

### 3 Grundlegende Funktionsweise

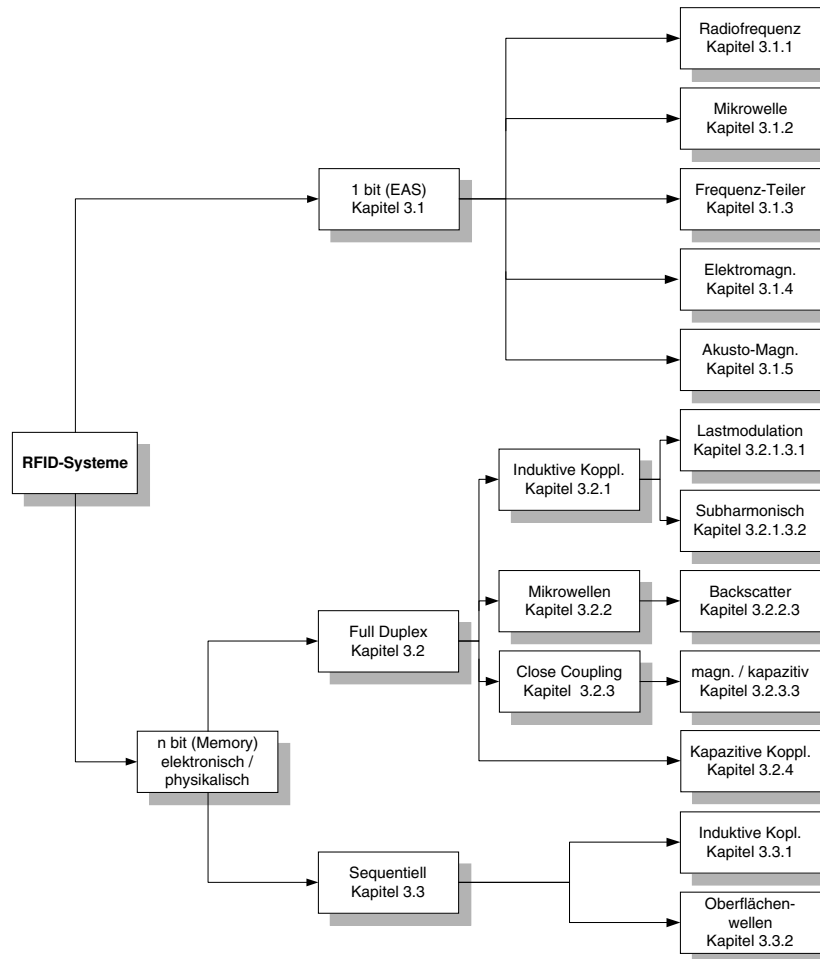


Abb. 3.1 Die Aufteilung der verschiedenen Funktionsweisen von RFID-Systemen in den Kapiteln.

Dieses Kapitel beschreibt das grundsätzliche Zusammenwirken zwischen dem Transponder und einem Lesegerät, insbesondere die Spannungsversorgung des Transponders und die Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät. Eine tiefere Beschreibung der physikalischen Zusammenhänge sowie mathematische Modelle für induktive Kopplung oder Backscatter-Systeme sind dem Kap. 4 „Physikalische Grundlagen für RFID-Systeme“, S. 63 zu entnehmen.

## 3.1 1-bit-Transponder

Ein Bit stellt die kleinste darstellbare Informationseinheit dar und kennt nur zwei Zustände: „1“ oder „0“. Für Systeme mit *1-bit-Transponder* bedeutet dies, dass nur zwei Systemzustände darstellbar sind: „Transponder im Ansprechbereich“ oder „**kein** Transponder im Ansprechbereich“. Trotz dieser Einschränkung sind 1-bit-Transponder sehr weit verbreitet – ihr Haupteinsatzgebiet sind elektronische *Diebstahlsicherungen* im Warenhaus (*EAS* – electronic article surveillance; elektronische Artikelsicherung).

Eine elektronische Artikelsicherung besteht aus folgenden Komponenten: den Antennen eines „Lesegerätes“ bzw. Detektors, dem *Sicherungsmittel* oder *Etikett*, sowie optional einem *Deaktivator* zur Entschärfung nach dem Bezahlen. Bei modernen Systemen erfolgt die Entwertung gleichzeitig mit der Registrierung des Preiscode an der Kasse. Manche Systeme verfügen auch noch über einen *Aktivator*, mit dem ein Sicherungsmittel nach Entschärfung wieder reaktiviert werden kann [gillert]. Wesentliches Leistungsmerkmal aller Systeme ist die Erkennungs- oder *Detektionsrate* in Abhängigkeit von der Durchgangsbreite (maximaler Abstand zwischen Transponder und Detektorantenne).

Die Vorgehensweise bei der Abnahme und Überprüfung installierter Artikelsicherungssysteme ist in der Richtlinie *VDI 4470* mit dem Titel „Warensicherungssysteme – Kundenabnahmerichtlinie für Schleusensysteme“ festgelegt. Diese Richtlinie enthält Definitionen und Testverfahren zur Ermittlung von Detektionsrate und Fehlalarmquote. Sie kann dem Einzelhandel als Grundlage für Kaufverträge oder zur laufenden Leistungskontrolle installierter Systeme dienen. Für den Produkthersteller stellt die Kundenabnahmerichtlinie ein wirkungsvolles Kontrollinstrument bei der Entwicklung und Optimierung von Integrationslösungen für Sicherungsprojekte dar [nach VDI 4470].

### 3.1.1 Radiofrequenz

Das *Radiofrequenz (RF)-Verfahren* arbeitet mit L-C-Schwingkreisen als Sicherungsmittel, welche auf eine definierte Resonanzfrequenz  $f_R$  abgeglichen sind. Ursprünglich wurden dazu Induktivitäten aus gewickeltem Kupferlackdraht mit angelötetem Kondensator im Kunststoffgehäuse (*Hartetikette*) verwendet. Heute benutzt man dazu zwischen Folie geätzte Spulen als Aufklebeschildchen. Damit der Dämpfungswiderstand nicht zu groß, und damit die Güte der Schwingkreise nicht zu klein wird, muss die Dicke der Aluminium-Leiterbahnen auf den  $25\mu\text{m}$  starken *Polyethylen-Folie* wenigstens  $50\mu\text{m}$  betragen [jörn]. Zur Herstellung der Kondensatorplatten werden  $10\mu\text{m}$  dicke Zwischenfolien verwendet.

Durch das Lesegerät (Detektionsgerät) wird ein magnetisches Wechselfeld im Radiofrequenzbereich erzeugt (siehe Abbildung 3.2). Nähert man den L-C-Schwingkreis dem magnetischen Wechselfeld, so wird über die Spule des Schwingkreises Energie aus dem Wechselfeld in den Schwingkreis eingekoppelt (Induktionsgesetz). Entspricht nun die Frequenz  $f_G$  des Wechselfeldes der Resonanzfrequenz  $f_R$  des L-C-Schwingkreises, so wird der Schwingkreis zu einer *Resonanzschwingung* angeregt. Der dadurch im Schwingkreis fließende Strom wirkt seiner Ursache, also dem von außen einwirkenden magnetischen Wech-

selfeld entgegen. (siehe Kap. 4.1.10.1 „Transformierte Transponderimpedanz  $Z_T$ “, S. 91). Dieser Effekt macht sich in einer kleinen Änderung des Spannungsabfalles über der Generatorspule des Transmitters bemerkbar und führt letztendlich zu einer Abschwächung der messbaren magnetischen Feldstärke. Auch in einer optionalen Sensorspule ist eine Änderung der induzierten Spannung messbar, sobald ein resonanter Schwingkreis in das magnetische Feld der Generatorspule eingebracht wird.

Die relative Stärke dieser Änderung ist abhängig vom Abstand der beiden Spulen zueinander (*Generatorspule* – *Sicherungsmittel*, *Sicherungsmittel* – *Sensorspule*) sowie der Güte  $Q$  des angeregten Schwingkreises (im *Sicherungsmittel*).

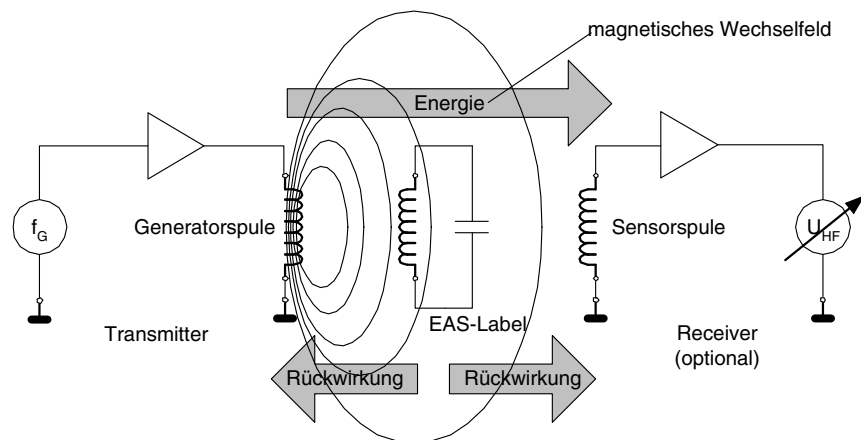


Abb. 3.2 Funktionsprinzip des EAS-Radiofrequenzverfahrens.

Die relative Stärke der Spannungsänderungen an Generator- und Sensorspule ist in der Regel sehr gering und damit schwierig zu erkennen. Um eine sichere Erkennung der Sicherungsmittel zu erreichen, ist es aber notwendig, ein möglichst ausgeprägtes Signal zu erhalten. Dies wird durch einen kleinen Trick erreicht: Die Frequenz des erzeugten Magnetfeldes ist nicht konstant, sondern wird „gewobbelt“. Dabei überstreicht die Generatorfrequenz fortlaufend den Bereich zwischen zwei Eckfrequenzen. Als Frequenzbereich steht den gewobbelten Systemen dazu der Bereich  $8,2 \text{ MHz} \pm 10\%$  zur Verfügung [jörn].

Immer dann, wenn die gewobbelte Generatorfrequenz genau die Resonanzfrequenz des Schwingkreises (im Transponder) trifft, beginnt dieser einzuschwingen und erzeugt dadurch einen ausgeprägten Dip der Spannungen an der Generator- sowie der Sensorspule. Auch Frequenztoleranzen der Sicherungsmittel, bedingt durch Fertigungstoleranzen oder metallische Umgebung, spielen durch das „Abtasten“ eines ganzen Frequenzbereiches keine Rolle mehr.

Da die Etiketten an der Kasse nicht abgelöst werden, müssen sie so verändert werden, dass ein Ansprechen der Diebstahlsicherung ausgeschlossen ist. Hierzu werden die gesicherten Produkte von der Kassiererin auf ein Gerät gelegt – den *Deaktivator* –, das ein ausreichend starkes Magnetfeld erzeugt, um mit der induzierten Spannung den Folienkondensator des

Transponders zu zerstören. Die Kondensatoren besitzen dazu eigens eingebaute Sollkurzschlussstellen, so genannte *Dimples*. Das Durchschlagen der Kondensatoren ist irreversibel und verstimmt den Schwingkreis so stark, dass dieser durch das *Wobbelsignal* nicht mehr angeregt werden kann

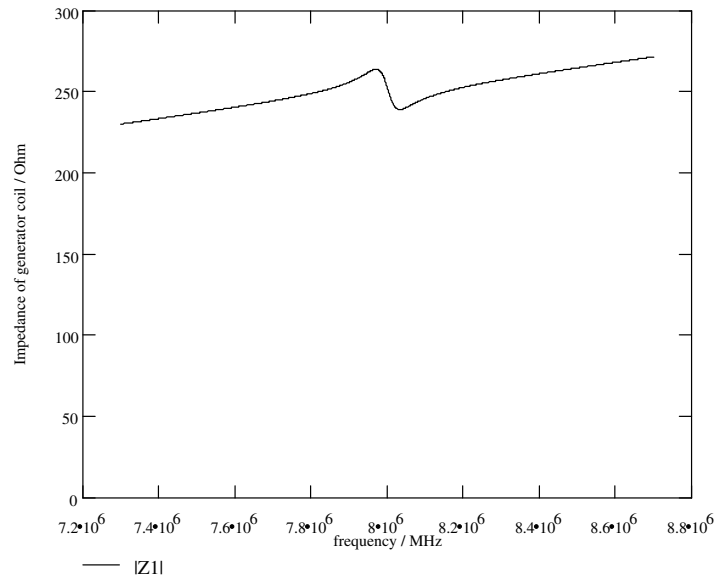


Abb. 3.3 Auftreten eines Impedanz-„Dip“ an der Generatorspule an der Resonanzfrequenz des Sicherungsmittels ( $Q = 90$ ,  $k = 1\%$ ). Die Frequenz  $f_G$  des Generators wird kontinuierlich zwischen zwei Eckfrequenzen gewobbelt. Ein RF-Etikett im Feld des Generators erzeugt auf seiner Resonanzfrequenz  $f_R$  einen ausgeprägten Dip.

Zur Erzeugung des benötigten magnetischen Wechselfeldes im Detektionsbereich der Sicherungsanlage werden großflächige *Rahmenantennen* eingesetzt. Die in Säulen integrierten Rahmenantennen werden zu Durchgangsschleusen kombiniert. Die klassische Bauform, bekannt aus jedem größeren Kaufhaus, ist in Abbildung 3.4 dargestellt. Mit dem RF-Verfahren werden Schleusenbreiten von bis zu 2 m erreicht. Bei der relativ niedrigen Detektionsrate von ca. 70% [gillert] zeigt sich ein relativ starker Einfluss von bestimmten Produktmaterialien. Vor allem Metalle (z. B. Konservendosen) beeinflussen die Resonanzfrequenz der Etiketten sowie die Kopplung zur Detektorspule und beeinflussen damit die Detektionsrate negativ. Um die genannte Schleusenbreite und Detektionsrate zu erreichen, müssen Etiketten von 50 x 50 mm zum Einsatz kommen.

Tabelle 3.1: Typische Systemparameter für RF-Systeme [VDI 4471]

Gütefaktor $Q$ der Sicherungsmittel	> 60 .. 80
Minimale Deaktivierungsfeldstärke $H_D$	1,5 A/m
Maximale Feldstärke im Detektionsbereich	0,9 A/m

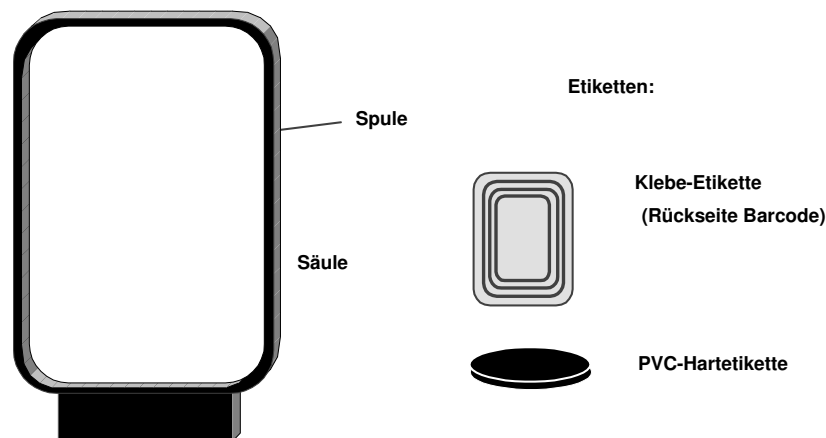


Abb. 3.4 links: Typische Rahmenantenne eines RF-Systems (Höhe 1,20 .. 1,60 m);  
rechts: Bauformen von Etiketten.

Eine große Herausforderung für die Systemhersteller besteht in der Eigenschaft verschiedener Produkte, ebenfalls Resonanzfrequenzen aufzuweisen (z. B. Kabeltrommeln). Liegen diese Resonanzfrequenzen innerhalb des Wobbelbereiches  $8,2 \text{ MHz} \pm 10\%$ , werden unweigerlich Fehlalarme ausgelöst.

Tabelle 3.2: Frequenzbereiche unterschiedlicher RF-Sicherungsanlagen [plotzke]

	Anlage 1	Anlage 2	Anlage 3	Anlage 4
Frequenz/MHz:	1,86 – 2,18	7,44 – 8,73	7,30 – 8,70	7,40 – 8,60
Wobbelfrequenz/Hz:	141	141	85	85

### 3.1.2 Mikrowelle

EAS-Systeme im *Mikrowellenbereich* nutzen die Entstehung von Harmonischen, an Bauteilen mit nichtlinearer Kennlinie (z. B. Dioden). Unter der *Harmonischen* einer sinusförmigen Spannung  $A$  mit definierter Frequenz  $f_A$  versteht man eine sinusförmige Spannung  $B$ , deren Frequenz  $f_B$  ein ganzzahliges Vielfaches der Frequenz  $f_A$  darstellt. Die Subharmonischen der Frequenz  $f_A$  sind also die Frequenzen  $2f_A$ ,  $3f_A$ ,  $4f_A$  usw. Die  $N$ -fache der Ausgangsfrequenz wird in der Funktechnik als  $N$ te Harmonische ( $N$ te Oberwelle) bezeichnet, die Ausgangsfrequenz selbst wird als Grundwelle oder erste Harmonische bezeichnet.

Prinzipiell erzeugt jeder Zweipol mit nichtlinearer Charakteristik Harmonische zur Grundschwingung. Bei *nichtlinearen Widerständen* wird aber Energie verbraucht, sodass nur ein geringer Teil der Grundwellenleistung in die Oberschwingung umgesetzt wird. Unter günstigsten Bedingungen ist bei der Vervielfachung von  $f$  auf  $n \cdot f$  der Wirkungsgrad  $\eta = 1/n^2$ . Benutzt man zur Vervielfachung hingegen nichtlineare Energiespeicher, hat man im Idealfall keine Verluste [fleckner].

Zur Frequenzvervielfachung eignen sich *Kapazitätsdioden* als nichtlineare Energiespeicher besonders gut. Anzahl und Stärke der entstehenden Harmonischen wird durch das *Dotierungsprofil* bzw. die Steilheit der Kennlinie der Kapazitätsdiode bestimmt. Ein Maß für die Steilheit (= Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie) ist der Exponent  $n$  (auch  $\gamma$ ). Dieser beträgt für einfach diffundierte Dioden 0,33 (z. B. BA110), für legierte Dioden 0,5 und für Tuner Dioden mit hyperabruptem PN-Übergang etwa 0,75 (z. B. BB 141) [itt75].

Legierte Kapazitätsdioden weisen einen quadratischen Verlauf der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie auf und eignen sich deshalb vor allem zum Verdoppeln von Frequenzen. Mit einfach diffundierten Kapazitätsdioden lassen sich sehr gut höhere Harmonische erzeugen [fleckner].

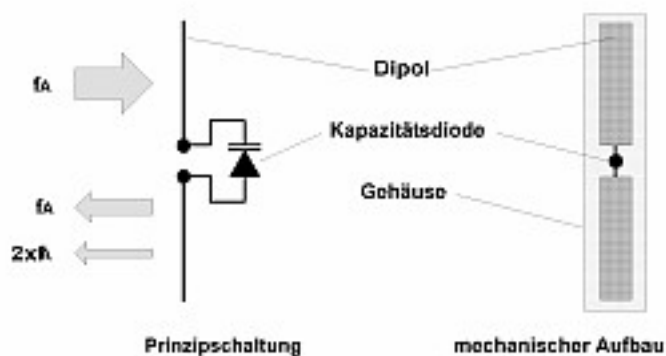


Abb. 3.5 Prinzipschaltbild und typische Bauform eines Mikrowellen-Etiketts.

Der Aufbau eines 1-bit-Transponders zur Erzeugung von Harmonischen ist ausgesprochen einfach: An den Fußpunkt eines auf die Grundwelle abgeglichenen *Dipols* wird eine Kapazitätsdiode geschaltet. Bei einer Grundwellenfrequenz von 2,45 GHz ergibt sich für den Dipol eine Gesamtlänge von 6 cm. Als Grundwellenfrequenz werden 915 MHz (außerhalb Europa), 2,45 GHz oder 5,6 GHz verwendet. Befindet sich der Transponder in der Strahlungskeule des Senders, so werden durch den Stromfluss in der Diode Harmonische der Grundwelle erzeugt und wieder abgestrahlt. Besonders ausgeprägte Signale erhält man je nach verwendetem Diodentyp auf der 2-fachen oder 3-fachen der Grundwelle.

In Kunststoff vergossene Transponder dieser Bauart (Hartetiketten) werden vor allem zur Sicherung von Textilien eingesetzt. An der Kasse werden die Etiketten beim Bezahlen abgenommen und wiederverwendet.

In Abbildung 3.6 wird ein Transponder in die Strahlungskeule eines Mikrowellensenders mit 2,45 GHz gebracht. Die an der Diodenkennlinie des Transponders erzeugte zweite Harmonische von 4,90 GHz wird wieder abgestrahlt und von einem Empfänger detektiert, der auf genau diese Frequenz abgeglichen wurde. Das Eintreffen eines Signals auf Frequenz der 2. Harmonischen kann dann zum Beispiel das Auslösen einer Alarmanlage bewirken.

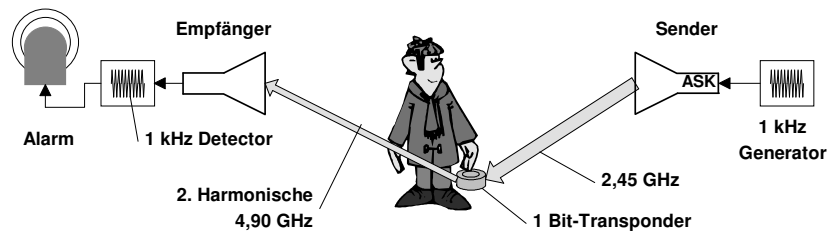


Abb. 3.6 Mikrowellen-Etikett im Ansprechbereich eines Detektors.

Wird die Grundwelle in ihrer Amplitude oder Frequenz moduliert (ASK, FSK), so ist dieselbe Modulation auch in allen Harmonischen enthalten. Dies kann zur Unterscheidung von „Stör“- und „Nutz“-Signalen eingesetzt werden, womit sich Fehlalarme durch Fremdsignale weitestgehend ausschließen lassen. In obigem Beispiel modulieren wir die Amplitude der Grundwelle mit einem Signal von 1 kHz (100% ASK). Auch die am Transponder entstandene 2. Oberwelle ist mit 1 kHz ASK moduliert. Im Empfänger wird das Empfangssignal demoduliert und einem 1-kHz-Detektor zugeführt. Zufällig auftretende Störsignale auf der Empfangsfrequenz 4,90 GHz können dann keinen Fehlalarm auslösen, da diese in der Regel nicht oder anders moduliert sind.

### 3.1.3 Frequenzteiler

Dieses Verfahren arbeitet im Langwellenbereich bei 100 ... 135,5 kHz. Die Sicherungsetiketten enthalten eine *Halbleiterschaltung (Mikrochip)* sowie eine *Schwingkreisspule* aus gewickeltem Kupferlack. Mit einer angelöteten Kapazität wird der Schwingkreis auf der Arbeitsfrequenz des EAS-Systems in Resonanz gebracht. Diese Transponder sind als *Hartetiketten* (Kunststoff) erhältlich und werden beim Kauf von der Ware entfernt.

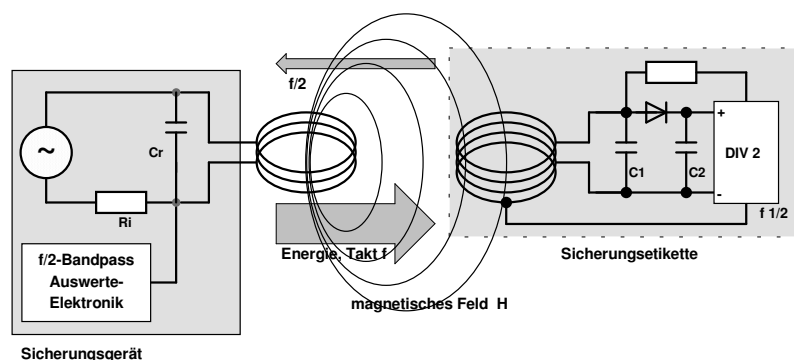


Abb. 3.7 Prinzipschaltbild des EAS-Frequenzteiler-Verfahrens: Sicherungsetikette (Transponder) und Detektor (Auswertegerät).

Der Mikrochip des Transponders wird durch die aus dem magnetischen Feld des Sicherungsgerätes ausgekoppelte Energie mit Betriebsspannung versorgt (siehe Kap. 3.2.1.1 „Energie-

versorgung passiver Transponder“, S. 42). Die an der Schwingkreisspule anliegende Frequenz wird vom Mikrochip durch 2 geteilt und zum Sicherungsgerät zurückgesendet. Die Einspeisung des frequenzhalbierten Signals erfolgt an einer Anzapfung der Schwingkreisspule.

Um die Auswertequote zu verbessern, wird das magnetische Feld des Sicherungsgerätes mit niedriger Frequenz gepulst (ASK-moduliert). Wie bei der Erzeugung von Harmonischen, so bleibt auch bei der halbierten Frequenz (*Subharmonische*) die Modulation der Grundwelle (ASK oder FSK) erhalten. Dies wird zur Unterscheidung von „Stör“- und „Nutz“-Signalen eingesetzt. Fehlalarme treten bei diesen Systemen daher kaum auf.

Als Sensor-Antennen werden Rahmenantennen eingesetzt, wie sie von den RF-Systemen her bereits bekannt sind.

Tabelle 3.3: Typische Systemparameter [plotzke].

Frequenz:	130 kHz
Modulationsart:	100% ASK
Modulationsfrequenz/-signal:	12,5 Hz oder 25 Hz, Rechteck 50%

### 3.1.4 Elektro-Magnetisch

*Elektro-magnetische Verfahren* arbeiten mit starken magnetischen Feldern im *NF-Bereich* von 10 Hz bis etwa 20 kHz. In den Sicherungsmitteln befindet sich ein weichmagnetischer *amorpher Metallstreifen* mit einer steiflankigen *Hysteresekurve* (siehe hierzu 4.1.12). In einem starken magnetischen Wechselfeld wird dieser Streifen periodisch ummagnetisiert und bis in die magnetische Sättigung geführt. Das stark unlineare Verhältnis zwischen angelegter Feldstärke  $H$  und magnetischer Flussdichte  $B$  nahe der Sättigung (siehe hierzu Abbildung 4.50 auf Seite 111), sowie der sprunghafte Wechsel der Flussdichte  $B$  nahe dem Nulldurchgang der angelegten Feldstärke  $H$  erzeugen Harmonische der Grundfrequenz des Sicherungsgerätes, die von diesem empfangen und ausgewertet werden können.

Eine Optimierung des elektro-magnetischen Verfahrens besteht darin, dem Hauptsignal zusätzlich Signalanteile mit höherer Frequenz zu überlagern. Durch die starke Unlinearität der Hysteresekurve im Streifen entstehen dadurch, zusätzlich zu den Harmonischen, Signalanteile mit Summen- und Differenzfrequenzen der eingespeisten Signale. Bei einem Hauptsignal der Frequenz  $f_H=20$  Hz und den Zusatzsignalen  $f_1=3,5$  und  $f_2=5,3$  kHz entstehen folgende Signale (1. Ordnung):

$$\begin{aligned} f_1+f_2 &= f_{1+2} = 8,80 \text{ kHz} \\ f_1-f_2 &= f_{1-2} = 1,80 \text{ kHz} \\ f_H+f_1 &= f_{H+1} = 3,52 \text{ kHz} \quad \text{und so weiter ...} \end{aligned}$$

Das Sicherungsgerät reagiert hier nicht auf die Harmonischen der Grundfrequenz, sondern auf die Summen- oder Differenzfrequenz der Zusatzsignale.



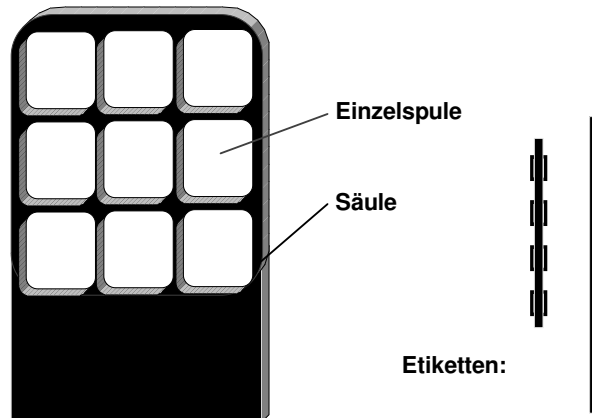


Abb. 3.8 links: Typische Antennenbauform der Sicherungsanlage (Höhe ca 1,40 m);  
rechts: Mögliche Bauformen von Etiketten.

Die Sicherungsmittel sind als Etiketten in Form selbstklebender Streifen von einigen cm bis 20 cm Länge erhältlich. Aufgrund der extrem niedrigen Arbeitsfrequenzen eignen sich elektromagnetische Systeme als einzige für metallhaltige Waren. Nachteilig wirkt sich jedoch die Lageabhängigkeit der Etiketten aus: Für eine sichere Detektion müssen die magnetischen Feldlinien des Sicherungsgerätes senkrecht durch den amorphen Metallstreifen laufen.



Abb. 3.9 Elektromagnetische Etiketten im Einsatz. (Foto: Schreiner Codedruck, München)

Zur Deaktivierung sind die Etiketten mit einer hartmagnetischen Metallschicht umgeben oder partiell mit hartmagnetischen Plättchen bedeckt. An der Kasse werden die Sicherungsmittel deaktiviert indem die Kassiererin mit einem starken *Permanentmagneten* den Metallstreifen entlangfährt [plotzke]. Hierdurch werden die hartmagnetischen Metallplättchen magnetisch. Dabei sind die Metallstreifen so ausgelegt, dass die Remanenzfeldstärke (siehe hierzu Kap. 4.1.12 „Magnetische Werkstoffe“, S. 111) der Metallplättchen ausreicht, um den

amorphen Metallstreifen in der Sättigung zu halten, sodass das magnetische Wechselfeld der Sicherungsanlage nicht mehr wirksam werden kann.

Durch Entmagnetisierung können die Etiketten jederzeit wieder reaktiviert werden. Der Prozess der De- und Reaktivierung ist beliebig oft durchführbar. Aus diesem Grunde lag das Haupteinsatzgebiet der elektro-magnetischen Warensicherung ursprünglich bei Leihbibliotheken. Wegen der kleinen (mind. 32 mm kurze Streifen) und preiswerten Etiketten werden diese Systeme zunehmend auch im Lebensmitteleinzelhandel eingesetzt.

Um die erforderlichen Feldstärken zur Ummagnetisierung der Permalloy-Streifen zu erreichen, wird das Feld von zwei Spulensystemen in den Säulen zu beiden Seiten des schmalen Durchgangs erzeugt. In den beiden Säulen sind mehrere Einzelspulen, typischerweise 9 bis 12, die in der Mitte schwächere und außen stärkere Magnetfelder generieren [plotzke]. Damit sind heute Schleusenbreiten bis zu 1,50 m realisierbar, wobei noch Detektionsraten von 70% erreicht werden [gillert].



Abb. 3.10 Praktische Ausführung einer Antenne für Artikelsicherungssysteme. (Foto: METO EAS-System 2200, Esselte Meto, Hirschborn)

Tabelle 3.4: Typische Systemparameter [plotzke]

Frequenz	70 Hz
optionale Mischfrequenzen verschiedener Anlagen	21 Hz, 215 Hz, 3,3 kHz, 5 kHz
Feldstärke $H_{\text{eff}}$ im Detektionsbereich	25 .. 120 A/m
minimale Feldstärke zur Deaktivierung	16000 A/m

### 3.1.5 Akustomagnetisch

Die Sicherungsmittel akustomagnetischer Systeme bestehen aus kleinen Kunststoffboxen, die etwa 40 mm lang, je nach Ausführung etwa 8 bis 14 mm breit und einen knappen Millimeter hoch sind. In dieser Box befinden sich zwei Metallstreifen, ein *hartmagnetischer Me-*

*tallstreifen*, der fest mit der Plastikbox verbunden ist, sowie ein Streifen aus *amorphem Metall*, der so gelagert wird, dass er mechanisch frei schwingen kann [zechbauer].

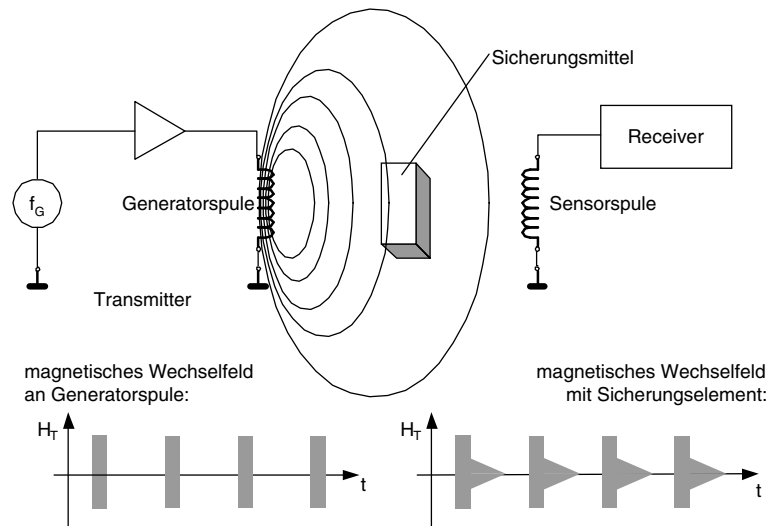


Abb. 3.11 Akustomagnetisches System bestehend aus Sender und Detektionsgerät (Receiver). Befindet sich ein Sicherungsmittel im Feld der Generatorspule, so schwingt dieses nach den Pulsen der Generatorspule wie eine Stimmgabel aus. Das Ausschwingverhalten kann von einem Auswertegerät detektiert werden.

*Ferromagnetische Metalle* (Nickel, Eisen, usw.) verändern in einem magnetischen Feld unter dem Einfluss der Feldstärke  $H$  ihre Länge in einem geringen Maße. Dieser Effekt wird als *Magnetostriktion* bezeichnet und ergibt sich aus einer geringfügigen Änderung des Atomabstandes durch die Magnetisierung. In einem magnetischen Wechselfeld schwingt ein magnetostriktiver Metallstreifen longitudinal mit der Frequenz des Feldes. Entspricht die Frequenz des magnetischen Wechselfeldes der (akustischen) Resonanzfrequenz des Metallstreifens, so wird die Amplitude der Schwingung besonders groß. Bei amorphen Metallen ist dieser Effekt besonders ausgeprägt.

Entscheidend ist nun, dass der magnetostriktive Effekt auch umkehrbar ist. Dies bedeutet, dass von einem schwingenden magnetostriktiven Metallstreifen ein magnetisches Wechselfeld ausgesendet wird. *Akustomagnetische Sicherungssysteme* sind nun so ausgelegt, dass die Frequenz des erzeugten magnetischen Wechselfeldes mit den Resonanzfrequenzen der Metallstreifen in den Sicherungsmitteln exakt übereinstimmt. Der amorphe Metallstreifen beginnt unter dem Einfluss des angelegten Magnetfeldes zu schwingen. Wird das magnetische Wechselfeld nach einiger Zeit abgeschaltet, so schwingt der angeregte Metallstreifen wie eine Stimmgabel noch eine gewisse Zeit weiter und erzeugt dabei selbst ein magnetisches Wechselfeld, das von der Sicherungsanlage leicht detektiert werden kann.

Der große Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, dass die Sicherungsanlage während der Zeit, in der das Sicherungsmittel antwortet, selbst nicht sendet und die Detektionsempfänger somit entsprechend empfindlich ausgelegt werden können.

Tabelle 3.5: Typische Betriebsparameter akustomagnetischer Systeme [VDI4471]

Parameter	typischer Wert
Resonanzfrequenz $f_0$	58 kHz
Frequenztoleranz	$\pm 0,52\%$
Gütefaktor Q	> 150
minimale Feldstärke zur $H_A$ zur Aktivierung	> 16.000 A/m
Einschaltdauer des Feldes	2 ms
Feldpause (Ausschaltdauer)	20 ms
Ausschwingvorgang des Sicherungsmittels	5 ms

Im aktivierten Zustand sind akustomagnetische Sicherungsmittel magnetisiert, d. h. der eingangs erwähnte hartmagnetische Metallstreifen weist eine hohe Remanenzfeldstärke auf und bildet somit einen Dauermagneten. Um das Sicherungsmittel zu deaktivieren, muss der hartmagnetische Metallstreifen entmagnetisiert werden. Dies verstimmt die Resonanzfrequenz des amorphen Metallstreifens, sodass dieser durch die Ansprechfrequenz der Sicherungsanlage nicht mehr angeregt werden kann. Das Entmagnetisieren des hartmagnetischen Metallstreifens kann nur durch ein in der Feldstärke langsam abklingendes, starkes magnetisches Wechselfeld erfolgen. Die Manipulation der Sicherungsmittel durch vom Kunden mitgebrachte Dauermagneten ist somit sicher ausgeschlossen.

## 3.2 Voll- und Halbduplexverfahren

Im Gegensatz zu den 1-bit-Transpondern, welche meist durch die Anwendung einfacher physikalischer Effekte (Anschwingvorgänge, Anregung von Harmonischen durch 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 bis zu einigen kByte gespeichert werden. Um die Datenträger auszulesen oder zu beschreiben, müssen Daten zwischen dem Transponder und einem Lesegerät übertragen werden können. Hierbei kommen zwei grundsätzlich unterschiedliche Verfahren zum Einsatz: Voll- und Halbduplexverfahren, die in diesem Kapitel, sowie sequentielle Systeme, welche 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 dabei am häufigsten das Verfahren der Lastmodulation mit und ohne Hilfsträger eingesetzt, welches auch schaltungstechnisch sehr einfach zu realisieren ist. Damit eng verwandt ist das aus der Radartechnik bekannte Verfahren des modulierten Rückstrahlquerschnittes, 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 als „*Harmonische*“-Verfahren bezeichnet.

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

Beiden Verfahren gemeinsam ist jedoch, 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 bisher nicht 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.

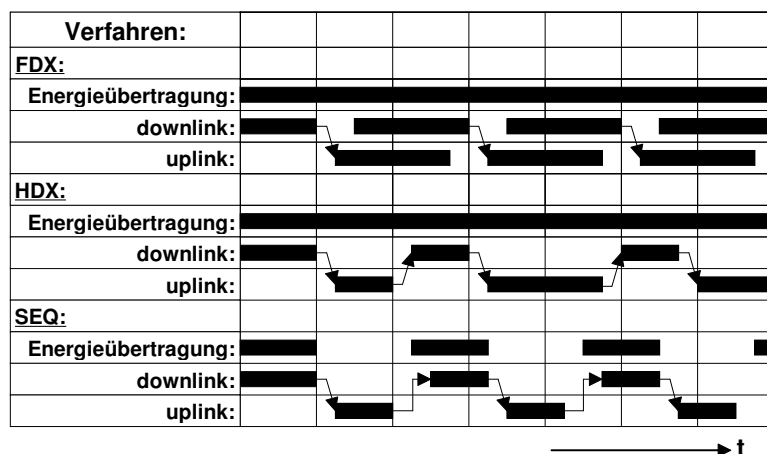


Abb. 3.12

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, 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 Lesegerätes 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 Kap. 4.2.1.1 „Übergang vom Nah- zum Fernfeld bei Leiterschleifen“, S. 117 entnommen werden).

Ein geringer Teil des ausgesendeten Feldes durchdringt die Antennenspule des Transponders, welcher sich in einiger Entfernung zur Spule des Lesegerätes befindet. Durch Induktion wird dadurch an der Antennenspule des Transponders eine Spannung  $U_i$  erzeugt. Diese Spannung wird gleichgerichtet und dient der Energieversorgung des Datenträgers (Mikrochip). Der Antennenspule des Lesegerätes 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 Lesegerätes entspricht. Durch Resonanzüberhöhung im Parallelschwingkreis werden in der Antennenspule des Lesegerätes sehr hohe Ströme erreicht, womit die notwendigen Feldstärken auch zum Betrieb entfernter Transponder erzeugt werden können.

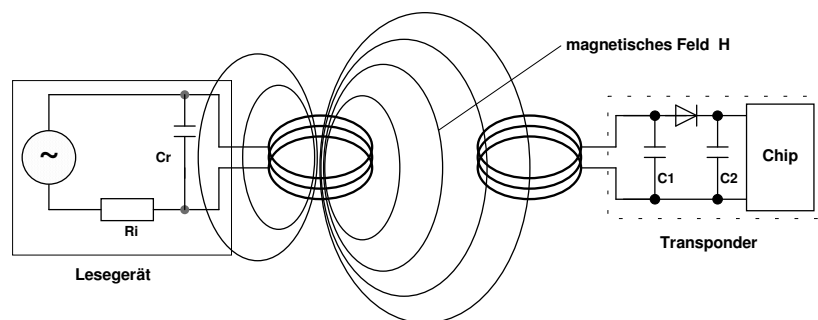


Abb. 3.13 Spannungsversorgung eines induktiv gekoppelten Transponders aus der Energie des magnetischen Wechselfeldes, das vom Lesegerät erzeugt wird.

Die Antennenspule des Transponders bildet zusammen mit dem Kondensator  $C_1$  ebenfalls einen Schwingkreis, welcher auf die Sendefrequenz des Lesegerätes abgestimmt wird. Durch Resonanzüberhöhung im Parallelschwingkreis erreicht die Spannung  $U$  an der Transponderspule ein Maximum.



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)

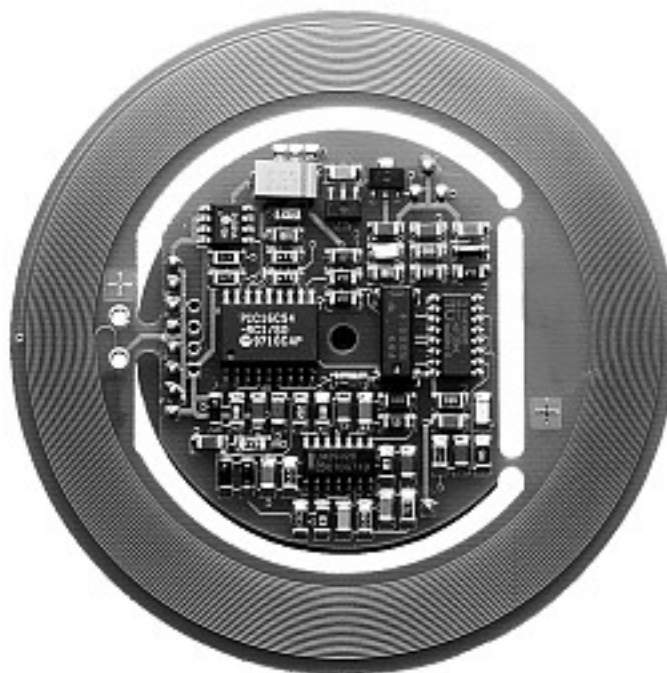


Abb. 3.15 Lesegerät für induktiv gekoppelte Transponder im Frequenzbereich  $< 135$  kHz mit integrierter Antenne. (Foto: easy-key System, micron, Halbergmoos)

Tabelle 3.6: Übersicht über die Stromaufnahme verschiedener RFID-ASIC-Bausteine [ATMEL]. Die zum Betrieb der Mikrochips minimal notwendige Versorgungsspannung ist mit 1,8 V, die maximal zulässige mit 10 V angegeben.

	Speicher/Byte	Schreib-/Lesedistanz	Stromaufnahme	Frequenz	Anwendung
ASIC#1	6	15 cm	10 $\mu$ A	120 kHz	Tier ID
ASIC#2	32	13 cm	600 $\mu$ A	120 kHz	Warenfluss, Zutrittskontrolle
ASIC#3	256	2 cm	6 mA	128 kHz	ÖPNV
ASIC#4	256	0,5 cm	< 1 mA	4 MHz <sup>a</sup>	Warenfluss, ÖPNV
ASIC#5	256	< 2 cm	~ 1 mA	4/13,56 MHz	Warenfluss
ASIC#6	256	100 cm	500 $\mu$ A	125 kHz	Zutrittskontrolle
ASIC#7	2048	0,3 cm	< 10 mA	4,91 MHz*)	kontaktlose Chipkarte
ASIC#8	1024	10 cm	~ 1 mA	13,56 MHz	ÖPNV
ASIC#9	8	100 cm	< 1 mA	125 kHz	Warenfluss
ASIC#10	128	100 cm	< 1 mA	125 kHz	Zutrittskontrolle

a. Close-coupling-system

Die Anordnung der beiden Spulen kann auch als Transformator interpretiert werden (*transformatorische Kopplung*), wobei zwischen den beiden Windungen jedoch nur eine sehr schwache Kopplung besteht. Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung zwischen der Antennenspule des Lesegerätes 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.

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 Kap. 4.1.7 „Resonanz“, S. 76), wirkt sich die geringere Windungszahl bei höheren Frequenzen in der Praxis auf den Wirkungsgrad der Leistungsübertragung kaum aus.

### 3.2.1.2 Datenübertragung Transponder > Leser

#### 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  $0,16 \lambda$  wird, so-



dass sich der Transponder im *Nahfeld* der Sendeantenne befindet (eine nähere Erklärung zur Definition des Nah- und Fernfeldes siehe Kap. 4.2.1.1 „Übergang vom Nah- zum Fernfeld bei Leiterschleifen“, S. 117).

Wird ein resonanter Transponder (d. h. die Eigenresonanzfrequenz des Transponders entspricht der Sendefrequenz des Lesegerätes) in das magnetische Wechselfeld der Antenne des Lesegerätes gebracht, so entzieht dieser dem magnetischen Feld Energie. Die dadurch hervorgerufene Rückwirkung des Transponders auf die Antenne des Lesegerätes kann als *transformierte Impedanz*  $Z_T$  in der Antennenspule des Lesegerätes dargestellt werden. Das Ein- und Ausschalten eines *Lastwiderstandes* an der Antenne des Transponders bewirkt eine Veränderung der Impedanz  $Z_T$  und damit Spannungsänderungen an der Antenne des Lesegerätes (siehe Kapitel 4.1.10.3 „Lastmodulation“, S. 101). Dies entspricht in der Wirkung einer Amplitudenmodulation der Spannung  $U_L$  an der Antennenspule des Lesegerätes durch den entfernten Transponder. Steuert man das An- und Ausschalten des Lastwiderstandes durch Daten, so können diese Daten vom Transponder zum Lesegerät übertragen werden. Diese Form der Datenübertragung wird als *Lastmodulation* bezeichnet.

Zur Rückgewinnung der Daten im Lesegerät wird eine an der Antenne des Lesegerätes abgegriffene Spannung gleichgerichtet. Dies entspricht der Demodulation eines amplitudenmodulierten Signals. Ein Schaltungsbeispiel hierfür kann dem Kap. 11.3 „Low-cost-Aufbau – Leser-IC U2270B“, S. 327 entnommen werden.

### 3.2.1.2.2 Lastmodulation mit Hilfsträger

Auf Grund der geringen Kopplung zwischen Leseantenne und Transponder-Antenne sind die das Nutzsinal darstellenden Spannungsschwankungen an der Antenne des Lesegerätes um Größenordnungen kleiner als die Ausgangsspannung des Lesegerätes. Bei einem 13,56 MHz-System kann in der Praxis, bei einer Antennenspannung von ca. 100V (Spannungsüberhöhung durch Resonanz!) mit einem Nutzsinal 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 Lesegerätes, die nun leicht detektiert werden können (es muss jedoch  $f_H < f_{LE-SER}$  sein). Im Sprachgebrauch der Funktechnik wird die zusätzlich eingeführte Taktfrequenz als *Hilfsträger* (*Subcarrier*) bezeichnet. Die Datenübertragung erfolgt durch ASK-, FSK- oder PSK-Modulation des Hilfsträgers im Takt des Datenflusses.

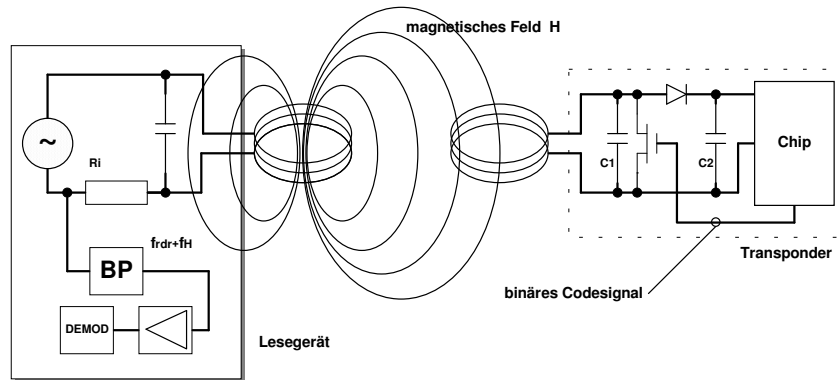


Abb. 3.16 Erzeugung der Lastmodulation im Transponder durch Umschalten des Drain-Source-Widerstandes eines FET auf dem Chip. Das abgebildete Lesegerät ist für die Detektion eines Hilfsträgers ausgelegt.

Durch Lastmodulation mit Hilfsträger entstehen an der Antenne des Lesegerätes zwei Modulationsseitenbänder im Abstand der Hilfsträgerfrequenz um die Arbeitsfrequenz  $f_{\text{LESER}}$ . Diese Modulationsseitenbänder können durch eine Bandpassfilterung (BP) auf einer der beiden Frequenzen  $f_{\text{LESER}} \pm f_{\text{H}}$ , vom wesentlich stärkeren Signal des Lesegerätes getrennt werden. Nach anschließender Verstärkung ist das Hilfsträgersignal dann sehr einfach zu demodulieren.

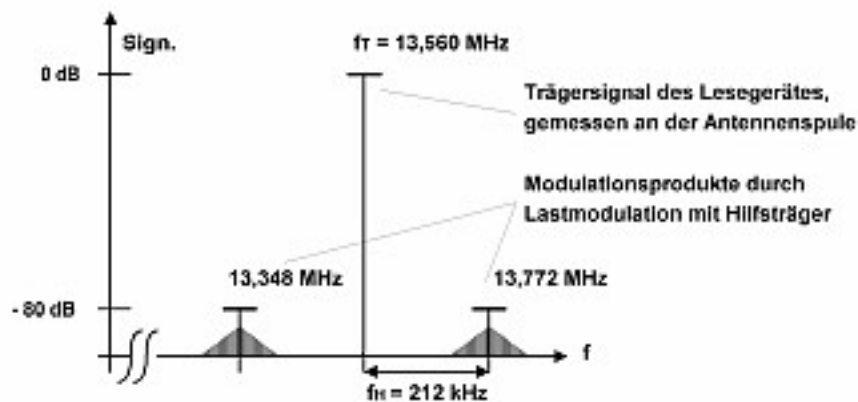


Abb. 3.17 Durch Lastmodulation mit Hilfsträger entstehen zwei Seitenbänder im Abstand der Hilfsträgerfrequenz  $f_{\text{H}}$  um die Sendefrequenz des Lesegerätes. Die eigentliche Information steckt in den Seitenbändern der beiden Hilfsträger-Seitenbänder, welche durch die Modulation des Hilfsträgers selbst entstehen.

Aufgrund der großen Bandbreite, die zur Übertragung eines Hilfsträgers benötigt wird, kann dieses Verfahren nur in den dafür zugelassenen ISM-Frequenzbereichen 6,78 MHz, 13,56 MHz und 27,125 MHz eingesetzt werden (siehe auch Kapitel 5 „Frequenzbereiche und Funkzulassungsvorschriften“, S. 165).

### 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 212 kHz.

Die an der Antennenspule  $L_1$  durch das magnetische Wechselfeld des Lesegerätes 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 26 (=64) steht an Ausgang Q7 ein Hilfsträger-Taktsignal von 212 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.

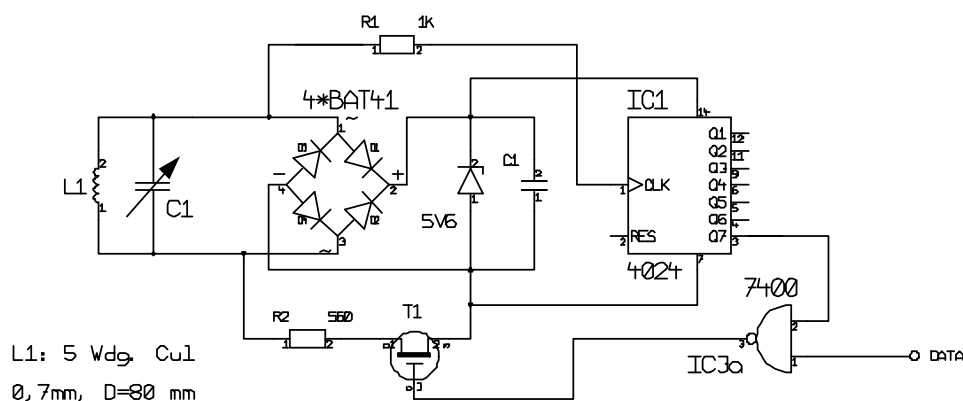


Abb. 3.18 Schaltungsbeispiel für die Erzeugung einer Lastmodulation mit Hilfsträger in einem induktiv gekoppelten Transponder.

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 wesentlich vergrößert werden.

### 3.2.1.2.4 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  $f_A/2, f_A/3, f_A/4 \dots$

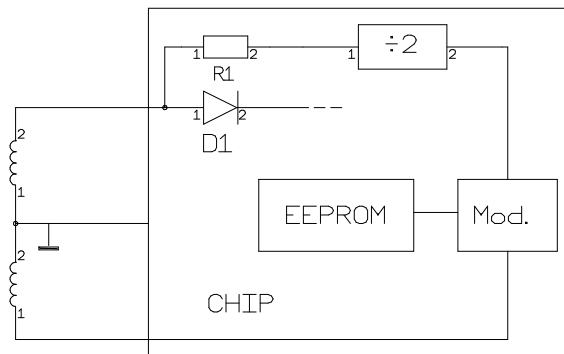


Abb. 3.19 Prinzipschaltung eines Transponders mit subharmonischer Rückfrequenz. Das empfangene Taktsignal wird durch zwei geteilt, mit den Daten moduliert und in eine Anzapfung der Transponderspule eingespeist.

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  $f_B$ . Das Ausgangssignal  $f_B$  des Teilers kann nun mit dem Datenstrom des Transponders moduliert werden. 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.

## 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 Lesegerätes, dem Gewinn  $G_T$  und  $G_R$  der Transponder- und Leserantenne, sowie der Sendefrequenz  $f$  des Lesegerätes:

$$a_F = -147,6 + 20\log(r) + 20\log(f) - 10\log(G_T) - 10\log(G_R) \quad [3.1]$$

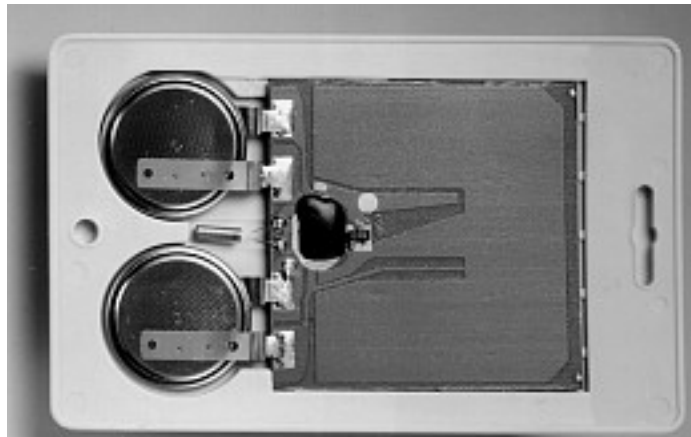
Die Freiraumdämpfung ist ein Maß für das Verhältnis zwischen der von einem Lesegerät in

*Tabelle 3.7:* 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

den „freien Raum“ ausgesendet und der vom Transponder empfangenen HF-Leistung.

Mit heutiger Low-power-Halbleitertechnologie lassen sich Transponderchips mit einer Leistungsaufnahme von nicht mehr als  $5 \mu\text{W}$  realisieren [friedrich]. 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 Lesegerätes 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 3.7 zeigt, dass damit bei einer Sendefrequenz von 868 MHz immerhin eine *Reichweite* von etwas über 3 m realisierbar wäre, bei 2,45 GHz könnten immerhin noch etwas über 1 m erreicht werden. Bei einer größeren Leistungsaufnahme des Transponderchips würde sich die erzielbare Reichweite dabei entsprechend reduzieren.



*Abb. 3.20* Aktiver Transponder für den Frequenzbereich 2,45 GHz. Der Datenträger wird durch zwei *Lithium-batterien* 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 Lesegerätes, so schaltet der Chip automatisch in den stromsparenden „power-down“-Mode. Die Stromaufnahme beträgt dann maximal noch einige  $\mu\text{A}$ . Erst durch ein ausreichend starkes Signal in Lesereichweite eines Lesegerätes 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

#### 3.2.2.2.1 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.

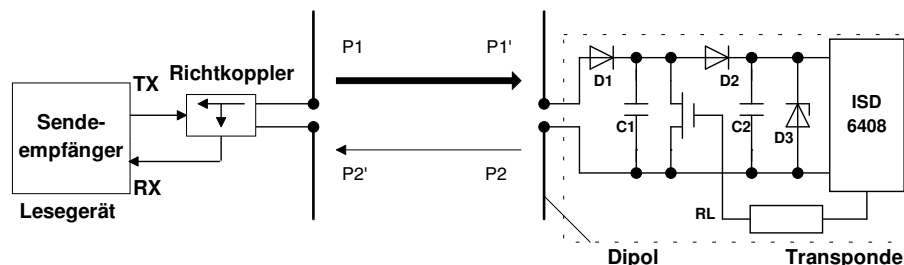


Abb. 3.21 Funktionsweise eines Backscatter-Transponders. Durch Umschalten des FET auf dem Chip wird die Impedanz des Chips „moduliert“ [isd].

Von der Antenne des Lesegerätes 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 Ener-

gieversorgung 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 Datenstromes 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 Lesegerätes aufgenommen. Das reflektierte Signal läuft daher in der Antennenleitung des Lesegerätes in „Rückwärtsrichtung“ und kann unter Verwendung eines *Richtkopplers* ausgekoppelt und auf den Empfängereingang eines Lesegerätes geführt werden. Das um Zehnerpotenzen stärkere „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 Kap. 4.2.5.4 „Wirksame Fläche und Rückstreuquerschnitt“, S. 126).

### 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.

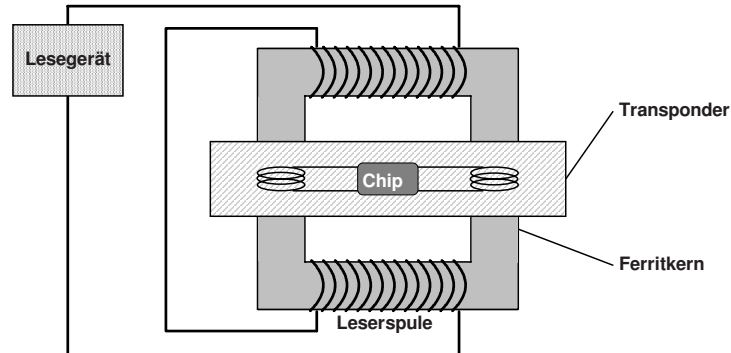


Abb. 3.22 Close-coupling-Transponder in einem Einsteckleser mit magnetischen Koppelspulen.

Aufgrund des im Gegensatz zu induktiv gekoppelten oder Mikrowellen-Systemen sehr guten Wirkungsgrades der Leistungsübertragung vom Lesegerät zum Transponder eignen sich Close-coupling-Systeme außerordentlich gut für den Betrieb von Chips mit hohem Energiebedarf. Dies sind zum Beispiel Mikroprozessoren, welche immerhin einige 10 mW Leistung zum Betrieb benötigen [sickert]. Bei den auf dem Markt verfügbaren Close-coupling-Chipkartensystemen handelt es sich deshalb ausschließlich um solche mit Mikroprozessoren.

Die mechanischen und elektrischen Parameter kontaktloser Close-coupling-Chipkarten sind in einer eigenen Norm, der ISO 10536, definiert. Für andere Bauformen können die Betriebsparameter frei definiert werden.

### 3.2.3.2 Datenübertragung Transponder > Leser

#### 3.2.3.2.1 Magnetische Kopplung

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 10536 festgelegt.

#### 3.2.3.2.2 Kapazitive Kopplung

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 10536* definiert.



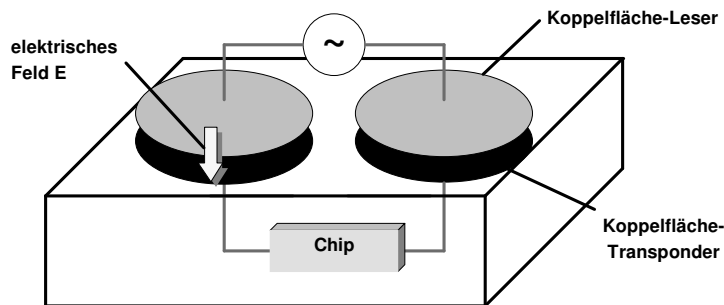


Abb. 3.23 Die kapazitive Kopplung bei Close-coupling-Systemen erfolgt zwischen zwei parallelen, in geringem Abstand zueinander angeordneten Metallflächen.

### 3.2.4 Datenübertragung Leser > Transponder

Zur Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder 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 verwendet die Mehrzahl der Systeme eine ASK-Modulation.

### 3.2.5 Elektrische Kopplung

#### 3.2.5.1 Energieversorgung passiver Transponder

Bei *elektrisch* (d. h. *kapazitiv*) gekoppelten Systemen wird durch das Lesegerät ein starkes, hochfrequentes *elektrisches Feld* erzeugt. Die Antenne des Lesegerätes besteht dabei aus einer großen, elektrisch leitfähigen Fläche (*Elektrode*), in der Regel eine Metallfolie oder eine Metallplatte. Wird an die Elektrode eine hohe, hochfrequente Spannung angelegt, so bildet sich zwischen der Elektrode und dem Erdpotential (ground) ein hochfrequentes elektrisches Feld aus. Die hierzu benötigten Spannungen in der Größenordnung einiger hundert bis zu einigen tausend Volt werden im Lesegerät durch Spannungsüberhöhung in einem resonanten Schwingkreis erzeugt, welcher durch eine Spule  $L_1$  im Lesegerät, sowie der Parallelschaltung einer internen Kapazität  $C_1$  und der zwischen der Elektrode und dem Erdpotential wirksamen Kapazität  $C_{R-GND}$  gebildet wird. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises entspricht dabei der Sendefrequenz des Lesegerätes.

Die Antenne des Transponders besteht aus zwei leitfähigen, in einer Ebene liegenden Flächen (Elektroden). Wird der Transponder in das elektrische Feld des Lesegerätes gebracht, so entsteht zwischen den beiden Transponderelektroden eine elektrische Spannung, welche zur Spannungsversorgung des Transponderchips verwendet wird.

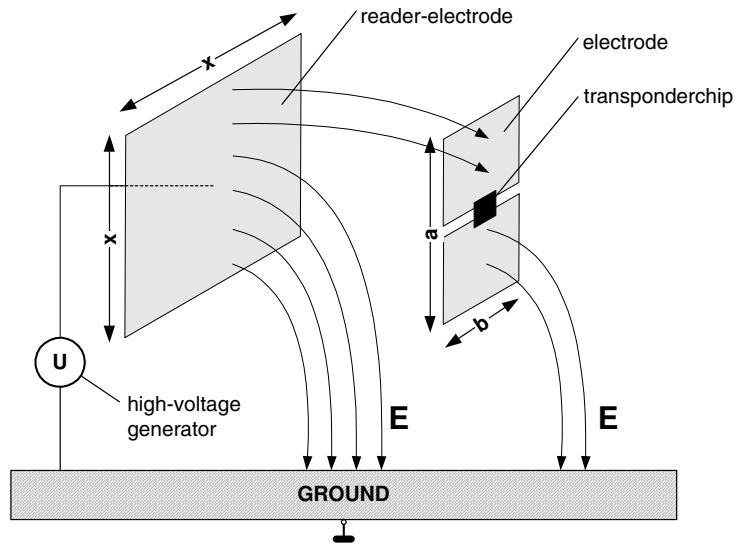


Abb. 3.24 Ein elektrisch gekoppeltes System verwendet elektrische (elektrostatische) Felder zur Energie- und Datenübertragung

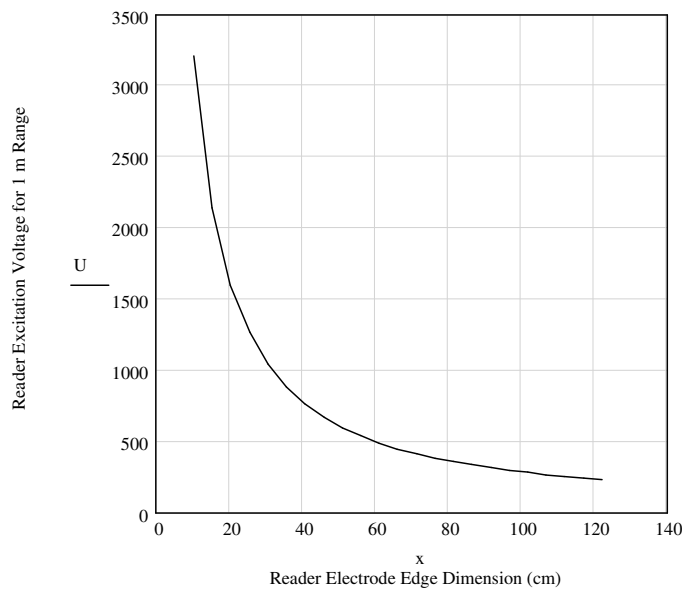


Abb. 3.25 Erforderliche Elektrodenspannung zum Auslesen eines Transponders mit der Elektrodengröße  $a \cdot b = 4,5 \cdot 7 \text{ cm}^2$  (Bauform entsprechend einer Chipkarte), in 1 m Entfernung ( $f = 125 \text{ kHz}$ ).

Da sowohl zwischen dem Transponder und der Sendeantenne ( $C_{R-T}$ ) als auch zwischen der Transponderantenne und dem Erdpotenzial ( $C_{T-GND}$ ) eine Kapazität wirksam ist, kann das Ersatzschaltbild für eine elektrische Kopplung vereinfachend als *Spannungsteiler* mit den

Elementen  $C_{R-T}$ ,  $R_L$  (Eingangswiderstand des Transponders) und  $C_{T-GND}$  betrachtet werden (siehe Abbildung 3.26). Durch das Berühren einer der Elektroden des Transponders wird die Kapazität  $C_{T-GND}$  und damit auch die *Lesereichweite* deutlich größer.

Die in den Elektrodenoberflächen des Transponders fließenden Ströme sind sehr klein. An die Leitfähigkeit des Elektrodenmaterials werden daher keine besonderen Anforderungen gestellt. Neben den üblichen Metalloberflächen (*Metallfolie*) können die Elektroden daher auch aus leitfähigen Farben (z. B. einer *Silberleitpaste*) oder einer *Graphitbeschichtung* [bi-statisch] hergestellt werden.

### 3.2.5.2 Datenübertragung Transponder > Lesegerät

Wird ein elektrisch gekoppelter Transponder in das Ansprechfeld eines Lesegerätes gebracht, so wirkt der Eingangswiderstand  $R_L$  des Transponders über die zwischen der Leser- und der Transponderelektrode wirksame Koppelkapazität  $C_{R-T}$  auf den Schwingkreis des Lesegerätes und bedämpft diesen geringfügig. Durch das Ein- und Ausschalten eines Modulationswiderstandes  $R_{mod}$  im Transponder kann die auftretende Dämpfung zwischen zwei Werten verändert werden. Das Ein- und Ausschalten des Modulationswiderstandes  $R_{mod}$  erzeugt dadurch eine Amplitudenmodulation der an  $L_1$  und  $C_1$  anliegenden Spannung durch den entfernten Transponder. Durch das Ein- und Ausschalten des Modulationswiderstandes  $R_{mod}$  im Takt von Daten können diese an das Lesegerät übertragen werden. Dieses Verfahren wird als *Lastmodulation* bezeichnet.

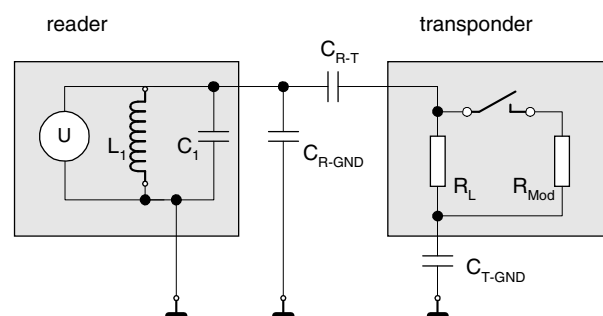


Abb. 3.26 Ersatzschaltbild für ein elektrisch gekoppeltes RFID-System.

## 3.3 Sequentielle Verfahren

Findet die Daten- und Energieübertragung vom Lesegerät zum Datenträger zeitversetzt mit der Datenübertragung vom Transponder zum Lesegerät statt, so handelt es sich um ein *sequentielles Verfahren* (SEQ).

Unterscheidungsmerkmale zwischen SEQ- und anderen Systemen wurden bereits im vorhergehenden Kapitel 3.2 „Voll- und Halbduplexverfahren“, S. 40, dargestellt.

### 3.3.1 Induktive Kopplung

#### 3.3.1.1 Spannungsversorgung des Transponders

Sequentielle Systeme mit induktiver Kopplung werden ausschließlich auf Frequenzen unter 135 kHz betrieben. Zwischen der Spule des Lesegerätes und der Transponderspule besteht eine transformatorische Kopplung. Die in der Transponderspule durch Einwirkung des Wechselfeldes vom Lesegerät induzierte Spannung wird gleichgerichtet und steht als Versorgungsspannung zur Verfügung.

Um einen hohen Wirkungsgrad der Energieübertragung zu erreichen, muss auf exakten Abgleich der Transponderresonanzfrequenz auf die Frequenz des Lesegerätes sowie auf eine große Güte der Transponderspule geachtet werden. So enthalten die Transponder einen „*on-chip trimm capacitor*“ zum Ausgleich von Fertigungstoleranzen der Resonanzfrequenz.

Im Gegensatz zu den Voll- und Halbduplexsystemen wird jedoch bei den sequentiellen Systemen der Sender des Lesegerätes nicht dauernd betrieben. Die während des Sendebetriebs zum Transponder übertragene Energie dient dazu, einen *Ladekondensator* als Energiespeicher aufzuladen. Der Chip des Transponders wird während des Lademodus in einen Standby- oder Stromsparmodes geschaltet, wodurch die empfangene Energie fast vollständig zur Aufladung des Ladekondensators verwendet wird. Nach Ablauf einer festgelegten Ladezeit wird der Sender des Lesegerätes wieder abgeschaltet.

Die im Transponder gespeicherte Energie wird dazu verwendet, eine Antwort an das Lesegerät zu generieren. Aus der hierzu nötigen Betriebsspannung und Stromaufnahme des Chips kann die Mindestkapazität des erforderlichen Ladekondensators berechnet werden:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I \cdot t}{[V_{\max} - V_{\min}]} \quad [3.2]$$

Tabelle 3.8: Bedeutung der Formelzeichen aus Formel 3.2

$V_{\max} ; V_{\min}$	Grenzwerte der Betriebsspannung, die nicht überschritten werden dürfen
I	Stromaufnahme des Chips während des Betriebes
t	Benötigte Zeit zur Übertragung der Daten, vom Transponder zum Lesegerät

Als Beispiel ergibt sich aus den Anforderungen  $I = 5 \mu\text{A}$ ,  $t = 20 \text{ msec}$ ,  $V_{\max} = 4,5 \text{ V}$  und  $V_{\min} = 3,5 \text{ V}$  ein Ladekondensator von  $C = 100 \text{ nF}$  [schürmann-93].

#### 3.3.1.2 Vergleich zwischen FDX-/HDX- und SEQ-Systemen

Die unterschiedlichen Verhältnisse bei Voll-/Halbduplex- (FDX-/HDX-) und sequentiellen (SEQ-) Systemen sind in Abbildung 3.27 dargestellt.

Da bei den Vollduplexsystemen die Energieübertragung vom Lesegerät zum Transponder gleichzeitig mit der Datenübertragung in beiden Richtungen stattfindet, befindet sich der Chip ständig im Betriebszustand. Um die übertragene Energie optimal nutzen zu können,

wird eine *Leistungsanpassung* zwischen der Transponderantenne als Stromquelle und dem Chip als Verbraucher angestrebt. Bei exakter Leistungsanpassung steht dem Chip jedoch nur die Hälfte der Quellenspannung (= Leerlaufspannung der Spule) zur Verfügung. Um die verfügbare Betriebsspannung zu erhöhen, kann nur die Impedanz (= Lastwiderstand) des Chips vergrößert werden, was jedoch gleichbedeutend mit einer Verringerung der Leistungsaufnahme ist.

Bei der Konzipierung von Vollduplexsystemen muss also immer ein Kompromiss zwischen Leistungsanpassung (maximale Leistungsaufnahme  $P_{\text{chip}}$  bei  $U_{\text{chip}} = \frac{1}{2} U_Q$ ) und Spannungsanpassung (minimale Leistungsaufnahme  $P_{\text{chip}}$  bei maximaler Spannung  $U_{\text{chip}} = U_Q$ ) gefunden werden.

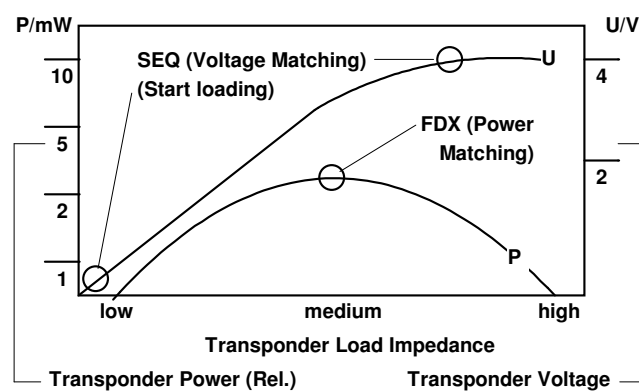


Abb. 3.27 Vergleich der induzierten Transponderspannung bei FDX-/HDX- und SEQ-Systemen [schürmann-93].

Völlig anders stellt sich die Situation bei Sequentiellen Systemen dar: Während des Ladevorgangs befindet sich der Chip in einem Standby- oder Stromsparmodus, sodass so gut wie keine Leistung durch den Chip aufgenommen wird.

Der Ladekondensator ist zu Beginn des Lademodus vollkommen entladen und stellt für die Spannungsquelle deshalb eine sehr niederohmige Last dar (Abbildung 3.27: Start loading). In diesem Zustand fließt der größtmögliche Strom in den Ladekondensator, die Spannung geht jedoch gegen null (= *Stromanpassung*). Mit fortschreitender Aufladung des Ladekondensators nimmt der Ladestrom, einer e-Funktion folgend, immer weiter ab und wird bei vollständiger Ladung des Kondensators zu null. Der Zustand des geladenen Kondensators entspricht einer *Spannungsanpassung* an die Transponderspule.

Gegenüber einem Voll-/Halbduplexsystem ergeben sich daraus folgende Vorteile bei der Energieversorgung des Chips:

- Für den Betrieb des Chips steht die volle Quellenspannung der Transponderspule zur Verfügung. Damit ist die zur Verfügung stehende Betriebsspannung maximal doppelt so groß wie bei einem vergleichbaren Voll-/Halbduplexsystem.
- Die dem Chip zur Verfügung stehende Energie wird nur durch die Kapazität des Ladekondensators sowie die Ladezeit bestimmt. Beide Werte können theoretisch (!) beliebig

groß gewählt werden. Bei Voll-/Halbduplexsystemen ist die maximale Leistungsaufnahme des Chips durch den Punkt der Leistungsanpassung unveränderlich (d. h. durch Spulengeometrie und Feldstärke  $H$  vorgegeben).

### 3.3.1.3 Datenübertragung Transponder > Leser

Ein vollständiger Lesezyklus besteht bei sequentiellen Systemen aus zwei Phasen, der Aufladephase und der Lesephase.

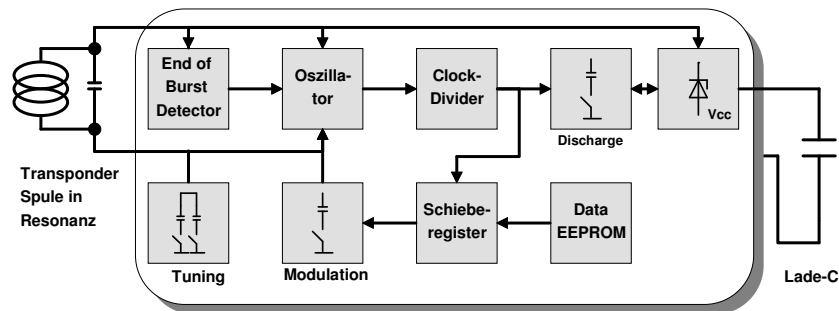


Abb. 3.28 Blockschaltbild eines sequentiellen Transponders des Texas Instruments TIRIS®-Systems, mit induktiver Kopplung.

Das Ende der Ladephase wird durch einen „end-of-burst detector“ detektiert, welcher den Spannungsverlauf an der Transponderspule überwacht und so das Abschalten des Lesefeldes erkennt. Mit dem Ende der Ladephase wird ein Oszillator auf dem Chip gestartet, welcher den aus der Transponderspule gebildeten Schwingkreis als frequenzbestimmendes Bauteil verwendet. Von der Transponderspule wird ein schwaches magnetisches Wechselfeld erzeugt, welches durch das Lesegerät empfangen werden kann. Gegenüber einem Voll-/Halbduplexsystem ergibt sich damit ein verbesserter Signal-Störabstand von typisch 20 dB, was sich positiv auf die bei sequentiellen Systemen erzielbaren Reichweiten auswirkt.

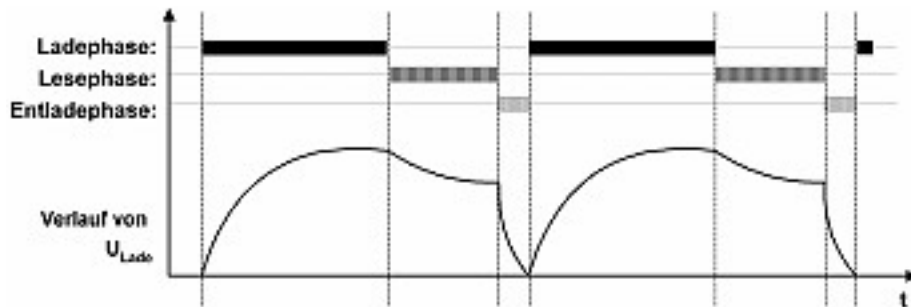


Abb. 3.29 Spannungsverlauf am Ladekondensator eines SEQ-Transponders mit induktiver Kopplung während des Betriebs.

Die Sendefrequenz des Transponders entspricht der Resonanzfrequenz der Transponderspule, welche zum Produktionszeitpunkt auf die Sendefrequenz des Lesegerätes abgeglichen wurde.

Um das erzeugte HF-Signal leistungslos modulieren zu können, wird dem Resonanzschwingkreis im Takt des Datenflusses ein zusätzlicher Modulationskondensator parallelgeschaltet. Aus der daraus resultierenden Frequenzumtastung der Resonanzfrequenz entsteht eine *2-FSK-Modulation*.

Nach Aussendung aller Daten wird der Entlademodus (discharge) aktiviert, um den Ladekondensator vollständig zu entladen. Dadurch kann ein sicherer Power-On-Reset mit dem nächsten Ladezyklus gewährleistet werden.

### 3.3.2 Oberflächenwellen-Transponder

Akustische *Oberflächenwellen-Bauelemente* (*OFW*, engl. surface acoustic wave devices – SFW) beruhen auf dem *piezoelektrischen Effekt*<sup>4</sup> sowie auf der oberflächengebundenen Ausbreitung elastischer (= akustischer) Wellen mit niedriger Geschwindigkeit. Oberflächenwellen-Transponder werden auf Mikrowellenfrequenzen, üblicherweise im ISM-Bereich 2,45 GHz, betrieben.

Auf piezoelektrischen Substraten lassen sich mit planaren Elektrodenstrukturen elektroakustische Wandler (*Interdigitalwandler*) und *Reflektoren* realisieren. Als Substrat dient hierfür in der Regel *Lithiumniobat* oder auch *Lithiumtantalat*. Die Herstellung der Elektrodenstrukturen geschieht durch fotolithografische Verfahren, wie sie auch in der Mikroelektronik zur Herstellung integrierter Schaltungen verwendet werden.

Der prinzipielle Aufbau eines Oberflächenwellen-Transponders ist in Abbildung 3.30 dargestellt. Am Ende eines länglichen piezoelektrischen Substrats wird eine fingerartige Elektrodenstruktur – der Interdigitalwandler – aufgebracht, an dessen Sammelschiene eine *Dipolantenne* für die Arbeitsfrequenz angebracht wird. Der Interdigitalwandler wird als Wandler zwischen elektrischen Signalen und akustischen Oberflächenwellen eingesetzt. Ein an der Sammelschiene angelegter elektrischer Impuls bewirkt wegen des piezoelektrischen Effekts zwischen den Elektroden (Fingern) eine mechanische Verformung an der Oberfläche des Substrates, die sich als Oberflächenwelle (Rayleigh-Welle) in beiden Richtungen ausbreitet. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit liegt bei den gebräuchlichen Substraten zwischen 3000 und 4000 m/s. Eine in den Wandler einlaufende *Oberflächenwelle* verursacht umgekehrt, durch den piezoelektrischen Effekt, einen elektrischen Impuls an der Sammelschiene des Interdigitalwandlers.

Auf die restliche Länge des Oberflächenwellen-Transponders werden einzelne Elektroden aufgebracht. Die Elektrodenkanten bilden einen Reflektorstreifen und reflektieren einen kleinen Teil einer einlaufenden Oberflächenwelle. Reflektorstreifen werden üblicherweise aus Aluminium hergestellt, es sind aber auch Reflektorstreifen in Form geätzter Rillen verwendbar [meinke].

---

<sup>4</sup> Wird ein (Ionen-)Kristall in bestimmten Richtungen elastisch deformiert, so treten Oberflächenladungen und damit elektrische Spannungen am Kristall auf (Anwendung: Piezo-Feuerzeug). Umgekehrt führt das Anlegen einer Oberflächenladung am Kristall zu einer elastischen Verformung im Kristallgitter (Anwendung: Piezosummer).

Ein durch ein Lesegerät erzeugter hochfrequenter *Abtastpuls* wird von der Dipolantenne des Transponders in den Interdigitalwandler gespeist und so in eine akustische Oberflächenwelle<sup>5</sup> umgewandelt, welche das Substrat in Längsrichtung durchläuft. An jedem einzelnen der über das Substrat verteilten Reflektorstreifen wird ein Teil der Oberflächenwelle reflektiert, während der verbleibende Anteil der Oberflächenwelle bis zum Ende des Substrates weiterläuft, um dort absorbiert zu werden.

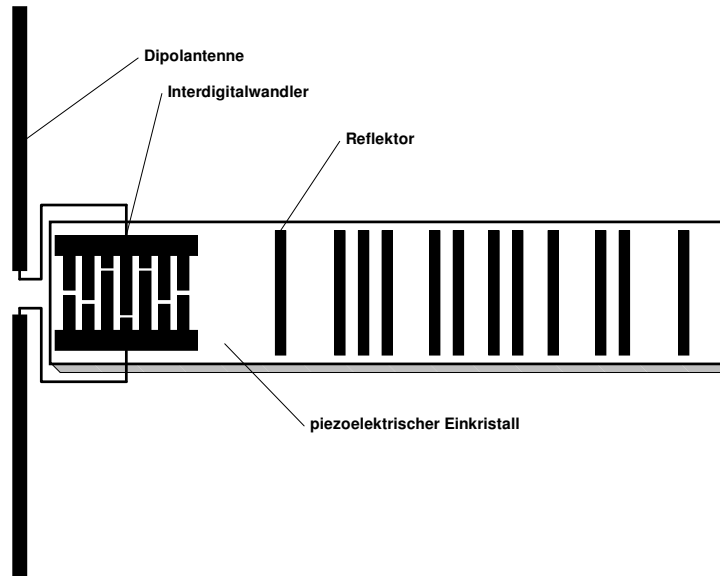


Abb. 3.30 Prinzipieller Aufbau eines OFW-Transponders. Auf den piezoelektrischen Kristall werden der Interdigitalwandler sowie Reflektoren aufgebracht.

Die reflektierten Wellenanteile laufen zurück zum Interdigitalwandler, wo sie in eine hochfrequente Pulsfolge umgewandelt und von der Dipolantenne abgestrahlt werden. Diese Pulsfolge kann durch das Lesegerät empfangen werden. Die Anzahl der empfangenen Pulse entspricht der Anzahl der Reflektorstreifen auf dem Substrat. Ebenso ist der zeitliche Abstand zwischen den einzelnen Impulsen proportional dem räumlichen Abstand der Reflektorstreifen auf dem Substrat, sodass durch die räumliche Anordnung der Reflektorstreifen eine binäre Ziffernfolge dargestellt werden kann.

Aufgrund der langsamen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwelle auf dem Substrat trifft der erste Antwortpuls erst nach einer Totzeit von etwa 1,5 ms nach Aussendung des Abtastpulses beim Lesegerät ein. Daraus ergeben sich entscheidende Vorteile für den Empfang der Pulse:

<sup>5</sup> Die Frequenz der Oberflächenwelle entspricht der Trägerfrequenz des Abtastimpulses (z. B. 2,45 GHz)! Die Trägerfrequenz der reflektierten und zurückgesendeten Pulsfolge entspricht demzufolge der Sendefrequenz des Abtastpulses.



Reflexionen des Abtastpulses an Metalloberflächen der Umgebung laufen mit Lichtgeschwindigkeit zur Antenne des Lesegerätes zurück. Eine Reflexion in 100 m Entfernung zum Lesegerät träge somit 0,6 ms nach Aussendung an der Antenne des Lesegerätes ein (Laufzeit hin & rück, dabei wird das Signal um > 160 dB gedämpft). Bis zum Eintreffen des Transpondersignals nach 1,5 ms sind deshalb alle Reflexionen aus der Umgebung des Lesegerätes lange abgeklungen, sodass es hierdurch nicht zu Verfälschungen der Pulsfolge kommen kann [dziggel].

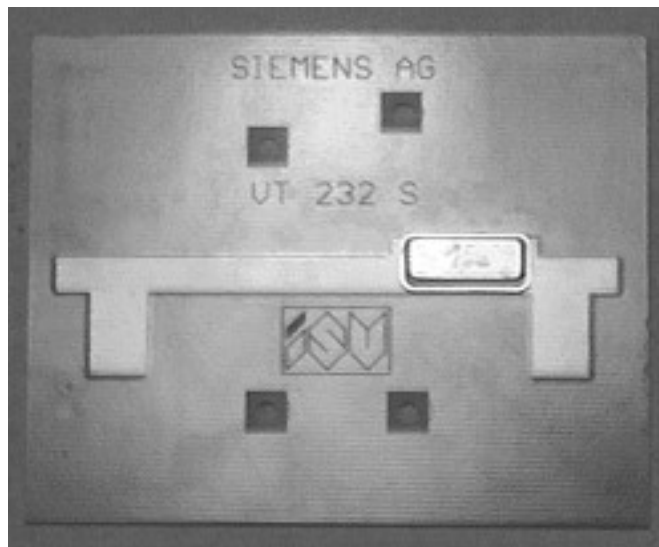


Abb. 3.31 Oberflächenwellen-Transponder für den Frequenzbereich 2,45 GHz mit Mikrostripleitung als Antenne. Der Piezokristall selbst ist in einem zusätzlichen Metallgehäuse, vor Umgebungseinflüssen geschützt, untergebracht. (Bild: Siemens AG, ZT KM, München)

Speicherbare Datenmenge und Datenübertragungsgeschwindigkeit von Oberflächenwellen-Transpondern hängen von der Größe des Substrates sowie von den realisierbaren Mindestabständen zwischen den Reflektorstreifen auf dem Substrat ab. In der Praxis werden etwa 16 ... 32 bit mit einer Datenrate von 500 kbit/s übertragen [sofis].

Die Reichweite von Oberflächenwellen-Systemen hängt im Wesentlichen von der Sendeleistung des Abtastpulses ab und kann nach der Radargleichung (siehe Kap. 4.3.3 „Funktionsschema von OFW-Transpondern“, S. 156) abgeschätzt werden. Bei der zugelassenen Sendeleistung im 2,45 GHz ISM-Frequenzbereich ist mit einer Reichweite von 1 ... 2 m zu rechnen.