das elektromagnetische Feld im Abstand des Transponders zur Antenne mathematisch noch als einfaches magnetisches Wechselfeld behandelt werden (Weiteres dazu kann dem Kapitel 4.2.1.1 „Übergang vom Nah- zum Fernfeld bei Leiterschleifen“, S. 138 entnommen werden).

Ein geringer Teil des von der Antenne des Lesegeräts erzeugten magnetisches Feldes durchdringt dabei auch die Antennenspule des Transponders, der sich in einiger Entfernung zur Spule des Lesegeräts befindet. Durch Induktion wird dadurch an der Antennenspule des Transponders eine Spannung U_i erzeugt. Die induzierte Spannung wird gleichgerichtet und dient der Energieversorgung des Datenträgers (Mikrochip).

Der Antennenspule des Lesegeräts wird ein Kondensator C_r parallelgeschaltet, dessen Kapazität so gewählt wird, dass zusammen mit der Spuleninduktivität der Antennenspule ein Parallelschwingkreis gebildet wird, dessen Resonanzfrequenz der Sendefrequenz des Lesegeräts entspricht. Durch den Effekt der Resonanzüberhöhung im Parallelschwingkreis können in der Antennenspule des Lesegeräts sehr hohe Ströme erreicht werden, womit die notwendigen Feldstärken auch zum Betrieb entfernter Transponder erzeugt werden können.

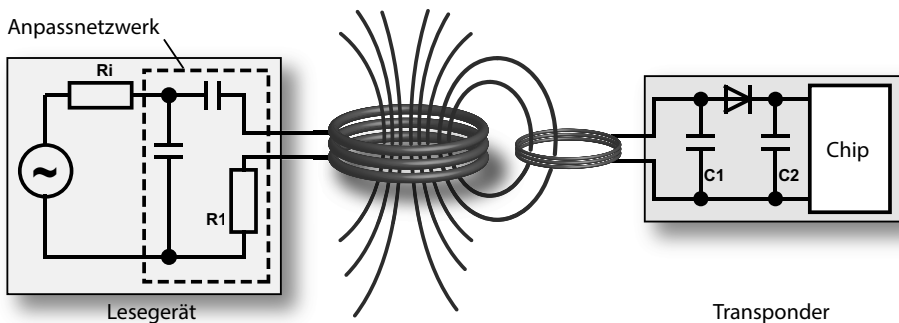


Abb. 3.13 Spannungversorgung eines induktiv gekoppelten Transponders aus der Energie des magnetischen Wechselfeldes, das vom Lesegerät erzeugt wird.

Die Antennenspule des Transponders bildet zusammen mit dem Kondensator C1 ebenfalls einen Schwingkreis, welcher in etwa auf die Sendefrequenz des Lesegeräts abgestimmt wird. Durch Resonanzüberhöhung im Parallelschwingkreis erreicht die Spannung U_i an der Transponderspule ein Maximum.

Die Anordnung der beiden Spulen kann auch als Transformator interpretiert werden (*transformatorische Kopplung*), wobei zwischen den beiden Windungen nur eine sehr schwache Kopplung besteht. Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung zwischen der Antennenspule des Lesegeräts und dem Transponder ist proportional der Arbeitsfrequenz f , der Windungszahl n der Transponderspule, der umschlossenen Fläche A der Transponderspule, dem Winkel der beiden Spulen zueinander sowie der Entfernung zwischen den beiden Spulen.



Abb. 3.14 Verschiedene Bauformen induktiv gekoppelter Transponder. Dargestellt sind Transponder-Halbzuge, also Transponder vor dem Einspritzen in ein Kunststoffgehäuse.
(Foto: AmaTech GmbH & Co. KG, Pfronten)

Mit zunehmender Frequenz f nimmt die benötigte Spuleninduktivität der Transponderspule und damit auch die Windungszahl „ n “ ab (135 kHz: typisch 100 ... 1000 Windungen, 13,56 MHz: typisch 3 ... 10 Windungen). Da die im Transponder induzierte Spannung jedoch proportional der Frequenz f ist (siehe hierzu Kapitel 4.1.7 „Resonanz“, S. 90), wirkt sich die geringere Windungszahl bei höheren Frequenzen in der Praxis auf den Wirkungsgrad der Leistungsübertragung kaum aus.

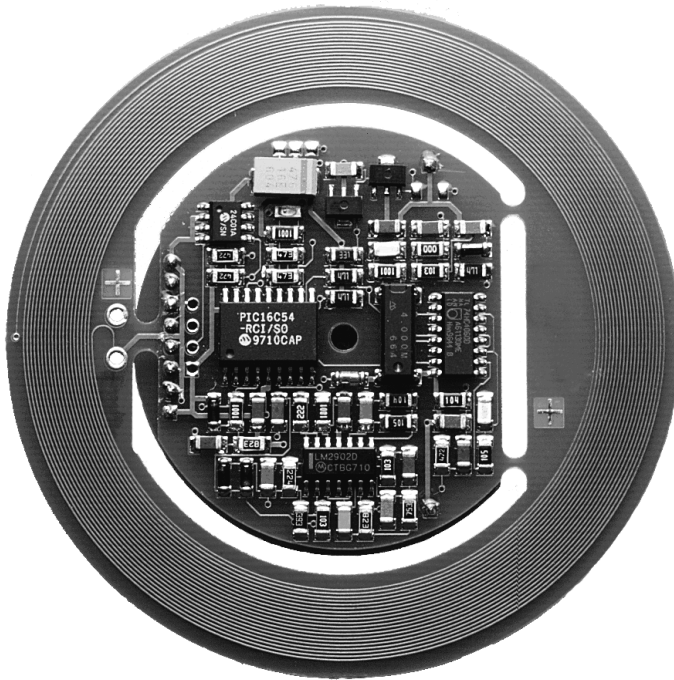


Abb. 3.15 Lesegerät für induktiv gekoppelte Transponder im Frequenzbereich < 135 kHz mit integrierter Antenne. (Foto: easy-key System, micron, Halbergmoos)

3.2.1.2 Datenübertragung Transponder > Lesegerät

3.2.1.2.1 Lastmodulation

Wie bereits gezeigt, besteht bei induktiv gekoppelten Systemen eine *transformatorische Kopplung* zwischen der primären Spule im Lesegerät und der sekundären Spule im Transponder. Dies gilt, solange der Abstand zwischen den Spulen nicht größer als $(\lambda/2\pi) 0,16 \lambda$ wird, sodass sich der Transponder im *Nahfeld* der Sendeantenne befindet (eine nähere Erklärung zur Definition des Nah- und Fernfeldes siehe Kapitel 4.2.1.1 „Übergang vom Nah- zum Fernfeld bei Leiterschleifen“, S. 138).

Wird ein resonanter Transponder (d. h. die Eigenresonanzfrequenz des Transponders entspricht der Sendefrequenz des Lesegeräts) in das magnetische Wechselfeld der Antenne des Lesegeräts gebracht, so entzieht dieser dem magnetischen Feld Energie. Die dadurch hervorgerufene Rückwirkung des Transponders auf die Antenne des Lesegeräts kann als *transformierte Impedanz* Z_T in der Antennenspule des Lesegeräts dargestellt werden. Das Ein- und Ausschalten eines *Lastwiderstands* an der Antenne des Transponders bewirkt eine Veränderung der Impedanz Z_T und damit Spannungsänderungen an der Antenne des Lesegeräts (siehe Kapitel 4.1.10.3 „Lastmodulation“, S. 115). Dies entspricht in der Wirkung einer Amplitudenmodulation der Spannung U_L an der Antennenspule des Lesegeräts durch den entfernten Transponder. Steuert man das An- und Ausschalten des Lastwiderstands durch

Daten, so können diese Daten vom Transponder zum Lesegerät übertragen werden. Diese Form der Datenübertragung wird als *Lastmodulation* bezeichnet.

In der Praxis zeigt sich, dass der Phasenwinkel der transformierten Impedanz vom Phasenwinkel des Stromes in der Transponderantenne, und damit von der genauen Resonanzfrequenz des Transponderschwingkreises abhängt. Je nach Phasenwinkel der transformierten Impedanz kann eine Lastmodulation eine „positive“ oder „negative“ Amplitudenmodulation, eine reine Phasenmodulation, oder eine Mischung davon, an der Antennenspule des Lesegeräts erzeugen. Hinzu kommt, dass vereinzelt auch kapazitive Lastmodulation, also die Umschaltung der Resonanzfrequenz des Transponders, verwendet wird.

Zur Rückgewinnung der Daten im Lesegerät wird eine an der Antenne des Lesegeräts abgegriffene Spannung gleichgerichtet. Dies entspricht der Demodulation eines amplitudenmodulierten Signals. Ein Schaltungsbeispiel hierfür kann dem Kapitel 11.3.1 „Integriertes HF-Interface“, S. 527 entnommen werden.

Verlässt der Transponder das Nahfeld, also den Bereich $< \lambda/2\pi$ ($0,16 \lambda$), so geht mit dem Übergang in das Fernfeld auch die transformatorische Kopplung zwischen der Antenne des Lesegeräts und der Antenne des Transponders verloren. Eine Lastmodulation ist im Fernfeld daher nicht mehr möglich. Dies bedeutet jedoch nicht, dass eine Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät grundsätzlich nicht mehr möglich wäre. Mit dem Übergang ins Fernfeld beginnt der Mechanismus der Backscatter-Kopplung (siehe Kapitel 3.2.2 „Elektromagnetische Backscatter-Kopplung“, S. 58) wirksam zu werden. In der Praxis scheitert eine Datenübertragung zum Lesegerät jedoch in der Regel an dem kleinen Wirkungsgrad der Transponderantennen (d. h. dem geringen Antennengewinn) im Fernfeld.

3.2.1.2.2 Lastmodulation mit Hilfst Träger

Auf Grund der geringen Kopplung zwischen Leseantenne und Transponder-Antenne sind die das Nutzsignal darstellenden Spannungsschwankungen an der Antenne des Lesegeräts um Größenordnungen kleiner als die Ausgangsspannung des Lesegeräts. Bei einem 13,56 MHz-System kann in der Praxis, bei einer Antennenspannung von ca. 100V (Spannungsüberhöhung durch Resonanz!) mit einem Nutzsignal von etwa 10 mV gerechnet werden (= 80 dB Nutz/„Störsignal“-Verhältnis). Da diese geringen Spannungsänderungen nur mit einem sehr großen schaltungstechnischen Aufwand zu detektieren sind, macht man sich die durch die Amplitudenmodulation der Antennenspannung entstehenden Modulationsseitenbänder zunutze:

Wird nämlich der zusätzliche Lastwiderstand im Transponder mit sehr hoher Taktfrequenz f_H ein- und ausgeschaltet, so entstehen zwei Spektrallinien im Abstand $\pm f_H$ um die Sendefrequenz des Lesegeräts, die nun leicht detektiert werden können (es muss jedoch $f_H < f_{\text{LESER}}$ sein). Im Sprachgebrauch der Funktechnik wird die zusätzlich eingeführte Taktfrequenz als *Hilfsträger* (*Subcarrier*) bezeichnet.

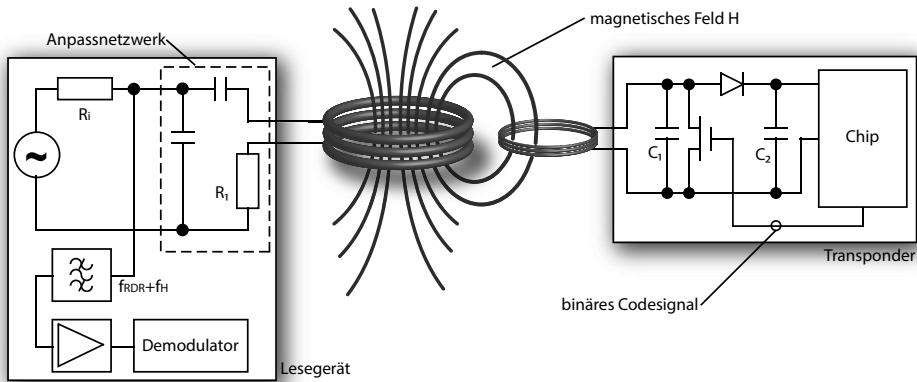


Abb. 3.16 Erzeugung der Lastmodulation im Transponder durch Umschalten des Drain-Source-Widerstandes eines FET auf dem Chip. Das abgebildete Lesegerät ist für die Detektion eines Hilfsträgers ausgelegt.

Um nun Daten an das Lesegerät zu übertragen, wird der *Hilfsträger* selbst im Takt des Datenflusses moduliert. Der Lastwiderstand im *Lastmodulator* wird nun im Takt des modulierten Hilfsträgers ein- und ausgeschaltet. Als Modulationsverfahren für den Hilfsträger werden ASK- (z. B. ISO/IEC 14443 Typ A: On-Off keying), FSK- (z. B. ISO/IEC 15693: Umtastung zwischen den beiden Hilfsträgerfrequenzen 424 kHz und 485 kHz) oder PSK-Modulation (z. B. ISO/IEC 14443 Typ B: 2-PSK oder BPSK) eingesetzt.

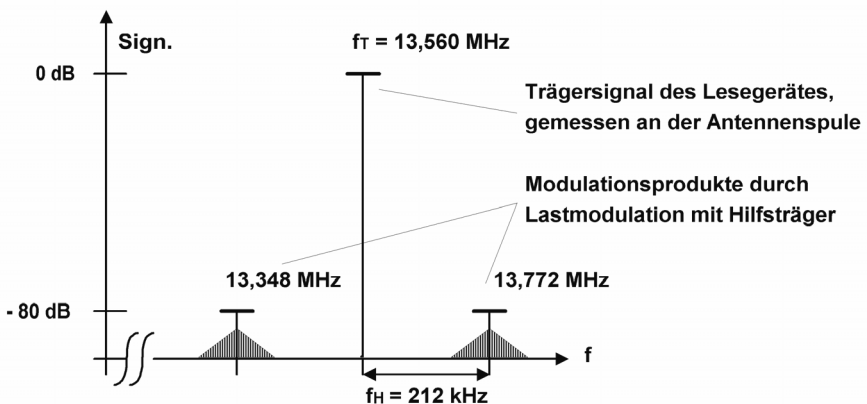


Abb. 3.17 Durch Lastmodulation mit Hilfsträger entstehen zwei Seitenbänder im Abstand der Hilfsträgerfrequenz f_H um die Sendefrequenz des Lesegeräts. Die eigentliche Information steckt in den Seitenbändern der beiden Hilfsträgerseitenbänder, welche durch die Modulation des Hilfsträgers selbst entstehen.

Durch Lastmodulation mit Hilfsträger entstehen an der Antenne des Lesegeräts zwei Modulationsseitenbänder im Abstand der Hilfsträgerfrequenz um die Arbeitsfrequenz f_{LESER} . Diese Modulationsseitenbänder können durch eine Bandpassfilterung auf einer der beiden Frequenzen $f_{\text{LESER}} \pm f_H$ vom wesentlich stärkeren Signal des Lesegeräts getrennt werden.

Nach anschließender Verstärkung ist das Hilfsträgersignal dann sehr einfach zu demodulieren.

Lastmodulation mit Hilfsträger wird fast ausschließlich im Frequenzbereich 13,56 MHz eingesetzt. Typische Hilfsträgerfrequenzen sind 212 kHz, 424 kHz (z.B. ISO/IEC 15693) und 848 kHz (z.B. ISO/IEC 14443).

3.2.1.2.3 Schaltungsbeispiel – Lastmodulation mit Hilfsträger

Ein Beispiel für die schaltungstechnische Realisierung eines Transponders mit Lastmodulation mit Hilfsträger ist in Abbildung 3.18 gezeigt. Die Schaltung ist für eine Arbeitsfrequenz von 13,56 MHz ausgelegt und erzeugt einen Hilfsträger von 106 kHz.

Die an der Antennenspule L_1 durch das magnetische Wechselfeld des Lesegeräts induzierte Spannung wird mit dem Brückengleichrichter ($D_1 \dots D_4$) gleichgerichtet und steht nach zusätzlicher Glättung (C_1) der Schaltung als Versorgungsspannung zur Verfügung. Mit dem Parallelregler (ZD 5V6) wird das unbegrenzte Ansteigen der Versorgungsspannung bei Annäherung des Transponders an die Leserantenne verhindert.

Über den Vorwiderstand (R_1) gelangt ein Teil der hochfrequenten Antennenspannung (13,56 MHz) an den Takteingang (CLK) des Frequenzteilers (IC1) und dient dem Transponder als Basis zur Erzeugung eines internen Taktsignals. Nach einer Teilung durch $2^7 (=128)$ steht an Ausgang Q7 ein Hilfsträger-Taktsignal von 106 kHz zur Verfügung. Das Hilfsträger-Taktsignal wird, gesteuert durch einen seriellen Datenfluss am Dateneingang (DATA), auf den Schalter (T_1) gegeben. Liegt am Dateneingang (DATA) ein logisches HIGH-Signal, so wird das Hilfsträger-Taktsignal auf den Schalter (T_1) gegeben. Der Lastwiderstand (R_2) wird dann im Takt der Hilfsträgerfrequenz an- und abgeschaltet.

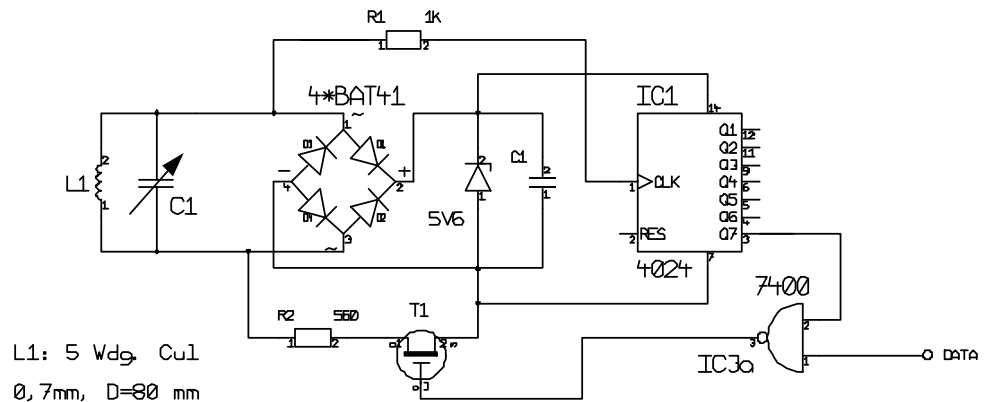


Abb. 3.18 Schaltungsbeispiel für die Erzeugung einer Lastmodulation mit Hilfsträger in einem induktiv gekoppelten Transponder.

Durch die Beschaltung des UND-Gatters (IC3) mit einem beliebigen anderen Ausgang (Q1 .. Q6) des Teilers kann auch eine höhere Hilfsträgerfrequenz (Q6: 212 kHz, Q5: 484 kHz, Q4: 848 kHz, .. Q2: 6,78 MHz) gewählt werden.

Optional lässt sich bei der abgebildeten Schaltung der Transponderschwingkreis mit der Kapazität C_1 auf 13,56 MHz in Resonanz bringen. Die Reichweite dieses „Minimaltransponders“ kann damit deutlich vergrößert werden.

3.2.1.2.4 Aktive Lastmodulation

Die begrenzenden Faktoren eines induktiv gekoppelten RFID-Systems hinsichtlich der *Kommunikationsreichweite* liegen einerseits in der *Energierreichweite* des Lesegeräts, also der Fähigkeit, einen Transponder im Leseabstand mit ausreichend Energie zum Betrieb zu versorgen, sowie andererseits in der Fähigkeit, Daten per Lastmodulation vom Transponder an das Lesegerät zurückzusenden. In beiden Fällen wird eine ausreichend große magnetische Gegenkopplung (mutual magnetic coupling M) zwischen der Antenne des Lesegeräts und der Antenne des Transponders benötigt.

Die physikalischen Parameter eines induktiv gekoppelten RFID-Systems sind zum Beispiel in *ISO/IEC 14443* so definiert, dass sich bei hohen Bitraten (106 .. 868 kBit/s), hohem Energieverbrauch des Transponderchips (Mikroprozessor mit Smart Card-Betriebssystem) und der Chipkarten-Bauform ID1 eine typische Lesereichweite von 10 cm oder weniger ergibt.

Werden an Stelle der Chipkarten-Bauform ID1 sehr kleine Transponder mit Antennen im Formfaktor einer *SIM-Karte* oder einer *micro-SD Karte* eingesetzt, so sinkt die magnetische Gegenkopplung, und damit die erreichbare Lesereichweite drastisch ab. Soll ein solch kleiner Transponder beispielsweise in ein Mobiltelefon oder in ein PDA eingesetzt werden, um diese mit einem kontaktlosen Interface auszustatten, so führt die kleine Lesereichweite von evtl. nur wenigen Zentimetern schnell zu einem Problem, insbesondere wenn der Transponder bei zusätzlich auftretender Abschirmung (z.B. durch den Akku) schließlich nicht mehr in der Lage ist, die Reichweite zu einem außerhalb befindlichen Lesegerät zu überbrücken.

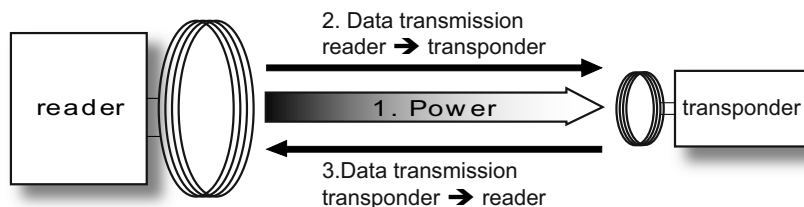


Abb. 3.19 Die die Kommunikationsreichweite begrenzenden Faktoren eines passiven, induktiv gekoppelten RFID-Systems.

Um auch mit Transpondern mit sehr kleiner Antennengeometrie akzeptable Lesereichweiten zu erzielen, müssen die eben beschriebenen begrenzenden Faktoren beseitigt werden. Im Falle der *Energierreichweite* ist das Problem einer zu geringen magnetischen Gegenkopplung einfach zu lösen. Hierzu ist es lediglich notwendig, den Transponder aus einer lokalen Energiequelle (Batterie) mit Strom zu versorgen. Wird der Transponder in der Bauform einer *SIM-Karte* oder einer *micro-SD Karte* in einem Mobiltelefon betrieben, so kann die Energie über einen Anschlusspin direkt im Mobiltelefon zur Verfügung gestellt werden.

Um einen passiven Transponderchip mit Energie zu versorgen, müsste eine Spannung von wenigstens 3 V in der Transponderantenne induziert werden. Bei einem *batteriegestützten Transponder* hingegen wird die in der Antenne induzierte Spannung nicht mehr zur Energieversorgung des Transponderchips verwendet, sondern nur noch dazu, Daten und Kommandos vom Lesegerät zu übertragen. Hierzu reicht aber bereits eine Spannung mit erheblich geringerem Pegel von wenigstens einigen mV aus, da diese einfach verstärkt werden kann. Auf diese Weise kann das Signal des Lesegeräts auch mit kleinsten Transponderantennen und Metallabschirmung auf deutlich größere Entfernung detektiert werden.

Etwas komplexer ist die Optimierung der Datenübertragung vom Transponder zurück zu einem Lesegerät. Die üblicherweise verwendete (passive) Lastmodulation scheidet auch bei einem Transponder mit externer Energieversorgung (aktiver Transponder) aus, da sich ohne eine Verbesserung der magnetischen Kopplung nur eine unwesentliche Verbesserung gegenüber einem passiven (batterielosen) Transponder ergibt. Eine Vergrößerung der magnetischen Kopplung ist aber nur durch die Verringerung des Abstands zwischen den Antennen oder durch eine Vergrößerung der Antennenfläche des Transponders möglich.

Eine Alternative besteht darin, auf anderem Wege ein Signal zu erzeugen, welches im Frequenzspektrum dem Signal einer *passiven Lastmodulation* gleicht, und dieses aktiv (d.h. unter Aufwendung von eigener Energie) an das Lesegerät zu senden. Ein solches Verfahren wird als *aktive Lastmodulation* (active load modulation) bezeichnet. Betrachten wir das durch eine (passive) Lastmodulation an der Antenne des Lesegeräts auftretende Frequenzspektrum, so sind zum Beispiel bei ISO/IEC 14443 neben dem Trägersignal (13,56 MHz) im Abstand der *Hilfsträgerfrequenz* (848 kHz) zwei weitere Spektrallinien (14,408 MHz und 12,712 MHz) zu erkennen, um die sich jeweils zwei Modulationsseitenbänder ausbilden. Die Nutzdaten sind dabei ausschließlich in den Modulationsseitenbändern um die Hilfsträgerlinien enthalten.

Um Daten von einem aktiven Transponder an ein Lesegerät zu senden, würde es ausreichen, die beiden Hilfsträger-Spektrallinien mit den datentragenden Seitenbändern zu erzeugen und an ein Lesegerät zu senden. Das Trägersignal muss dabei nicht übertragen werden; dieses wird vom Lesegerät ohnehin permanent ausgesendet. Ein solches Signal wird als *Zweiseitenband-* oder „*Dual-Side-Band*“ (DSB)-Modulation bezeichnet.

Eine Grundschialtung der Nachrichtentechnik, mit der eine solche DSB-Modulation erzeugt werden kann, ist der *Ringmodulator*. Der Ringmodulator wird mit einer Referenzfrequenz $f_c = 13,56$ MHz und dem modulierten Hilfsträger gespeist. Das Ausgangssignal des Ringmodulators ist dann bereits das benötigte DSB-Signal. Dieses wird in einem Verstärker im Pegel angehoben und über die Antenne abgestrahlt.

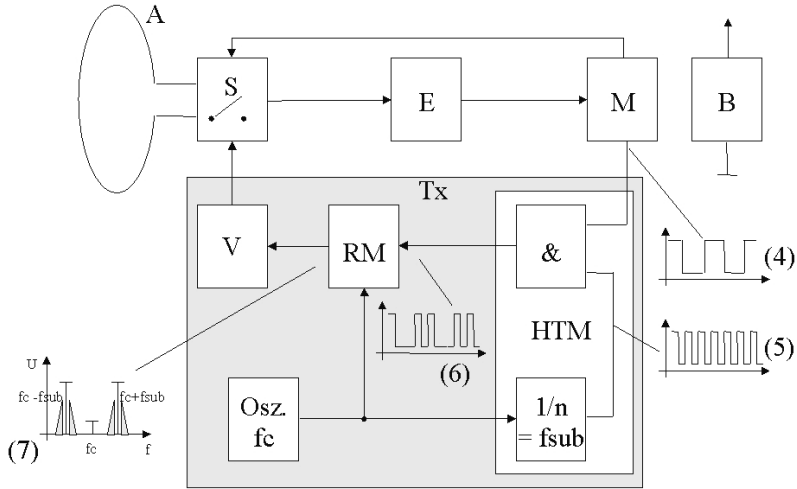


Abb. 3.20 Blockschaltbild eines Transponders mit aktiver Lastmodulation (RM: Ringmodulator, HTM: modulierter Hilfsträger, V: Verstärker, M: Microcontroller, E: Empfangsverstärker, B: Energieversorgung (Batterie)).

Da es sich bei den in einem Transponderchip verfügbaren Signalen nicht um analoge, sondern um binäre Signale handelt, können die benötigten Modulationsseitenbänder noch wesentlich einfacher durch eine Amplitudenmodulation erzeugt werden. Eine Amplitudenmodulation entsteht bei analogen Signalen wie bekannt durch die Multiplikation zweier Sinusschwingungen unterschiedlicher Frequenz:

$$U_{\text{mod}} = U_1 \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot U_2 \cdot \sin(\omega_2 \cdot t) \quad [3.1]$$

Eine Multiplikation von Binärsignalen, also eine (2-)ASK-Modulation kann durch eine einfache UND-Verknüpfung realisiert werden.

Der passive Lastmodulator am Beispiel eines ISO/IEC 14443 Typ A-Transponders wird mit einem durch einen Manchestercode modulierten Hilfsträgersignal angesteuert. Diese Ansteuerung führt beim aktiven Transponder mit ASK-Modulator zu einem Signal, welches aus jeweils vier Träger-Bursts pro Bit besteht und genau die gewünschten Modulationsseitenbänder erzeugt, wie sie in Abbildung 3.17 dargestellt sind. Lediglich der 13,56 MHz-Träger kann durch die ASK-Modulation nicht unterdrückt werden, was aber die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät nicht weiter beeinflusst.

Der Einfluss der Antennengröße eines aktiven Transponders auf die Lesereichweite wurde in [fink-0211] empirisch ermittelt. Die Messungen wurden dabei mit einem handelsüblichen Lesegerät nach ISO/IEC 14443 durchgeführt.

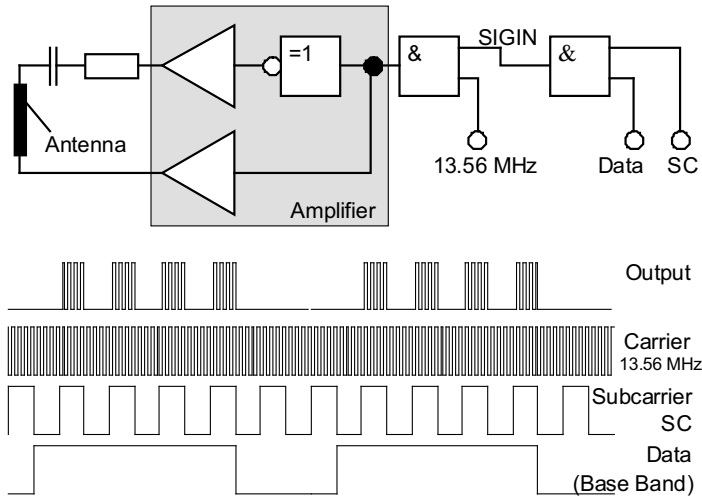


Abb. 3.21 Erzeugung einer aktiven Lastmodulation für ISO/IEC 14443 Typ A.

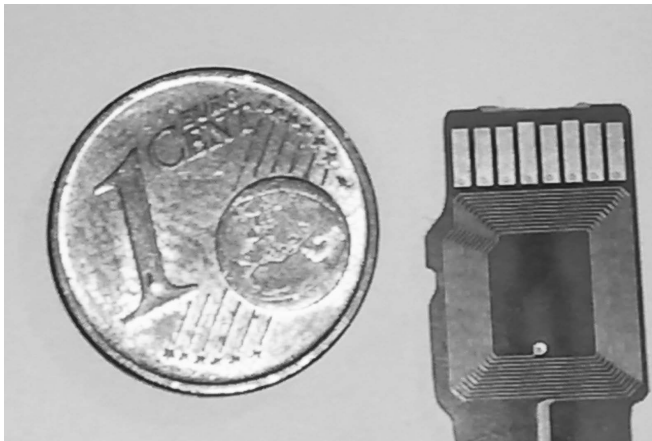


Abb. 3.22 Größenvergleich zwischen einer Transponderantenne in micro-SD Bauform und einer 1 Cent Euro-Münze.

Eine typische passive kontaktlose Chipkarte im ID1 Format kann hier mit dem exemplarisch verwendeten Lesegerät über eine Entfernung von etwa 7 cm ausgelesen werden. Ein NFC-fähiges Mobiltelefon wurde in der NFC-Betriebsart „card emulation“ über eine Entfernung von etwa 4 cm ausgelesen. Wird die Antennenfläche des Transponders auf 130 mm², was der typischen Fläche einer micro-SD-Karte entspricht, verkleinert, so sinkt die Lesereichweite eines passiven Transponders auf unter einen Zentimeter. Der Transponder muss auf das Lesegerät gelegt werden, und kann unter Umständen gar nicht mehr gelesen werden. Wird solch ein kleiner Transponder in einem Gerät verbaut, zum Beispiel einem Mobiltelefon, so wird durch die zusätzliche Metallabschirmung ein Auslesen fast unmöglich gemacht. Unter Verwendung aktiver Lastmodulation ist es hingegen möglich, den kleinen Transponder auf

eine Entfernung von sogar 10 cm auszulesen – weit mehr, als die Lesereichweite einer passiven kontaktlosen Chipkarte im ID1-Format auf demselben Lesegerät. Selbst im eingebauten Zustand in einem Mobiltelefon können noch einige Zentimeter Lesereichweite erreicht werden. Aktive Lastmodulation eignet sich daher vor allem für sehr kleine Transponder in Form von Speicherkarten, Schlüsselanhängern oder ähnlichen Bauformen, bei denen die Energieversorgung des Transponders durch eine Batterie sichergestellt werden kann [fink-0211], [fink-0411].

3.2.1.2.5 Subharmonische Verfahren

Unter der Subharmonischen einer sinusförmigen Spannung A mit definierter Frequenz f_A versteht man eine sinusförmige Spannung B, deren Frequenz f_B durch ganzzahlige Teilung aus der Frequenz f_A abgeleitet ist. Die Subharmonischen der Frequenz f_A sind also die Frequenzen $f_A/2$, $f_A/3$, $f_A/4$...

Bei den subharmonischen Übertragungsverfahren erhält man aus der im Transponder abgegriffenen Leser-Sendefrequenz f_A durch digitale Teilung eine zweite, meist um den Faktor zwei niedrigere Frequenz f_B . Zur Datenübertragung an das Lesegerät wird das Ausgangssignal f_B des Teilers mit dem Datenstrom des Transponders moduliert. Hierbei kann eine *ASK* (On-Off-Keying im Takt der Daten) oder eine *BPSK-Modulation* (Umschaltung zwischen f_B und einem invertierten Signal \bar{f}_B im Takt der Daten) zum Einsatz kommen. Über einen Ausgangstreiber wird das modulierte Signal dann wieder in die Antenne des Transponders eingespeist.

Eine häufig verwendete Arbeitsfrequenz für subharmonische Systeme ist 128 kHz. Hieraus ergibt sich eine Transponder-Antwortfrequenz von 64 kHz.

Die Antenne der Transponder besteht aus einer Spule mit Mittenanzapfung, wobei an einem Ende die Spannungsversorgung abgegriffen wird. Am zweiten Anschluss der Spule wird das Rücksignal des Transponders eingespeist.

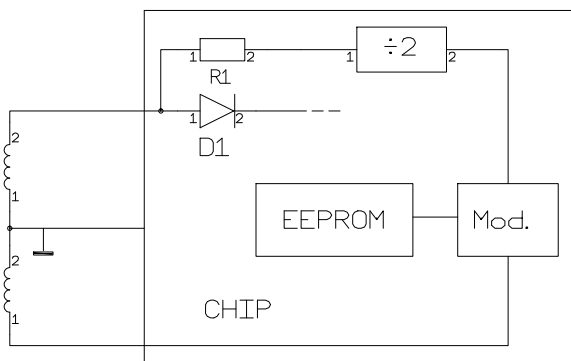


Abb. 3.23 Prinzipschaltung eines Transponders mit subharmonischer Rückfrequenz. Das empfangene Taktsignal wird durch zwei geteilt, mit den Daten moduliert und in eine Anzapfung der Transponder-spule eingespeist.

3.2.2 Elektromagnetische Backscatter-Kopplung

3.2.2.1 Energieversorgung der Transponder

RFID-Systeme, die deutlich mehr als 1 m zwischen Lesegerät und Transponder überbrücken, werden als *Long-range-Systeme* bezeichnet. Diese werden auf den *UHF-Frequenzen* 868 MHz (Europa) und 915 MHz (USA) sowie auf den *Mikrowellenfrequenzen* 2,5 GHz und 5,8 GHz betrieben. Die kurzen Wellenlängen dieser Frequenzbereiche ermöglichen die Konstruktion von Antennen mit weitaus kleineren Abmessungen und besserem Wirkungsgrad, als dies auf Frequenzbereichen unter 30 MHz möglich wäre.

Um die zum Betrieb eines Transponders verfügbare Energie abschätzen zu können, berechnen wir zunächst die *Freiraumdämpfung* a_F in Abhängigkeit der Entfernung r zwischen dem Transponder und der Antenne des Lesegeräts, dem Gewinn G_T und G_R der Transponder- und Leserantenne sowie der Sendefrequenz f des Lesegeräts:

$$a_F = -147,6 + 20\log(r) + 20\log(f) - 10\log(G_T) - 10\log(G_R) \quad [3.2]$$

Tabelle 3.6: Freiraumdämpfung a_F bei unterschiedlichen Frequenzen und Entfernungen. Als Gewinn der Transponderantenne wurde 1,64 (Dipol), als Gewinn der Leserantenne 1 (isotroper Strahler) angenommen.

Abstand r	868 MHz	915 MHz	2,45 GHz
0,3 m	18,6 dB	19,0 dB	27,6 dB
1 m	29,0 dB	29,5 dB	38,0 dB
3 m	38,6 dB	39,0 dB	47,6 dB
10 m	49,0 dB	49,5 dB	58,0 dB

Die Freiraumdämpfung ist ein Maß für das Verhältnis zwischen der von einem Lesegerät in den „freien Raum“ ausgesendeten und der vom Transponder empfangenen HF-Leistung.

Im folgenden Beispiel nehmen wir eine Leistungsaufnahme des Transponderchips von $5 \mu\text{W}$ an [friedrich], auch wenn sich mit heutiger Low-power-Halbleitertechnologie kleinere Werte realisieren lassen. Der Wirkungsgrad eines integrierten Gleichrichters kann im UHF- und Mikrowellenbereich mit 5 ... 25% angenommen werden [tanneberger]. Bei einem Wirkungsgrad von 10% benötigen wir damit zum Betrieb des Transponderchips eine Empfangsleistung von $P_e = 50 \mu\text{W}$ am Anschluss der Transponderantenne. Dies bedeutet, dass bei einer Strahlungsleistung des Lesegeräts von $P_s = 0,5 \text{ W}$ EIRP die Freiraumdämpfung einen Wert von 40 dB ($P_s/P_e = 10000/1$) nicht überschreiten darf, um an der Transponderantenne noch eine ausreichend große Leistung zum Betrieb des Transponders zu erhalten. Ein Blick auf Tabelle 3.6 zeigt, dass damit bei einer Sendefrequenz von 868 MHz immerhin eine *Reichweite* (Energierreichweite) von etwas über 3 m realisierbar wäre, bei 2,45 GHz könnte immerhin noch etwas über 1 m erreicht werden. Mit den heute in Europa für 868 MHz zugelassenen 2 W ERP (dies entspricht 3,28 W EIRP) wäre entsprechend der (gegenüber

0,5 W EIRP) um 8,16 dB höheren Sendeleistung eine maximale Freiraumdämpfung von 48,16 dB zulässig. Damit ließe sich mit den im Beispiel angenommenen Werten eine Energierreichweite von sogar 9 m erzielen. Bei einer größeren Leistungsaufnahme des Transponderchips würde sich die erzielbare Reichweite wieder entsprechend reduzieren. Entscheidend für den Betrieb des Transponderchips ist neben einer ausreichenden Empfangsleistung P_e allerdings auch, dass nach Impedanzanpassung zwischen Antenne und Transponderchip eine ausreichend große Spannung U_e am Gleichrichter und Spannungsvervielfacher des Transponderchips anliegt, um daraus eine für den Chip ausreichend hohe Versorgungsspannung erzeugen zu können. Nach dem Ohmschen Gesetz ($U_e = \sqrt{P_e \cdot |Z_e|}$) ist dabei eine möglichst hochohmige Eingangsimpedanz des Transponderchips und damit auch der Ausgangsimpedanz der Antennen bzw. des Anpassnetzwerkes erstrebenswert.

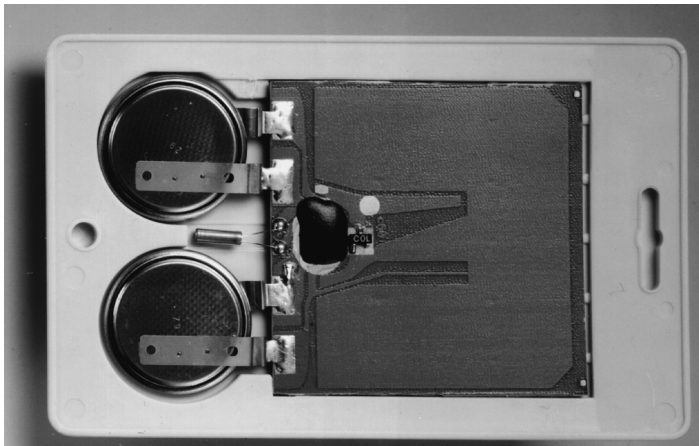


Abb. 3.24 Aktiver Transponder für den Frequenzbereich 2,45 GHz. Der Datenträger wird durch zwei *Lithiumbatterien* mit Energie versorgt. Die Mikrowellen-Antenne des Transponders ist als u-förmige Fläche auf der Leiterkarte zu erkennen. (Photo: Pepperl & Fuchs, Mannheim)

Um große Reichweiten bis zu 15 m zu erreichen oder aber auch Transponderchips mit einer größeren Leistungsaufnahme noch mit einer akzeptablen Reichweite betreiben zu können, verfügen Backscatter-Transponder häufig über eine Stützbatterie zur Energieversorgung des Transponderchips. Um die Batterie nicht unnötig zu belasten, verfügen die Mikrochips in der Regel über einen stromsparenden „power-down“- bzw. „stand-by“-Modus. Verlässt der Transponder das Feld eines Lesegeräts, so schaltet der Chip automatisch in den stromsparenden „power-down“-Mode. Die Stromaufnahme beträgt dann maximal noch einige μA . Erst durch ein ausreichend starkes Signal in Lesereichweite eines Lesegeräts wird der Chip erneut aktiv und nimmt den normalen Betrieb wieder auf. Die Batterie aktiver Transponder stellt jedoch in keinem Falle Energie zur Datenübertragung zwischen Transponder und Lesegerät zur Verfügung, sondern dient ausschließlich der Versorgung des Mikrochips. Zur Datenübertragung zwischen Transponder und Lesegerät wird ausschließlich die Energie des elektromagnetischen Feldes eingesetzt, welches vom Lesegerät ausgesendet wird.

3.2.2.2 Datenübertragung Transponder > Leser: Modulierter Rückstrahlquerschnitt

Aus der *RADAR-Technik* ist bekannt, dass elektromagnetische Wellen von Materie, deren Ausdehnung größer als etwa die halbe Wellenlänge der Welle ist, reflektiert werden. Die Wirksamkeit, mit der ein Objekt elektromagnetische Wellen reflektiert, wird durch dessen *Rückstrahlquerschnitt* beschrieben. Einen besonders großen Rückstrahlquerschnitt weisen Objekte auf, die zu der eintreffenden Wellenfront in Resonanz sind, wie dies zum Beispiel bei Antennen für die jeweilige Frequenz der Fall ist.

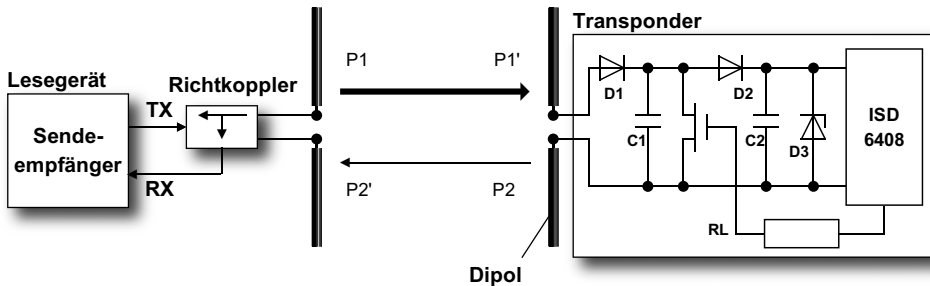


Abb. 3.25 Funktionsweise eines Backscatter-Transponders. Durch Umschalten des FET auf dem Chip wird die Impedanz des Chips „moduliert“ [isd].

Von der Antenne des Lesegeräts wird eine Leistung P_1 abgestrahlt, wovon ein geringer Teil (Freiraumdämpfung) die Antenne des Transponders erreicht. Die am Transponder ankommende Leistung P_1' steht als HF-Spannung an den Anschlüssen der Antenne zur Verfügung und kann nach Gleichrichtung durch die Dioden D_1 und D_2 als Schaltspannung zur De-/Aktivierung des stromsparenden „power-down“-Modus verwendet werden. Als Dioden werden hier *low-barrier-Schottky-Dioden* verwendet, welche eine besonders niedrige Schwellenspannung aufweisen. Für kurze Reichweiten kann die gewonnene Spannung auch zur Energieversorgung ausreichend sein.

Ein Teil der ankommenden Leistung P_1' wird von der Antenne reflektiert und als Leistung P_2 zurückgesendet. Die *Reflexionseigenschaften* (= Rückstrahlquerschnitt) der Antenne können durch Ändern der an die Antenne angeschlossenen Last beeinflusst werden. Um Daten vom Transponder zum Lesegerät zu übertragen, wird ein der Antenne parallelgeschalteter zusätzlicher Lastwiderstand R_L im Takte des zu übertragenden Datenstroms ein- und ausgeschaltet. Die vom Transponder reflektierte (= rückgestrahlte) Leistung P_2 kann so in ihrer Amplitude moduliert werden (\rightarrow modulierter Rückstrahlquerschnitt, engl. *modulated backscatter*).

Die vom Transponder reflektierte Leistung P_2 wird in den freien Raum abgestrahlt. Ein geringer Teil davon (Freiraumdämpfung) wird von der Antenne des Lesegeräts aufgenommen. Das reflektierte Signal läuft daher in der Antennenleitung des Lesegeräts in „Rückwärtsrichtung“ und kann unter Verwendung eines *Richtkopplers* ausgekoppelt und auf den Empfängereingang eines Lesegeräts geführt werden. Das um Zehnerpotenzen stär-

kere „vorwärtslaufende“ Signal des Senders wird durch den Richtkoppler dabei weitestgehend unterdrückt.

Das Verhältnis zwischen der vom Lesegerät ausgesendeten und der vom Transponder zurückkommenden Leistung (P_1/P_2') kann anhand der Radargleichung abgeschätzt werden (siehe hierzu auch Kapitel 4.2.5.4 „Wirksame Fläche und Rückstreuquerschnitt“, S. 147).

3.2.3 Close coupling

3.2.3.1 Energieversorgung der Transponder

Close-coupling-Systeme sind für Reichweiten von 0,1 cm bis maximal 1 cm konzipiert. Die Transponder werden deshalb zum Betrieb in ein Lesegerät eingesteckt oder auf eine markierte Oberfläche gebracht („touch & go“).

Das Einstecken oder Auflegen des Transponders in/auf das Lesegerät ermöglicht die gezielte Platzierung der Transponderspule im *Luftspalt* eines Ringkerns oder U-Kerns. Die funktionelle Anordnung von Transponderspule und Leserspule entspricht dann der eines Transformators. Es entspricht hierbei die Leserspule der Primärwicklung und die Transponderspule der Sekundärwicklung eines Transformators. Durch einen hochfrequenten Wechselstrom in der Primärwicklung wird ein hochfrequentes magnetisches Feld in Kern und Luftspalt der Anordnung erzeugt, das auch die Transponderspule durchströmt. Dadurch wird eine Wechselspannung gleicher Frequenz in der Transponderspule induziert. Durch Gleichrichtung dieser Spannung kann eine Versorgungsspannung für den Chip erzeugt werden.

Da die in der Transponderspule induzierte Spannung U proportional zur Frequenz f des Erregerstromes ist, wird zur Energieübertragung eine möglichst hohe Frequenz gewählt. In der Praxis kommen dabei Frequenzen im Bereich von 1 ... 10 MHz zum Einsatz. Um die Verluste im Kern des Transformators gering zu halten, muss bei diesen Frequenzen geeignetes Ferritmaterial als Kernmaterial verwendet werden.

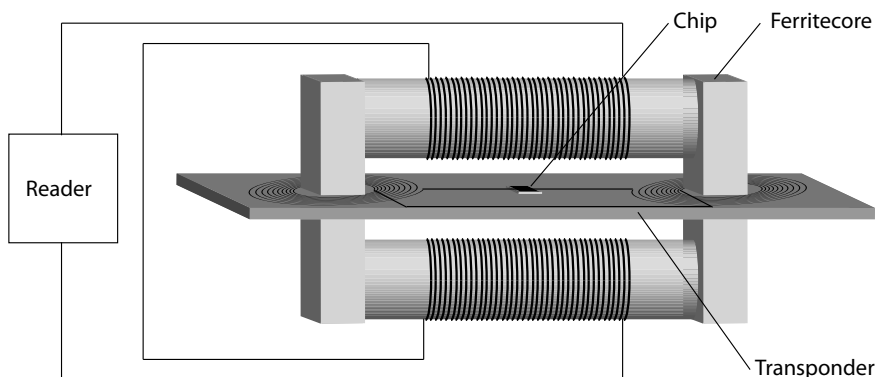


Abb. 3.26 Close coupling Transponder in einem Einsteckleser mit magnetischen Koppelspulen.

Aufgrund des im Gegensatz zu induktiv gekoppelten oder Mikrowellen-Systemen sehr guten Wirkungsgrads der Leistungsübertragung vom Lesegerät zum Transponder eignen sich Clo-

se-coupling-Systeme außerordentlich gut für den Betrieb von Chips mit hohem Energiebedarf. Anfang der 90er-Jahre wurden *Close-coupling-Systeme* für kontaktlose Chipkarten mit Mikroprozessor und Chipkarten-Betriebssystem (Smart Card OS) eingesetzt. Die mechanischen und elektrischen Parameter kontaktloser *Close-coupling-Chipkarten* wurden hierzu in einer eigenen Norm, der *ISO/IEC 10536*, spezifiziert. Für den Energieverbrauch der Mikroprozessoren mussten nach dem damaligen Stand der Technik einige 10 mW Leistung bereitgestellt werden [sickert]. Ab Mitte der 90er-Jahre wurden die Close-Coupling-Chipkarten allerdings zunehmend durch induktiv gekoppelte Proximity-Karten (ISO/IEC 14443) verdrängt. Seitdem Ende der 90er-Jahre Proximity-Karten auch mit Mikroprozessor verfügbar wurden, haben Close-coupling-Karten ihre Bedeutung jedoch gänzlich verloren und werden daher heute für neue Anwendungen nicht mehr eingesetzt.

3.2.3.2 Datenübertragung Transponder > Leser

Zur magnetisch gekoppelten Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät wird auch bei Close-coupling-Systemen Lastmodulation mit Hilfsträger verwendet. Für Close-coupling-Chipkarten sind Hilfsträgerfrequenz und -modulation in *ISO/IEC 10536* festgelegt.

Aufgrund der geringen Entfernung zwischen Lesegerät und Transponder kann bei den Close-coupling-Systemen auch *kapazitive Kopplung* zur Datenübertragung verwendet werden. Hierbei werden Plattenkondensatoren aus zueinander isolierten Koppelflächen gebildet, die im Transponder und Lesegerät so angeordnet werden, dass sie bei einem eingesteckten Transponder genau parallel zueinander platziert sind.

Auch dieses Verfahren findet bei Close-coupling-Chipkarten Verwendung. Die mechanischen und elektrischen Eigenschaften dieser Karten sind in *ISO/IEC 10536* definiert.

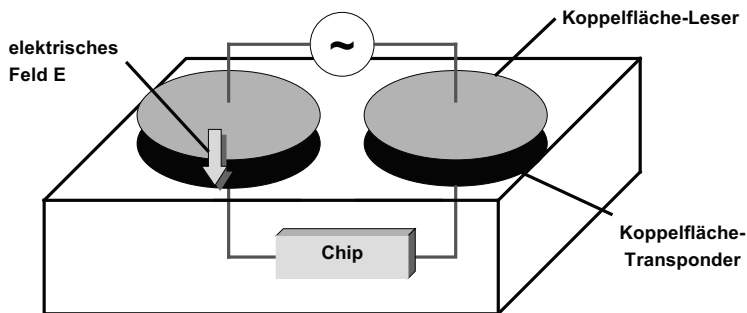


Abb. 3.27 Die kapazitive Kopplung bei Close-coupling-Systemen erfolgt zwischen zwei parallelen, in geringem Abstand zueinander angeordneten Metallflächen.

3.2.3.3 Close-Coupling-Chipkarten

Die vor allem in den 90er-Jahren eingesetzten Close-coupling-Chipkarten wurden mittlerweile vollständig von anderen Systemen verdrängt. Die in *ISO/IEC 10536* spezifizierten Ei-

genschaften sind aber zumindest aus technischer und technikhistorischer Sicht interessant, weshalb sie hier kurz vorgestellt werden sollen.

Bei den Close-coupling-Chipkarten kamen sowohl *induktive* (H1 ... 4) als auch *kapazitive Koppelemente* (E1 ... 4) zum Einsatz. Die Anordnung der Koppelemente wurde so gewählt, dass eine Close-coupling-Chipkarte in einem Einsteckleser in allen vier Lagen betrieben werden konnte.

Die Energieversorgung der Close-coupling-Chipkarte erfolgt über die vier induktiven Koppelemente H1 ... H4. Das induktive Wechselfeld soll eine Frequenz von 4,9152 MHz aufweisen. Die Koppelemente H1, H2 werden als Spulen, jedoch mit umgekehrtem Wickelsinn ausgeführt, sodass bei gleichzeitiger Speisung der Koppelemente eine Phasendifferenz von 180° zwischen den dazugehörigen magnetischen Feldern F1 und F2 bestehen muss (z. B. durch U-Kern im Lesegerät). Analoges gilt für die Koppelemente H3 und H4.

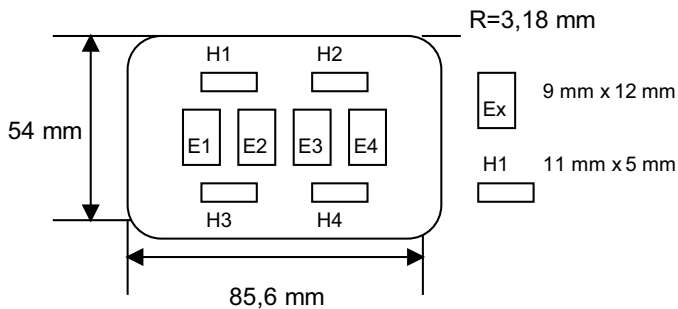


Abb. 3.28 Lage der kapazitiven (E1 – E4) und induktiven Koppelemente (H1 – H4) einer Close-coupling-Chipkarte.



Abb. 3.29 Halb geöffnetes Lesegerät für Close-coupling-Chipkarten nach ISO/IEC 10536. In der Mitte des Einsteckschlitzes sind vier kapazitive Koppelflächen zu erkennen, umgeben von vier induktiven Koppelementen (Spulen). (Foto: Denso Corporation, Japan – Aichi-ken)

Die Lesegeräte müssen so ausgelegt sein, dass mit jedem der magnetischen Felder F1 ... F4 eine Leistung von 150 mW an die kontaktlose Karte abgegeben werden kann. Über alle vier Felder zusammen dürfen von der Karte jedoch nicht mehr als 200 mW aufgenommen werden.

Table 3.7: Einstecklage 1 (Zustand A: ungetastet, Zustand A': getastet).

A	A'
ΦF	$1 \Phi' F1 = \Phi F1 - 90^\circ$
$\Phi F3 = \Phi F1 + 90^\circ$	$\Phi' F3 = \Phi F3 + 90^\circ$

Table 3.8: Einstecklage 2 (Zustand A: ungetastet, Zustand A': getastet).

A	A'
F1	$\Phi' F1 = \Phi F1 + 90^\circ$
$\Phi F3 = \Phi F1 - 90^\circ$	$\Phi' F3 = \Phi F3 - 90^\circ$

Zur Datenübertragung zwischen Karte und Lesegerät können wahlweise die induktiven oder kapazitiven Koppellemente verwendet werden. Während einer laufenden Kommunikation darf jedoch nicht mehr zwischen den Kopplungsarten gewechselt werden.

Induktiv: Zur Übertragung von Daten über die Koppelfelder H1 ... H4 wird hier *Lastmodulation* mit *Hilfsträger* eingesetzt. Die *Hilfsträgerfrequenz* beträgt 307,2 kHz, die Modulation des Hilfsträgers erfolgt mit 180° PSK. Das Lesegerät ist so auszulegen, dass ein Lastwechsel von 10% der Grundlast an mindestens einem der Felder F1 ... F4 als Lastmodulationssignal erkannt werden kann. Der minimale Lastwechsel einer Karte ist mit 1 mW spezifiziert.

Kapazitiv: Hierzu werden paarweise die Koppelfelder E1, E2 oder E3, E4 eingesetzt. In beiden Fällen werden die paarweisen Koppelfelder durch ein Differenzsignal angesteuert. Die Spannungsdifferenz $U_{\text{diff}} = U_{E1} - U_{E2}$ soll so bemessen werden, dass an den Koppelflächen E1' und E2' des Lesegeräts ein Spannungspegel von mindestens 0,33 V zur Verfügung steht. Die Datenübertragung erfolgt durch *NRZ-Codierung* im Basisband (d. h. ohne Hilfsträger). Die Datenrate nach Reset beträgt 9600 bit/s; während des Betriebs kann jedoch auf eine höhere Datenrate umgeschaltet werden.

Zur Datenübertragung in Richtung Karte wird durch die Norm der induktive Kanal präferiert. Als Modulationsverfahren wird eine 90° PSK der Felder F1 ... F4 eingesetzt, wobei die Phasenlage aller Felder synchron umgetastet wird. Je nach Lage der Karte im Einsteckleser sind bei Modulation folgende Phasenbeziehungen zwischen den Koppelfeldern möglich.

Die Datenübertragung erfolgt durch NRZ-Codierung im Basisband (d. h. ohne Hilfsträger). Die Datenrate nach Reset beträgt 9600 bit/s; während des Betriebs kann jedoch auf eine höhere Datenrate umgeschaltet werden.