

2 Grundlagen der drahtlosen Signal- und Energieübertragung

Transpondersysteme sind sehr vielfältig einsetzbar. Doch nicht jedes System muß universell einsetzbar sein. Es gibt die unterschiedlichsten Anwendungsgebiete und somit werden auch völlig unterschiedliche Systeme benötigt. Doch um ein Transpondersystem für die benötigten Anforderungen aufbauen zu können, gilt es die entsprechenden Unterscheidungsmerkmale zu kennen und zu nutzen. Ein Transpondersystem besteht immer aus einem Datenträger, der in dieser Arbeit immer als Transceiver bezeichnet wird, weil er senden und empfangen kann, und einer Schreib/Leseinheit. In der Literatur wird oft nur von einer Leseinheit gesprochen, jedoch wird damit immer auch die Schreibeinheit gemeint und um Mißverständnissen vorzubeugen, wird im folgenden von einer Basiseinheit gesprochen. Das Wort Transponder paßt nicht immer zu den modernen RFID-Systemen und wird deshalb im folgenden vermieden.

Die Kommunikation zwischen Transceiver und Basiseinheit erfolgt kontaktlos über ein Hochfrequenzfeld und deshalb wird auch fortan von einem Radio Frequency IDentifikation System (RFID-System) gesprochen. In diesem Kapitel sollen die allgemeinen Grundlagen der RFID-Systemtechnik zusammengefaßt und erläutert werden. Im letzten Abschnitt wird dann auf die Erweiterungsmöglichkeit von RFID-Systemen zu einem Identifikations-System mit Sensorik (RFIDS-System) eingegangen. Dabei werden einige Sensoren vorgestellt, die sich mit auf einem Mikrochip integrieren lassen.

Die prinzipielle Architektur eines RFID-Systems zeigt das **Bild 2.1**. Die Basiseinheit besteht aus einer Kontrolleinheit, die für die Abwicklung der Applikationssoftware zuständig ist und einem RF-Frontend, dessen Aufgaben sich in drei Blöcke gliedern läßt:

- Erzeugung einer hochfrequenten Sendeleistung zur Aktivierung und Bereitstellung der Energieversorgung eines Transceivers.
- Modulation des Sendersignals zur Übertragung von Daten an den Transceiver.
- Empfang und Demodulation der vom Transceiver ausgehenden RF-Signalen.

Auf die Beschaffenheit und Kopplung zwischen der Basiseinheit und dem Transceiver wird später noch genauer eingegangen. Der Transceiver besteht ebenfalls aus zwei Funktionsblöcken. Das RF-Frontend bildet die Schnittstelle zwischen dem analogen, hochfrequenten Übertragungskanal von der Basiseinheit zum Transceiver und den digitalen Schaltungselementen des Transceivers, im **Bild 2.1** mit Prozessorkern bezeichnet.

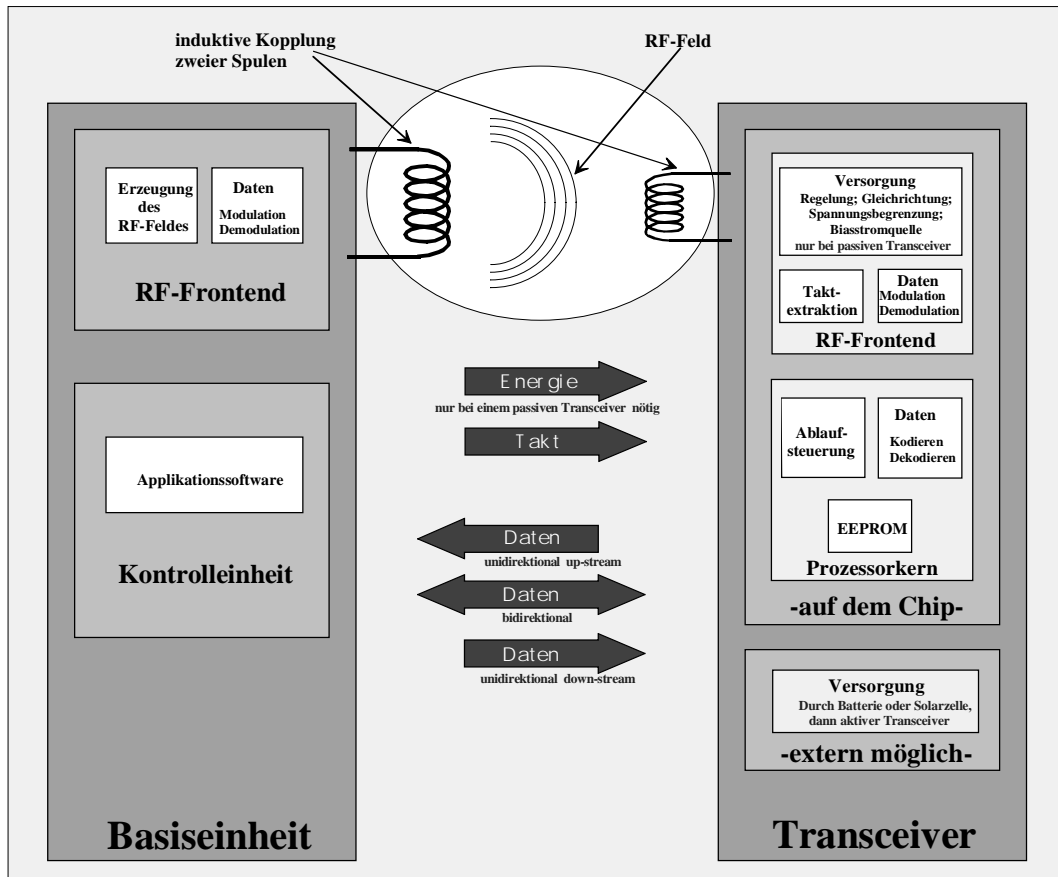


Bild 2.1: Prinzipielle Architektur eines RFID-Systems

Das RF-Frontend entspricht daher in seiner Aufgabe dem klassischen Modem (Modulator – Demodulator), wie es zur analogen Datenübertragung über Telefonleitungen eingesetzt wird. Neben der Demodulierung, bzw. Modulierung der Daten ist das RF-Frontend für die Generierung einer geregelten Versorgungsspannung, und die Taktextraktion für den Prozessorkern zuständig. Durch den Prozessorkern lassen sich komplexe interne Ablaufsteuerung bewältigen. Die Implementierung verschiedener Funktionen ermöglichen in der Entwicklungsphase eine schnelle und flexible Anpassung auf den vom Kunden gewünschten Anwendungsfall. Ein weiterer Schwerpunkt des Prozessorkerns ist die Dekodierung der empfangenen und demodulierten Daten sowie die Kodierung der aus dem EEPROM ausgelesenen Identifikationsdaten. Der passive Transceiver lässt sich durch eine zusätzliche externe Energiequelle (Akku, Solar-

zelle, Thermogenerator) ohne großen Zusatzaufwand zu einem aktiven Transceiver erweitern. Auf den genaueren Aufbau des Transceiver wird in einem späteren Kapitel noch auf Schaltungsebene eingegangen.

2.1 Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen

Es existieren mittlerweile unzählige Varianten von RFID-Systemen. Jeder Hersteller bringt sein eigenes System auf den Markt und da das Fachgebiet der RFID-Systemen noch sehr jung ist, gibt es noch keine oder nur sehr wenige einheitliche Normen. Um den Überblick über die RFID-Systeme zu behalten ist es von großer Bedeutung, Unterscheidungsmerkmale zu finden, die eine Differenzierung der verschiedenen RFID-Systeme voneinander erleichtert.

Da die Anforderungen an RFID-Systeme hinsichtlich der Übertragungsreichweite und Übertragungsgeschwindigkeit von der jeweiligen spezifischen Anwendung abhängig sind, haben sich drei wesentliche Unterscheidungsmerkmale herauskristallisiert. Zum einen der genutzte Frequenzbereich, der sich vom kHz-Bereich bis in den GHz-Bereich erstreckt, dann die Übertragungsdistanz - sie ist gekoppelt mit der Energieversorgung (d. h. ob eine Batterie benötigt wird oder nicht) - und schließlich die Datenübertragungsart. Das **Bild 2.2** gibt einen Überblick.

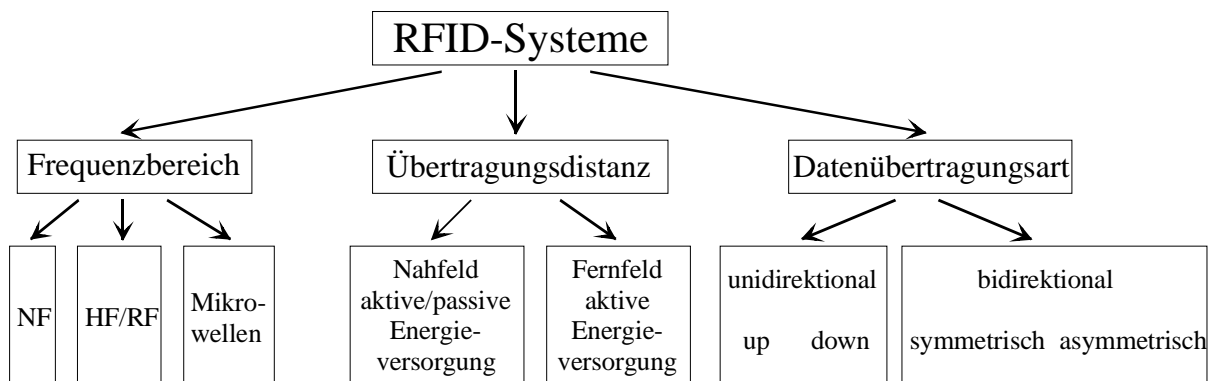


Bild 2.2: Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen

2.1.1 Frequenzbereiche und Wellenlängen

Eine der wichtigsten Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen ist die sogenannte Betriebsfrequenz, also die Frequenz, mit der die Basiseinheit sendet. Die Sendefrequenz des Transceivers spielt dabei keine Rolle. In den meisten Fällen entspricht sie der Sendefrequenz der Basiseinheit. Grundsätzlich lassen sich die verschiedenen Sendefrequenzen in drei Bereiche aufteilen. Es gibt zunächst den Frequenzbereich für niedrige Frequenzen (NF) oder auch unter

der Bezeichnung LF (low frequency) aus dem Englischen bekannt. Er erstreckt sich bis zu 300 kHz. Der zweite Bereich ist bis 100 MHz festgelegt und wird als Hochfrequenz- (HF), bzw. RF- (radio frequency) Bereich bezeichnet. Danach wird nur noch von Ultrahochfrequenz (UHF) oder VHF (very high frequency), bzw. von Mikrowellen gesprochen.

Da RFID-Systeme elektromagnetische Wellen erzeugen und abstrahlen, werden sie rechtlich als Funkanlagen betrachtet und dürfen andere Funkdienste auf keinen Fall in ihrer Funktion stören oder beeinträchtigen. Die geforderte Rücksichtnahme auf andere Funkdienste schränkt die Auswahl einer geeigneten Arbeitsfrequenz für ein RFID-System in erheblichem Maße ein. Es können deshalb im wesentlichen nur Frequenzbereiche benutzt werden, die speziell für industrielle, wissenschaftliche oder medizinische Anwendungen freigehalten wurden. Es handelt sich dabei um die weltweit verfügbaren ISM-Frequenzbereiche (Industrial-Scientific-Medical). In **Bild 2.3** ist eine Übersicht der ISM-Frequenzbereiche zu finden [88].

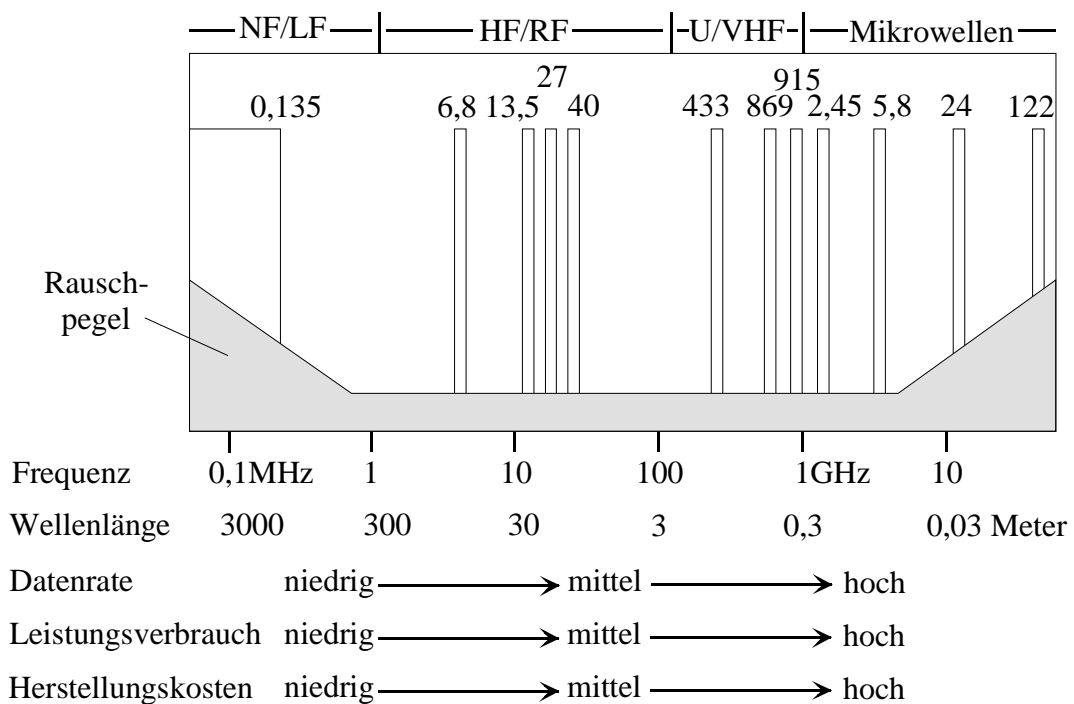


Bild 2.3: Übersicht der ISM-Frequenzbereiche

Neben den ISM-Frequenzen eignet sich auch der gesamte Frequenzbereich unter 135 kHz, da hier mit großen magnetischen Feldstärken gearbeitet werden kann, besonders für induktiv gekoppelte RFID-Systeme. Der große Vorteil dieser ISM-Frequenzbereiche ist, daß RFID-Systeme, die mit höchstens 10 mW Sendeleistung arbeiten, dort anmelde- und gebührenfrei betrieben werden können. Dies führte aber auch in der letzten Zeit zu einem enormen Anstieg an langfristig sendenden Diensten, so daß in den wenigen, begrenzten Frequenzbändern die

Wahrscheinlichkeit steigt, daß sich solche Systeme im Betrieb gegenseitig stören und eine sichere Datenübertragung deutlich erschwert oder gar unmöglich wird.

Insgesamt ergeben sich für die unterschiedlichen ISM-Frequenzbereiche folgende Präferenzen [26], [45]:

- **< 135 kHz:** Bevorzugt für große Reichweiten und „low-cost“ RFID-Systeme.
 - Hohe Leistung für das RFID-System verfügbar.
 - Niedrige Leistungsaufnahme der RFID-Systeme durch niedrige Taktfrequenz.
 - Miniaturisierte Bauformen möglich (Tier-ID) durch Anwendungen von Ferritspulen.
 - Niedrige Absorptionsrate, bzw. hohe Eindringtiefe in nichtmetallische Stoffe und Wasser.
- **6,78 MHz:** Kann für „low-cost“ und mittelschnelle RFID-Systeme verwendet werden.
 - Zulassung darf nicht weltweit genutzt werden.
 - Verfügbare Leistung etwas größer gegenüber 13,56 MHz.
 - Nur halbe Taktfrequenz gegenüber 13,56 MHz.
- **13,56 MHz:** Kann universell eingesetzt werden.
 - Weltweit als ISM-Frequenz verfügbar.
 - Schnelle Datenübertragung (typisch 106 kbit/s).
 - Hohe Taktfrequenz, damit Kryptofunktion oder Mikroprozessor realisierbar.
 - Parallelkondensatoren für Transceiverspule (Resonanzabgleich) „on-chip“ realisierbar.
- **27,125 MHz:** Nur für Sonderanwendungen oder Modellspielzeug.
 - Keine weltweite ISM-Frequenz.
 - Sehr große Bandbreite, damit sehr schnelle Datenübertragung (typisch 424 kbit/s) möglich.
 - Hohe Taktfrequenz, damit Kryptofunktion oder Mikroprozessor realisierbar.
 - Parallelkondensatoren für Transceiverspule (Resonanzabgleich) „on-chip“ realisierbar.
 - Verfügbare Leistung etwas kleiner gegenüber 13,56 MHz.
 - Ist nur für kleine Reichweiten geeignet.

- Sollte nicht in der Nähe von Hochfrequenzschweißgeräten eingesetzt werden.
- Hoher Störpegel durch CB-Funk und sogenannten Babyphones.
- **40,68 MHz:** Garagentoröffner.
 - Keine dauerhaften Störträger, lediglich in benachbarten Frequenzbereichen arbeiten Dienste mit hoher Sendeleistung.
 - Niedriger Stromverbrauch.
 - Mit 40 kHz eine sehr niedrige Bandbreite, d.h. nur relativ niedrige Datenraten und kein System mit mehreren Kanälen möglich.
 - Antennen nur schwer miniaturisierbar.
- **433,920 MHz:** Amateurfunkdienst.
 - Relativ breites Band mit guter Ausbreitung und einer Bandbreite von 1,74 MHz.
 - Noch moderate Herstellungskosten.
 - Band ist ortsabhängig stark belegt, da es weltweit dem Amateurfunkdienst zugewiesen ist.
 - Sehr viele Anbieter nutzen dieses Frequenzband.
- **869,0 MHz:** Erst vor kurzem freigegeben.
 - Relativ breites Band mit einer Bandbreite von 2 MHz.
 - Belegung ist sehr gering, da es erst vor kurzem freigegeben wurde.
 - Höhere Herstellungskosten, da mit zwei Zwischenfrequenzen gearbeitet werden muß.
 - Direkter Nachbar ist das GSM-Netz (der Uplink vom Handy zur Basiseinheit liegt zwischen 890 und 918 MHz), so daß es zu Problemen für den Betrieb kommen kann.
- **915,0 MHz:** In Europa nicht verfügbar.
 - Nur außerhalb von Europa verfügbar.
 - Benachbarte Frequenzbereiche werden vor allem für D-Netz-Telephone und schnurlose Telephone nach CT1+ und CT2 Standard belegt.
- **2,45 GHz:** Dient zur kabellosen Vernetzung von PCs.

- Sehr große Bandbreite mit 83 MHz, so daß Anwendungen mit hohen Datenraten, wie z. B. Video-Funküberwachung, realisierbar sind.
 - Zulassungsvorschriften erlauben Sendeleistungen bis 100 mW.
 - Problematische Ausbreitung (da quasi optisch), bedingt durch die hohe Absorption und Reflexionen an der Erdoberfläche.
 - Störungen durch Mikrowellenherde.
- **5,8 GHz; 24,25 GHz; 122,5 GHz:** Noch nicht erschlossen.
- Sehr große Bandbreiten mit über 150 MHz möglich.
 - Noch nicht kostengünstig erschlossen, da bisher nur stark spezialisierte Anwendungen auf dem Markt.
 - Mehrfache Frequenzumsetzung nötig.

2.1.2 Übertragungsdistanz und Energieversorgung

Eine weitere Einteilung der RFID-Systeme nach ihrer möglichen Übertragungsdistanz, bzw. Reichweite führt zu der Unterscheidung zwischen „close-coupling“ (0 bis 1 cm), „remote-coupling“ (1 cm bis 1 m) und „long-range“ Systemen (> 1 m). Hierbei ist die Energieversorgung sehr eng mit der Übertragungsdistanz gekoppelt. Passive RFID-Systeme beinhalten keine eigene Energieversorgung, die gesamte Energie zum Betrieb des passiven Systems muß dem (elektrischen / magnetischen) Feld der Basiseinheit entnommen werden und deshalb arbeiten passive Systeme auch immer im Nahfeld. Im Gegensatz dazu enthalten aktive RFID-Systeme eine eigene Energiequelle, welche die Energie zum Betrieb der Schaltungen ganz oder zumindest teilweise zur Verfügung stellt, so daß aktive Systeme ohne Probleme im Fernfeld arbeiten können.

RFID-Systeme mit sehr kleinen Reichweiten, im Bereich von 0 bis zu typischerweise 1 cm, werden als enggekoppelte Systeme („close-coupling“) bezeichnet. Der Transceiver muß entweder in eine Basiseinheit eingesteckt oder auf einer dafür vorgesehenen Oberfläche positioniert werden. Diese Systeme können bis 30 MHz auf beliebigen Frequenzen betrieben werden, da zum Betrieb keine elektromagnetischen Wellen abgestrahlt werden müssen. Durch die enge Kopplung zwischen Transceiver und Basiseinheit ist die Übertragung von größeren Energiemengen sehr leicht möglich, so daß selbst Schaltungen mit hoher Stromaufnahme, wie

Mikroprozessoren, ausreichend versorgt werden können. In diesen Systemen kommt deshalb in erster Linie nur passive Energieversorgung in Frage. „Close-coupling“-Systeme werden vor allem in Anwendungen eingesetzt, an die große Sicherheitsanforderungen gestellt werden. Als Beispiele seien hier die elektronischen Türschließenanlagen oder die kontaktlosen Chipkartensysteme mit Zahlungsfunktionen genannt.

Ferngekoppelte („remote-coupling“) RFID-Systeme haben Übertragungsdistanzen von bis zu 1 m und funktionieren durch das Prinzip der induktiven (d. h. magnetischen) Kopplung zwischen Basiseinheit und Transceiver. In einem späteren Abschnitt wird genauer auf diese Funktionsweise eingegangen. Etwa 90-95% aller verkauften RFID-Systeme gehören zu den induktiv gekoppelten Systemen [26]. Die durch die induktive Kopplung übertragbare Betriebsenergie ist je nach Entfernung des Transceivers zum Basisgerät sehr gering und deshalb ist besonders in diesem Bereich auf die Verwendung von Schaltungen mit sehr geringer Stromaufnahme zu achten. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf solchen Systemen. Oftmals wird die passive Energieversorgung durch eine Batterie teilweise unterstützt.

In den „long-range“-Systemen werden Reichweiten von 1 m bis typischerweise 10 m erreicht, jedoch existieren auch vereinzelte Systeme die deutlich größere Übertragungsdistanzen überbrücken können. In diesen RFID-Systemen wird ausschließlich mit elektromagnetischen Wellen im Mikrowellenbereich gearbeitet, so daß hier auch nur aktive Energieversorgung für die im Transceiver verwendeten Schaltungen in Frage kommt.

2.1.3 Datenübertragung

Ein sehr wichtiges Unterscheidungsmerkmal ist der Umfang der Datenübertragung, sowie die Übertragungsrichtung. Dabei gibt es Anwendungen, die nur eine unidirektionale Datenübertragung benötigen, und andere sind so aufgebaut, daß eine bidirektionale Kommunikation zwischen Basiseinheit und Transceiver möglich ist.

Die einfachste Anwendung für ein RFID-System ist ein reines Identifikationssystem, dazu müssen nur Daten, die für eine eindeutige Identifizierung nötig sind, ausgelesen werden. In diesem Fall wird von „Read-Only“-Systemen gesprochen oder einer „up-stream“ unidirektionaler Datenübertragung; d. h. wird ein „Read-Only“-Transceiver in das RF-Feld einer Basiseinheit gebracht, so beginnt der Transceiver damit, fortlaufend seine eigene Seriennummer, bzw. Identifikationsnummer, auszusenden. Ein Ansprechen des Transceivers durch die Basiseinheit ist nicht möglich. Im praktischen Betrieb muß außerdem darauf geachtet

werden, daß sich immer nur ein Transceiver im Ansprechbereich der Basiseinheit befindet, da es sonst durch zwei oder mehr gleichzeitig sendende Transceiver unweigerlich zu Datenkollisionen käme, so daß die Basiseinheit keine schlüssigen Daten mehr erkennen könnte. Aufgrund der einfachen Funktion eines Read-Only-Transceivers kann die Chipfläche sehr klein gehalten werden, was meistens zu einer geringen Leistungsaufnahme, aber auch zu niedrigen Herstellungspreisen führt. Solche Systeme werden dort eingesetzt, wo sie den Barcode in der Funktionalität ersetzen können, zum Beispiel in der Steuerung von Warenflüssen, bei der Identifikation von Paletten, Containern, Glasflaschen usw.

Die unidirektionale Datenübertragung mit „down-stream“ Richtung wird in erster Linie überall da verwendet, wo der Transceiver die Daten der Basisstation in eine elektrische Größe umwandeln soll, wie zum Beispiel in der Medizintechnik das Umwandeln von Daten in Stimulationsströme eine wichtige Rolle spielt. Die später vorgestellte Anwendung Retina Implantat System in dieser Arbeit beruht auf diesem Prinzip.

Die Anforderung für eine Erweiterung liegt in der Möglichkeit, Daten in einen Speicher zu schreiben, so daß der Transceiver zu einem drahtlosen, mobilen Datenspeicher wird. Hierfür kommt die EEPROM-Technologie als Speicher-Technologie am besten in Frage. Dadurch, daß der Speicher immer eine gewisse Menge an Energie benötigt, ist die Größe des Speichers auf wenige kByte beschränkt. Hierbei handelt es sich schon um eine bidirektionale Datenübertragung, wobei noch zwischen „Read-Write“-Transceivern (RW) und „Write-Once-Read-Many“-Transceivern (WORM) unterschieden wird. Die „Read-Write“-Systeme sind symmetrisch arbeitende Datenübertragungssysteme. Das wohl bekannteste System ist die elektronische Wegfahrsperre. Nach jedem Starten des Automotors wird die alte Identifikationsnummer des Autoschlüssels gelöscht, bzw. von einer neuen überschrieben, so daß ein einmaliges Auslesen des Autoschlüssels nicht ausreicht um in das Auto zu gelangen. Die „WORM“-Systeme sind eigentlich „Read-only“-Systeme, geben dem Benutzer nur die Möglichkeit seine eigenen Identifikationsnummern zu verwenden.

Die asymmetrische bidirektionale Datenübertragung spielt in erster Linie bei den RFID-Systemen, die einen größeren Funktionsumfang enthalten, eine wichtige Rolle. So zum Beispiel beim Einsatz von Sensoren in RFID-Systemen. Zunächst können einzelne Sensoren ausgewählt werden, die dann ihre Meßdaten übermitteln und anschließend bei erfolgreichem Empfang über eine Mitteilung zur Verstimmung des eigenen Resonanzkreises angeregt werden, um dann damit nicht mehr senden zu können und somit den anderen eine Sendemöglichkeit zu gewährleisten.

Durch den Einsatz von immer höheren Frequenzen wird die Taktfrequenz von RFID-Systemen, die aus der Sendefrequenz der Basiseinheit abgeleitet wird, immer höher, so daß auch Mikroprozessoren auf den Transceivern integriert werden können. Dies hat zur Folge, daß sich wesentlich komplexere Algorithmen zur Verschlüsselung und Authentifizierung der Datenübertragung verwirklichen lassen und diese dann auch mit einem vertretbaren Zeitaufwand auszuführen sind.

Nun noch einmal die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen zusammengefaßt:

- Der niedrige Frequenzbereich bis 134 kHz ist frei zugänglich, zeichnet sich aber durch geringe Übertragungsabstände und eine geringe Übertragungsrate aus. Durch den einfachen Aufbau der LF-Systeme sind diese Systeme jedoch meist preisgünstiger als RF- oder Mikrowellensysteme. Oftmals kann durch das Nahfeld auf eine zusätzliche Energieversorgung verzichtet werden, weshalb dann auch von passiven Transceivern gesprochen wird.
- RF-Systeme bis ca. 1 GHz benötigen zwar eine aufwendigere Technik, bieten aber auch eine höhere Flexibilität als die LF- und Mikrowellensysteme, denn es sind keine direkte Sichtverbindung sowie keine genaue Ausrichtung zueinander notwendig. In den meisten Fällen wird eine zusätzliche Batterie verwendet.
- Mikrowellensysteme haben eine deutlich höhere Übertragungsgeschwindigkeit und Reichweite. Außerdem sind sie unempfindlich gegenüber elektromagnetischen Störfeldern, dies wird zum Beispiel in der Automobilindustrie bei den Schweißrobotern ausgenutzt. Nachteilig sind die höheren Kosten und größeren Bauformen. Durch das Fernfeld kommen hier immer nur externe Energiequellen zum Einsatz, weshalb dann auch von aktiven Transceivern gesprochen wird.

2.2 Grundlegende Funktionsweise

In diesem Abschnitt wird die grundlegende Funktionsweise zwischen Transceiver und Basiseinheit eines RFID-Systems beschrieben. Die unterschiedlichen Funktionsweisen tragen mit zu den Unterscheidungsmerkmalen, die im letzten Abschnitt vorgestellt wurden, bei. Grundsätzlich wird zwischen zwei Systemen unterschieden, zum einen dem 1-Bit-Transponder (in diesem Fall handelt es wirklich nur um einen Antwortgeber) und zum anderen den Transceivern, die aus einem mikroelektronischen Chip aufgebaut sind. Die meisten 1-Bit-

Transponder benötigen zur Generation ihres Antwortsignals keine Energiequelle, da das Antwortsignal nur durch die Anwesenheit des Transponders im elektromagnetischen Feld generiert wird. Bei den Transceivern wird zwischen aktiven und passiven Systemen unterschieden. In **Bild 2.4** sind die in dieser Arbeit behandelten grundlegenden Funktionsweisen aufgelistet [26].

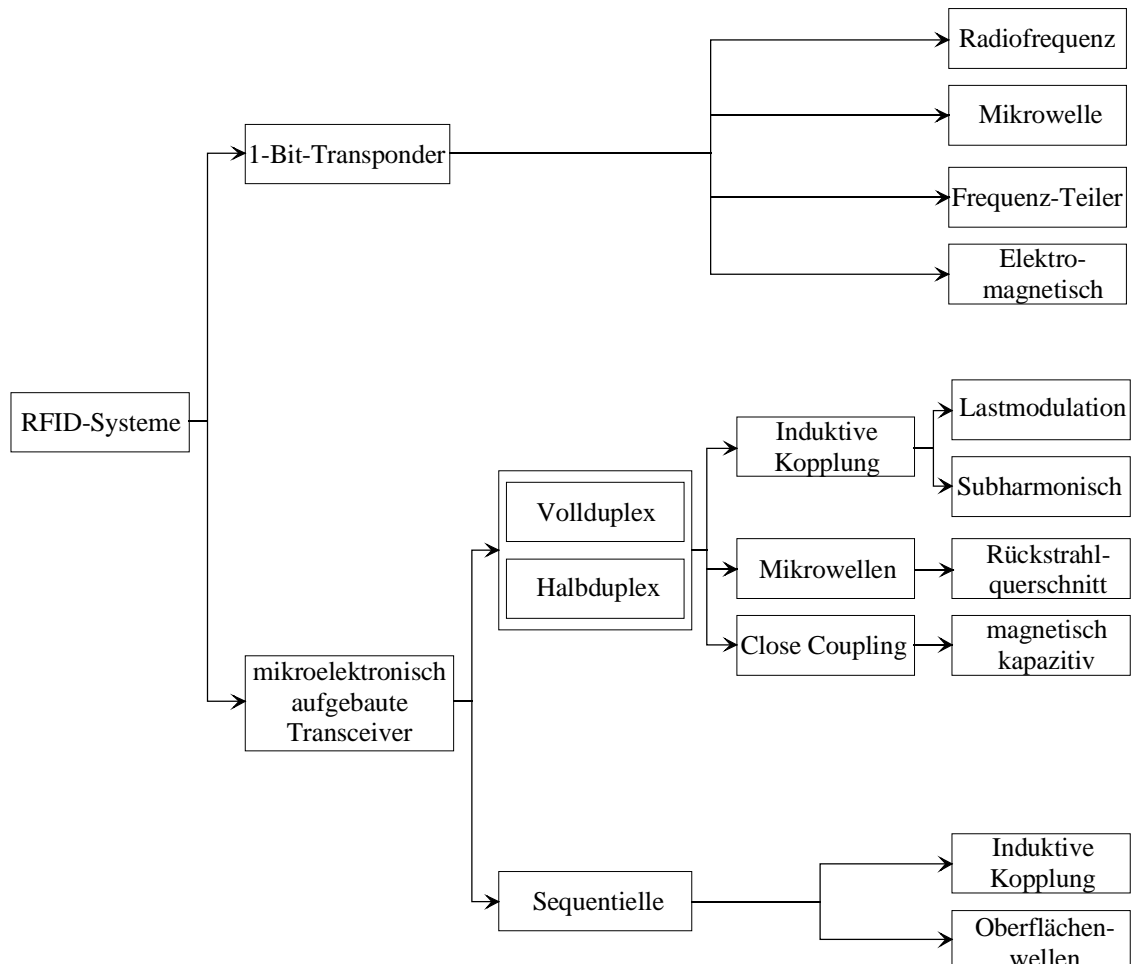


Bild 2.4: Grundlegende Funktionsweisen von RFID-Systemen

2.2.1 1-Bit-Transponder

Ein Bit ist die kleinste darstellbare Informationseinheit und läßt sich mit nur zwei Zuständen „0“ und „1“ beschreiben. Für Systeme mit 1-Bit-Transponder bedeutet dies, daß nur zwei Systemzustände darstellbar sind: „Transponder im Ansprechbereich“ oder „kein Transponder im Ansprechbereich“. Trotz oder gerade wegen ihrer einfachen Struktur sind sie als elektronische Diebstahlsicherung im Warenhaus (EAS – electronic article surveillance; elektronische Artikelsicherung) sehr weit verbreitet. So eine elektronische Artikelsicherung

besteht aus folgenden Komponenten: Den Antennen der Basiseinheit oder eines Detektors, dem Sicherungsmittel oder Etikett sowie optional dem Deaktivator zur Entschärfung nach dem Bezahlen. Bei modernen Systemen erfolgt die Entwertung gleichzeitig mit der Registrierung des Preiscode an der Kasse. Wiederverwendbare Systeme verfügen noch über einen Aktivator, mit dem ein Sicherungsmittel nach der Entschärfung wieder reaktiviert werden kann [33]. Wesentliches Leistungsmerkmal aller Systeme ist die Erkennungs- oder Detektionsrate in Abhängigkeit der Durchgangsbreite (maximaler Abstand zwischen Transponder und Detektorantenne).

Die Funktionsweise solcher 1-Bit-Transponder läßt sich in vier Verfahrensweisen aufteilen, wie es schon in **Bild 2.4** zu erkennen ist:

1. **Radiofrequenz:** Dieses Verfahren arbeitet mit LC-Schwingkreisen, welche auf eine definierte Resonanzfrequenz abgeglichen sind. Nähert sich ein Schwingkreis einem magnetischem Wechselfeld, so kann über die Spule des Schwingkreises Energie aus dem Wechselfeld in den Schwingkreis eingekoppelt werden (Induktionsgesetz). Wenn jetzt die Frequenz des Wechselfeldes mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt, wird der Schwingkreis zu einer Resonanzschwingung angeregt. Dieses Anschwingen kann an der Spule des Wechselfeldes meßtechnisch als kurze Spannungs- oder Stromänderung erfaßt werden. Diese Änderung ist abhängig vom Abstand der beiden Spulen zueinander, der Güte des angeregten Schwingkreises im Transponder sowie vor allem von der Geschwindigkeit, mit welcher der Schwingkreis dem in der Entfernung schwächer werdenden Magnetfeld des Wechselfeldes genähert wird. Ein sich mit unendlich geringer Geschwindigkeit nähernder Schwingkreis würde auch nur eine unendlich kleine Änderung erzeugen. Um die 1-Bit-Transponder trotzdem sicher erkennen zu können, wird die Frequenz des erzeugten Magnetfeldes nicht konstant gehalten, sondern „gewobbelt“. Dies bedeutet, daß die Frequenz fortlaufend zwischen zwei Eckfrequenzen durchgefahen wird. Immer dann, wenn die gewobbelte Frequenz genau die Resonanzfrequenz des Schwingkreises des Transponders trifft, beginnt dieser einzuschwingen und erzeugt dadurch eine ausgeprägte Stromänderung in der Spule des gesendeten Wechselfeldes. Systeme, die mit einer gewobbelten Frequenz arbeiten, sind nicht mehr von der Bewegungsgeschwindigkeit des Transponders abhängig, sondern nur noch von der Geschwindigkeit der Frequenzänderung und die kann auf eine optimale Erkennungsrate eingestellt werden.
2. **Mikrowelle:** 1-Bit-Transponder, die mit Mikrowellen arbeiten, nutzen die Entstehung von Harmonischen an Bauteilen mit nichtlinearer Kennlinie (z.B. Dioden). Unter der

Harmonischen einer sinusförmigen Spannung U_{Asin} mit einer definierten Frequenz f_A wird eine sinusförmige Spannung U_{Bsin} verstanden, deren Frequenz f_B ein ganzzahliges Vielfaches der Frequenz f_A ist. Im Prinzip erzeugt jeder Zweipol mit nichtlinearer Kennlinie Harmonische zur Grundschwingung. Jedoch haben nichtlineare Widerstände das Problem, daß sie Energie verbrauchen und somit nur ein geringer Teil der Grundwellenleistung in die Oberschwingung umgesetzt werden kann. Hingegen werden in nichtlineareren Energiespeichern bei der Vervielfachung im Idealfall keine Verluste gemacht [28]. Deshalb eignen sich Kapazitätsdioden als nichtlineare Energiespeicher am besten. Die Anzahl und Stärke der entstehenden Harmonischen wird durch das Dotierungsprofil, bzw. die Steilheit der Kennlinie der Kapazitätsdiode bestimmt. Der Aufbau eines 1-Bit-Transponders zur Erzeugung von Harmonischen besteht aus einem auf die Grundwelle abgeglichenen Dipol, an dessen Fußpunkt eine Kapazitätsdiode geschaltet wird. Befindet sich nun ein Transponder im Bereich einer Basiseinheit, so werden durch den Stromfluß in der Diode Harmonische der Grundwelle erzeugt und wieder abgestrahlt. Die wiederum können von einem Empfänger aufgenommen werden und zum Beispiel zum Auslösen einer Alarmanlage benutzt werden. Wird noch die Grundwelle in ihrer Amplitude oder Frequenz moduliert, so ist dieselbe Modulation auch in allen Harmonischen enthalten und kann zur Unterscheidung von Stör- und Nutzsignalen eingesetzt werden, womit sich Fehlalarme durch Fremdsignale weitestgehend ausschließen lassen.

3. **Frequenzteiler:** Bei diesem Verfahren besitzt der Transponder außer einer Schwingkreisspule mit Resonanzkondensator (Frequenzbereich 100 bis 135,5 KHz) noch zusätzlich einen Mikrochip und ist deshalb in der Herstellung teurer als bei den beiden vorherigen vorgestellten Systemen. Jedoch kann er nach dem Kauf der Ware wieder entfernt und erneut eingesetzt werden; das läßt die Kosten wieder sinken. Der Mikrochip des Transponders wird durch die aus dem magnetischen Feld der Basiseinheit ausgekoppelte Energie mit Betriebsspannung versorgt, so daß hier von einem passiven Transponder gesprochen wird. Die an der Schwingkreisspule anliegende Frequenz wird vom Mikrochip halbiert und zur Basiseinheit zurückgesendet. Die Einspeisung des frequenzhalbierten Signals erfolgt an einer Anzapfung der Schwingkreisspule. Auch hier läßt sich zur besseren Unterscheidung zwischen Stör- und Nutzsignal das Magnetfeld der Basiseinheit modulieren, wobei die Modulation auch von dem frequenzhalbierten Signal übernommen wird und sich deshalb Fehlalarme so vermeiden lassen.

4. **Elektromagnetisch:** Hierbei wird mit starken magnetischen Feldern im NF-Bereich von 10 Hz bis etwa 20 kHz gearbeitet. In dem 1-Bit-Transponder befindet sich ein weichmagnetischer Permalloy-Streifen mit einer steilflankigen Hysteresekurve. In einem starken magnetischen Wechselfeld wird dieser Streifen periodisch ummagnetisiert. Der sprunghafte Wechsel der Flußdichte B im Streifen, nahe dem Nulldurchgang der angelegten Feldstärke H , erzeugt ähnlich wie bei den Mikrowellensystemen Harmonische der Grundfrequenz der Basiseinheit, die von dieser empfangen und ausgewertet werden können. Aufgrund der extrem niedrigen Arbeitsfrequenz eignen sich elektromagnetische Systeme als einzige für metallhaltige Waren. Ein großer Nachteil ist jedoch, daß für eine sichere Detektion die magnetischen Feldlinien der Basiseinheit senkrecht durch den Transponder laufen müssen. Zur Deaktivierung sind die Transponder mit einer leicht magnetisierbaren Metallschicht umgeben, die an der Kasse durch einen starken Permanentmagneten magnetisiert wird. Durch diese permanente Vormagnetisierung kann der Transponder durch das schwächere Wechselfeld der Basiseinheit nicht mehr ummagnetisiert werden und ist damit nicht mehr detektierbar. Durch Entmagnetisierung können sie jederzeit wieder reaktiviert werden. Der Prozeß der De- und Reaktivierung ist beliebig oft durchführbar. Das häufigste Einsatzgebiet waren aus diesem Grunde zunächst auch die Leihbibliotheken, jedoch werden solche Transponder durch die immer preiswerter werdende Systeme zunehmend auch im Lebensmitteleinzelhandel eingesetzt.

2.2.2 Mikroelektronisch aufgebaute Transceiver

Im Gegensatz zu den 1-Bit-Transpondern, welche meist durch die Anwendung einfacher physikalischer Effekte, wie Anschwingvorgänge, Anregung von Harmonischen durch Dioden oder an der nichtlinearen Hysteresekurve von Metallen realisiert werden, verwenden die nun beschriebenen RFID-Systeme einen elektronischen Mikrochip als Datenträger. Auf diesem Datenträger können Datenmengen bis zu einigen kByte gespeichert werden. Um die Datenträger auszulesen oder zu beschreiben, müssen Daten zwischen dem Transceiver und der Basiseinheit übertragen werden können. Hierbei kommen zwei grundsätzlich unterschiedliche Verfahren zum Einsatz: Dabei handelt es sich, wie schon in **Bild 2.4** dargestellt, einmal um das Voll- und Halbduplexverfahren und zum anderen um die sequentiellen Systeme.

Findet die Datenübertragung vom Transceiver in Richtung Basiseinheit zeitversetzt mit der Datenübertragung von der Basiseinheit zum Transceiver statt, so wird dies als Halbduplex-

verfahren (HDX) bezeichnet. Beim Einsatz im Frequenzbereich bis 30 MHz wird am häufigsten das Verfahren der Lastmodulation mit und ohne Hilfsträger eingesetzt, welches auch schaltungstechnisch sehr einfach zu realisieren ist. Hingegen kommt bei Frequenzen über 100 MHz das aus der Radartechnik bekannte Verfahren des modulierten Rückstrahlquerschnittes zum Einsatz. Lastmodulation und modulierter Rückstrahlquerschnitt beeinflussen unmittelbar das durch die Basiseinheit erzeugte magnetische oder elektromagnetische Feld und werden deshalb als harmonische Verfahren bezeichnet.

Findet die Datenübertragung vom Transceiver in Richtung Basiseinheit zeitgleich mit der Datenübertragung von der Basiseinheit zum Transceiver statt, so wird dies als Vollduplexverfahren (FDX) bezeichnet. Dabei kommen Verfahren zum Einsatz, bei denen die Daten des Transceivers auf Teilfrequenzen der Basiseinheit, also einer subharmonischen, oder auf einer davon völlig unabhängigen, also unharmonischen Frequenz zur Basiseinheit übertragen werden.

Beiden Verfahren gemeinsam ist jedoch, daß die Energieübertragung von der Basiseinheit zum Transceiver kontinuierlich, also unabhängig von der Datenübertragungsrichtung, stattfindet. Im Gegensatz dazu findet bei den sequentiellen Systemen (SEQ) die Energieübertragung zum Transceiver immer nur für eine begrenzte Zeitspanne statt. Deshalb wird hier auch von Pulsbetrieb oder gepulsten Systemen gesprochen. Die Datenübertragung vom Transceiver wird in den Pausen zwischen der Energieversorgung durchgeführt. Reicht die Energieversorgung aus der hochfrequenten Trägerschwingung für die mikroelektronischen Schaltungen aus, so werden passive Systeme verwendet. Sind die zu überbrückenden Distanzen zu groß, so werden zusätzliche Energiequellen im Transceiver verwendet und es wird von aktiver Energieversorgung gesprochen. In **Bild 2.5** sind die zeitlichen Abläufe bei Voll-, Halbduplex- und sequentiellen Systemen noch einmal zur Verdeutlichung aufgeführt [26].

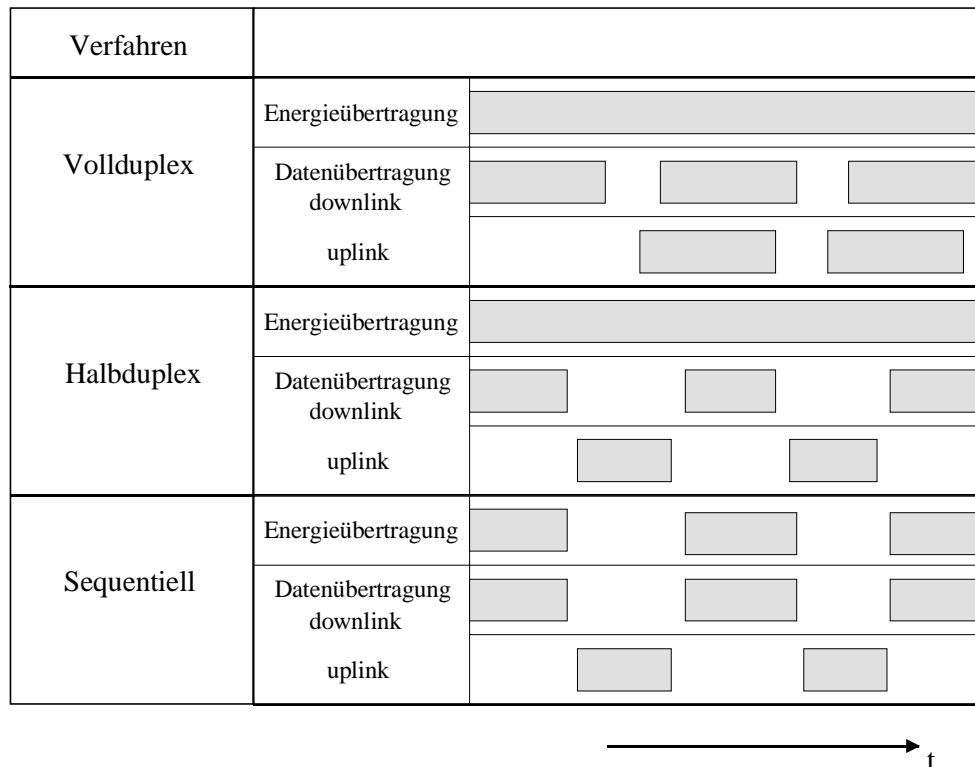


Bild 2.5: Darstellung der zeitlichen Abläufe bei Voll-, Halbduplex- und sequentiellen Systemen

Diese Systeme lassen sich noch einmal in unterschiedliche Funktionsweisen aufteilen. Wie schon in **Bild 2.4** gezeigt wurde, gibt es bei den Voll- und Halbduplexverfahren Unterteilungen in induktive Kopplung (hier sind Systeme im niedrigen Frequenzbereich und im RF-Bereich zusammengefaßt), Mikrowellen und Close-Coupling; hingegen bei den sequentiellen Verfahren nur in induktive Kopplung und Oberflächenwellen.

1. **Induktive Kopplung:** Ein induktiv gekoppeltes System besteht aus einer Basiseinheit und einem Transceiver, der meistens aus einem Mikrochip und einer großflächigen Spule, die als Antenne dient, aufgebaut wird. Der Transceiver wird bei induktiver Kopplung ausschließlich mit passiver Energieversorgung betrieben, so daß die gesamte, zum Betrieb des Mikrochips notwendige Energie, durch die Basiseinheit zur Verfügung gestellt werden muß. Von der Antennenspule der Basiseinheit 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 kHz: 2400 m; 13,56 MHz: 22,1 m) um ein Vielfaches größer ist als die Entfernung zwischen Basiseinheit und Transceiver, darf das elektromagnetische Feld zwischen Transceiver und Basiseinheit mathematisch noch als einfaches, magnetisches Wechselfeld behandelt werden. Ein geringer Teil des ausgesendeten Feldes durchdringt die Antennenspule des Trans-

ceivers, welcher sich in einiger Entfernung zur Spule der Basiseinheit befindet. Durch die Induktion wird an der Antennenspule des Transceivers eine Spannung U_i erzeugt, gleichgerichtet und dient dann zur Energieversorgung des Mikrochips. Mit Hilfe eines Kondensators, der parallel zur Antennenspule der Basiseinheit geschaltet wird, kann ein Parallelschwingkreis aufgebaut werden, dessen Resonanzfrequenz der Sendefrequenz der Basiseinheit entspricht. Durch Resonanzüberhöhung im Parallelschwingkreis werden in der Antennenspule der Basiseinheit sehr hohe Ströme erreicht, womit die notwendigen Feldstärken auch zum Betrieb entfernter Transceiver erzeugt werden können. Auf der Seite des Transceivers bildet die Antennenspule ebenfalls mit einem Kondensator einen Schwingkreis, der auf die Sendefrequenz der Basiseinheit abgestimmt wird. Durch die Resonanzüberhöhung im Parallelschwingkreis der Basiseinheit erreicht die Spannung an der Transceiverspule ein Maximum. Die Anordnung der beiden Spulen wird auch als Transformator interpretiert, wobei zwischen den beiden Spulen jedoch nur eine sehr schwache Kopplung besteht. Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung zwischen der Antennenspule der Basiseinheit und dem Transceiver ist proportional der Arbeitsfrequenz f , der Windungszahl n der Transceiverspule, der umschlossenen Fläche der Transceiverspule, dem Winkel der beiden Spulen zueinander sowie der Entfernung zwischen den beiden Spulen. Auf die physikalischen Grundlagen solcher Systeme wird später noch eingegangen.

Bei der Datenübertragung vom Transceiver zur Basiseinheit kann zwischen der Lastmodulation und dem subharmonischen Verfahren unterschieden werden.

Durch das Ansteuern eines Lastwiderstandes mit den zu übertragenden Daten wird eine Spannungsänderung an der Antenne der Basiseinheit erreicht, die dann auf der Seite der Basiseinheit zurückgewonnen werden kann. Dies entspricht einer Amplitudenmodulation der Antennenspannung. Durch das An- und Ausschalten des Lastwiderstandes wird diese Art der Datenübertragung auch als Lastmodulation bezeichnet. Doch auf Grund der geringen Kopplung zwischen den Antennen sind die das Nutzschrift darstellenden Spannungsschwankungen an der Antenne der Basiseinheit um Größenordnungen kleiner als die Ausgangsspannung der Basiseinheit. Ein Beispiel: Bei einem 13,56 MHz-System kann in der Praxis bei einer Antennenspannung von ca. 100 V (Spannungsüberhöhung durch Resonanz) mit einem Nutzschrift von etwa 10 mV gerechnet werden. Da diese geringen Spannungsänderungen nur mit einem sehr großen schaltungstechnischen Aufwand zu detektieren sind, kann mit Hilfe der durch die Amplitudenmodulation der Antennenspannung entstehenden Modulationsseitenbänder ein einfacherer Weg benutzt werden. Wird

nämlich der Lastwiderstand im Transceiver mit einer anderen Taktfrequenz f_H als der Sendefrequenz f_s ein- und ausgeschaltet, so entstehen zwei Spektrallinien im Abstand $\pm f_H$ um die Sendefrequenz der Basiseinheit, wobei jedoch $f_H < f_s$ gelten muß. Die zusätzlich eingeführte Taktfrequenz wird auch als Hilfsträger bezeichnet und deshalb wird bei dieser Datenübertragung auch von Lastmodulation mit Hilfsträger gesprochen. Diese beiden Modulationsseitenbänder können durch eine Bandpaßfilterung auf einer der beiden Frequenzen $f_s \pm f_H$ vom wesentlich stärkeren Signal der Basiseinheit getrennt werden. Nach anschließender Verstärkung ist das Hilfsträgersignal dann sehr einfach zu demodulieren. Aufgrund der größeren benötigten Bandbreite kann die Lastmodulation mit Hilfsträger nur bei Frequenzen ab mehreren MHz eingesetzt werden.

Bei den subharmonischen Übertragungsverfahren wird aus der im Transceiver abgegriffenen Sendefrequenz durch digitale Teilung eine zweite, meist um den Faktor zwei niedrigere Frequenz gewonnen. Das Ausgangssignal des Teilers kann nun mit dem Datenstrom des Transceivers moduliert werden, und über einen Ausgangstreiber wird das modulierte Signal dann wieder in die Antenne des Transceivers eingespeist. Eine häufig verwendete Arbeitsfrequenz für subharmonische Systeme ist 128 kHz, wodurch sich dann eine Transceiver-Antwortfrequenz von 64 kHz ergibt. Die Antenne des Transceivers besteht aus einer Spule mit Mittenanzapfung, wobei an einem Ende die Spannungsversorgung abgegriffen wird und am zweiten Anschluß der Spule das Rücksignal des Transceivers eingespeist wird. Jedoch sind solche Spulen schwieriger und damit kostspieliger aufzubauen und werden deshalb in der Praxis kaum verwendet.

2. **Mikrowellen:** Die kurzen Wellenlängen in diesen Frequenzbereichen ermöglichen die Konstruktion von Antennen mit weitaus kleineren Abmessungen und besserem Wirkungsgrad, als dies auf den niedrigeren Frequenzbereichen möglich wäre. Eine Abschätzung des Wirkungsgrades der Leistungsübertragung von der Basiseinheit zum Transceiver kann über die Berechnung der Fernfelddämpfung vorgenommen werden. Dabei ist sehr schnell festzustellen, daß bald die zulässige maximale Sendeleistung überschritten wird und bei den oftmals geforderten Reichweiten auf keinen Fall ein Transceiver ausreichend mit Energie versorgt werden kann. Mikrowellen-Systeme enthalten deshalb eine zusätzliche Batterie zur Energieversorgung des Mikrochips und werden deshalb auch als aktiv arbeitende Systeme bezeichnet. Um jedoch die Batterien nicht unnötig zu belasten, verfügen die Mikrochips in der Regel über einen stromsparenden „power-down“- bzw. „stand-by“-Modus. Die Stromaufnahme eines Mikrochips im „power-down“-Modus beträgt einige wenige μA . Verläßt

der Transceiver das Feld einer Basiseinheit, so schaltet der Mikrochip automatisch in den stromsparenden „power-down“-Mode. Erst durch ein ausreichend starkes Signal der Basiseinheit wird der Mikrochip erneut aktiv und nimmt den normalen Betrieb wieder auf.

Bei der Datenübertragung zwischen Transceiver und Basiseinheit wird in Mikrowellen-Systemen der modulierte Rückstrahlquerschnitt verwendet. 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. Ein Teil der ankommenden Leistung wird von der Antenne reflektiert und wieder zurückgesendet. Die Reflexionseigenschaften (entspricht dem Rückstrahlquerschnitt) der Antenne können durch Ändern der an die Antenne angeschlossenen Last beeinflußt werden. Um Daten vom Transceiver zur Basiseinheit zu übertragen, wird ein der Antenne parallelgeschalteter zusätzlicher Lastwiderstand im Takt des zu übertragenden Datenstromes ein- und ausgeschaltet. Die vom Transceiver reflektierte Leistung kann so in ihrer Amplitude moduliert werden. Das reflektierte Signal läuft daher in der Antennenleitung der Basiseinheit in „Rückwärtsrichtung“ und kann unter Verwendung eines Richtkopplers ausgekoppelt und auf den Empfängereingang der Basiseinheit geführt werden. Das um Zehnerpotenzen stärkere „vorwärtslaufende“ Signal des Senders wird durch den Richtkoppler dabei weitestgehend unterdrückt.

3. **Close Coupling:** Diese Systeme sind für Reichweiten von 0 cm bis maximal 1 cm konzipiert und werden deshalb zum Betrieb in eine Basiseinheit eingesteckt oder auf eine markierte Oberfläche gebracht („touch & go“). Das Einstecken oder Auflegen des Transceivers in/auf die Basiseinheit ermöglicht die gezielte Platzierung der Transceiverspule im Luftspalt eines Ringkerns oder U-Kerns. Dabei entspricht die funktionelle Anordnung der Spulen der eines Transformators. Die Spule der Basiseinheit entspricht dabei der Primärwicklung und die Transceiverspule der Sekundärwicklung. Durch einen hochfrequenten Wechselstrom in der Primärwicklung wird ein hochfrequentes magnetisches Feld in Kern und Luftspalt der Anordnung erzeugt, das auch die Transceiverspule durchströmt. Dadurch wird eine Wechselspannung gleicher Frequenz in der Transceiverspule induziert und kann durch Gleichrichtung dieser Spannung in eine Versorgungsspannung für den Mikrochip umgewandelt werden, so daß von passiv versorgten Systeme gesprochen wird.

Da die in der Transceiverspule induzierte Spannung proportional zur Frequenz des Erregerstromes ist, wird zur Energieübertragung eine möglichst hohe Frequenz gewählt. Dabei werden in der Praxis Frequenzen im Bereich von 1 bis 10 MHz eingesetzt. Um die Verluste im Kern des Transformators gering zu halten, muß bei diesen Frequenzen geeignetes Ferritmaterial als Kernmaterial verwendet werden. Aufgrund des im Gegensatz zu induktiv gekoppelten oder Mikrowellen-Systemen sehr guten Wirkungsgrades der Leistungsübertragung von der Basiseinheit zum Transceiver eignen sich Close-Coupling-Systeme außerordentlich gut für den Betrieb von Mikrochips mit hohem Energiebedarf. Dies sind zum Beispiel Mikroprozessoren, welche immerhin einige 10 mW Leistung zum Betrieb benötigen [98].

Bei der Datenübertragung zwischen Transceiver und Basiseinheit gibt es zwei Verfahren: Einmal die magnetische Kopplung, wobei hier auch die Lastmodulation mit Hilfsträger verwendet wird, und zum anderen die kapazitive Kopplung. Dabei werden Plattenkondensatoren aus zueinander isolierten Koppelflächen gebildet, die im Transceiver und in der Basiseinheit so angeordnet werden, daß sie bei einem eingesteckten Transceiver genau parallel zueinander plaziert sind.

Bei den Systemen, die nach dem sequentiellen Verfahren arbeiten, gibt es zwei Funktionsweisen (siehe **Bild 2.4**):

1. **Induktive Kopplung:** Auf die passive Energieübertragung wird hier nicht mehr näher eingegangen; sie entspricht der, wie sie bei den Voll- und Halbduplexsystemen schon beschrieben wurde. Jedoch wird im Gegensatz zu den Voll- und Halbduplexverfahren bei den sequentiellen Systemen die Basiseinheit nicht dauernd betrieben. Die während des Sendebetriebs zum Transceiver übertragene Energie dient dazu, einen Ladekondensator als Energiespeicher aufzuladen. Der Mikrochip des Transceivers 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 die Basiseinheit wieder abgeschaltet. Die im Transceiver gespeicherte Energie wird dazu verwendet, eine Antwort an die Basiseinheit zu generieren. Aus der hierzu nötigen Betriebsspannung und Stromaufnahme des Mikrochips kann die Mindestkapazität des erforderlichen Ladekondensators berechnet werden:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{I \cdot t}{(U_{\max} - U_{\min})}, \quad (2.1)$$

wobei U_{\max} und U_{\min} die Grenzwerte der Betriebsspannung sind, die nicht überschritten bzw. unterschritten werden dürfen, I die Stromaufnahme des Mikrochips während des Betriebes und t die benötigte Zeit zur Übertragung der Daten vom Transceiver zur Basiseinheit ist.

Ein vollständiger Lesezyklus besteht bei sequentiellen Systemen aus zwei Phasen, der Ladephase und der Lesephase. Das Ende der Ladephase wird durch einen „end-of-burst detector“ detektiert, welcher den Spannungsverlauf an der Transceiverspule überwacht und so das Abschalten des Lesefeldes erkennt. Mit dem Ende der Ladephase wird ein Oszillator auf dem Mikrochip gestartet, welcher den aus der Transceiverspule gebildeten Schwingkreis als frequenzbestimmendes Bauteil verwendet. Von der Transceiverspule wird ein schwaches magnetisches Wechselfeld erzeugt, welches durch die Basiseinheit empfangen werden kann. Die Sendefrequenz des Transceivers entspricht der Resonanzfrequenz der Transceiverspule, welche zum Produktionszeitpunkt mit Hilfe eines Trimmkondensators auf die Sendefrequenz der Basiseinheit 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 aktiviert, um den Ladekondensator vollständig zu entladen. Dadurch kann ein sicherer Power-On-Reset mit dem nächsten Ladezyklus gewährleistet werden.

- 2. Oberflächenwellen:** Akustische Oberflächenwellen-Bauelemente (aus dem Englischen auch als SAW: „surface acoustic wave devices“ bekannt) beruhen auf dem piezoelektrischen Effekt sowie auf der oberflächengebundenen Ausbreitung elastischer (= akustischer) Wellen mit niedriger Geschwindigkeit. Oberflächenwellen-Transceiver werden auf Mikrowellenfrequenzen, üblicherweise im ISM-Bereich um 2,45 GHz, betrieben und arbeiten ausschließlich mit aktiver Energieversorgung. Auf piezoelektrischen Substraten lassen sich mit planaren Elektrodenstrukturen elektroakustische Wandler (Interdigitalwandler) und Reflektoren realisieren. Die Herstellung der Elektrodenstrukturen geschieht durch fotolithografische Verfahren, wie sie auch in der Mikroelektronik zur Herstellung integrierter Schaltungen verwendet werden. Am Ende eines länglichen piezoelektrischen Substrats wird eine fingerartige Elektrodenstruktur 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 eine mechanische Verformung an der Oberfläche des Substrates, die sich als Oberflächenwelle in beiden Richtungen ausbreitet. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit liegt bei den gebräuchlichen Substraten zwischen 3000 und 4000 m/s [26]. 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-Transceivers 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 [74], [106].

Ein durch ein Lesegerät erzeugter hochfrequenter Abtastpuls wird von der Dipolantenne des Transceivers in den Interdigitalwandler gespeist und so in eine akustische Oberflächenwelle 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.

Die reflektierten Wellenanteile laufen zurück zum Interdigitalwandler, wo sie in eine hochfrequente Pulsfolge umgewandelt und von der Dipolantenne abgestrahlt werden. Diese Pulsfolge kann durch die Basiseinheit empfangen werden, wobei die Anzahl der empfangenen Pulse der Anzahl der Reflektorstreifen auf dem Substrat entspricht. Ebenso ist der zeitliche Abstand zwischen den einzelnen Impulsen proportional dem räumlichen Abstand der Reflektorstreifen auf dem Substrat, so daß 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 bei der Basiseinheit ein. Daraus ergeben sich entscheidende Vorteile für den Empfang der Pulse:

- Reflexionen des Abtastpulses an Metalloberflächen der Umgebung laufen mit Lichtgeschwindigkeit zur Antenne der Basiseinheit zurück. Eine Reflexion in 100 m Entfernung zur Basiseinheit träfe somit 0,6 ms nach Aussendung an der Antenne der Basiseinheit ein. Bis zum Eintreffen des Transceiversignals nach 1,5 ms sind deshalb

alle Reflexionen aus der Umgebung der Basiseinheit lange abgeklungen, so daß es hierdurch nicht zu Verfälschungen der Pulsfolge kommen kann [22].

- Speicherbare Datenmenge und Datenübertragungsgeschwindigkeit von Oberflächenwellen-Transceiver hängen von der Größe des Substrates sowie von den realisierbaren Mindestabständen zwischen den Reflektorstreifen auf dem Substrat ab. In der Praxis werden etwa 16 bis 32 Bit mit einer Datenrate von 500 kBit/s übertragen [99].
- Die Reichweite von Oberflächenwellen-Systemen hängt im wesentlichen von der Sendeleistung des Abtastpulses ab und kann nach der Radargleichung abgeschätzt werden. Bei der zugelassenen Sendeleistung im 2,45 GHz ISM-Frequenzbereich ist mit einer Reichweite von 1 bis 2 m zu rechnen.
- Die mechanische Robustheit von Oberflächenwellen-Systemen macht einen Einsatz in rauher Industrieumgebung wie hohe mechanische Dauer- und Schockbelastung, aggressive chemische Stoffe, starke Verschmutzung, hohe Dauertemperaturen und metallische Umgebung, möglich [107].

2.3 Erweiterung zu RFIDS-Systemen

Eine interessante Weiterentwicklung der RFID-Systeme ist die Möglichkeit, die drahtlose Übertragung für die Übermittlung von Meßwerten zu nutzen. Die rasante Entwicklung der Halbleitertechnologie ermöglicht neben Datenspeicher und Mikroprozessoren auch Sensoren zu integrieren. Dadurch lassen sich aus den anfänglichen reinen RFID-Systemen nun auch welche mit integrierter Sensorik aufbauen. Bei Systemen mit angeschlossenen oder integrierten Sensoren handelt es sich dann um RFIDS-Systeme. Dazu wird der Transceiver um den Schaltungsblock Sensorsignalverarbeitung erweitert, wie auch das **Bild 2.6** zeigt. Mit Hilfe einer Ausleseschaltung können extern angeschlossene Sensoren, aber auch auf dem Chip integrierte Sensoren ausgelesen werden. Anschließend werden die Meßdaten mit Hilfe des Prozessorkerns kodiert und über den Modulator des RF-Frontends zurück zur Basiseinheit gesendet.

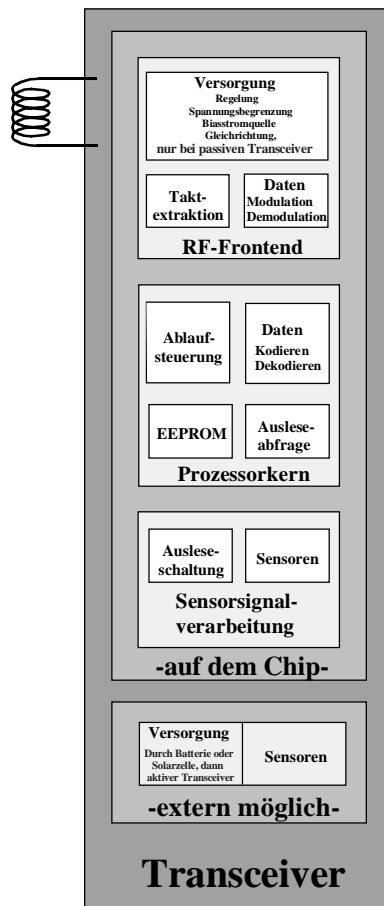


Bild 2.6: Erweiterung eines RFID-Systems zu einem RFIDS-System

Diese Systeme gewinnen in immer mehr Anwendungsfeldern an Bedeutung. **Tabelle 2.1** zeigt einige Anwendungsbereiche von RFID- und RFIDS-Systemen [60]. Nicht immer ist es möglich, die Sensoren mit Leitungen an eine Meßstation anzuschließen. Oft sollen physikalische Parameter an frei beweglichen Objekten gemessen werden, etwa an Werkstücken oder Behältern, die durch eine Fertigungsstraße laufen. Die Meßdaten können dann über das Hochfrequenzfeld drahtlos abgefragt werden. Dabei ist neben hoher Zuverlässigkeit und kleinsten Bauformen auch ein minimaler Energieverbrauch gefragt.

Seit einiger Zeit werden Anstrengungen unternommen, die Herstellungstechniken der Mikroelektronik zu nutzen, um verschiedenste Sensoren auf Siliziumtechnologiebasis zu entwickeln. Dabei werden sowohl siliziumeigene Effekte, wie z. B. Piezoresistivität und Temperaturabhängigkeiten von Bauelementen ausgenutzt, als auch neue Strukturen durch rückseitiges Ätzen oder Oberflächenmikromechanik aufgebaut. Bei Gassensoren und chemischen Sensoren dient der Siliziumchip als Träger von zusätzlichen Schichten, die in Abhängigkeit von der zu messenden Größe einen elektrisch auswertbaren Effekt liefern [58]. So sind einige der in **Tabelle 2.1** aufgelisteten Sensoren realisiert worden. Als Beispiele seien hier der Strömungs-

sensor, der Drucksensor und der Beschleunigungssensor genannt.

Tabelle 2.1: Anwendung von RFID- und RFIDS-Systemen

Bereich	RFID	RFIDS	Sensortypen
Gesundheitsüberwachung	Markieren von Proben im Labor	Patientenüberwachung, evtl. in Fernabfrage	Temperatur, Fluss, Druck, Glukose
Landwirtschaft	Baumkennzeichnung, Tieridentifikation	Tierüberwachung, Fütterungssysteme	Temperatur, Beschleunigung
Sicherheit	Kontrollen, Identifikation	Chipkarten, Mautkontrolle, Sicherheit von Objekten	
Produktion	Materialflussverfolgung	Maschinenüberwachung und -wartung	Temperatur, optische Sensoren
Logistik	Werkzeugteile, Paletten, Getränkeboxen, Container	Inner- und ausserbetrieblicher Transport, Gasflaschen, Benzintanks, Positionierung, von Kränen und führerlosen Transportsystemen, Kühlcontainer	Temperatur, Fluss, Druck, Vibration, Beschleunigung, optische Sensoren
Sonstige	Geldverkehr, automatisches Betanken	Gewässerüberwachung, Müllkippenüberwachung, Bergbauförderanlagen, Reifenüberwachung	Temperatur, ph-Sensor, Gas, Druck

So ist der Siliziumdrucksensor mit den Verfahren einer planaren Siliziumtechnologie (CMOS-Technologie) erzeugt worden. Mit solch einer Siliziumtechnologie werden Bauteile gefertigt, deren laterale Ausdehnung wesentlich größer als deren Dicke ist. Die Bauelemente bilden eine nur wenige Mikrometer dicke Schicht auf der Oberfläche des viel dickeren Trägermaterials. Die Herstellung von planaren mikromechanischen Bauteilen wird als Oberflächenmikromechanik (surface micromechanics) bezeichnet und bietet den Vorteil geringer Toleranzen der geometrischen Bauteilabmessungen, so daß sehr kleine Bauteile realisiert werden können [57]. So können die mit der Oberflächenmikromechanik hergestellten Drucksensoren zu Druckmessungen an unzugänglichen Stellen benutzt werden. Das beste Beispiel hierfür sind Messungen im Inneren eines menschlichen Körpers. Mit den kleinen Abmessungen und einer zusätzlichen drahtlosen Übertragung der Meßwerte würden die galvanische Versorgungs- und Meßleitungen zum Sensor, die oftmals erhebliche Einschränkungen des Patienten mit sich bringen, wegfallen. Auch ist das Infektionsrisiko wesentlich geringer. Ein weiterer Vorteil der kleinen Abmessungen ist die Möglichkeit, ganze Sensorarrays aufzubauen, so daß ortsauflösende Druckmessungen möglich sind. Wegen der geringen Masse eines miniaturisierten Drucksensors kann die Messung in einer Umgebung, die starken Beschleunigungen ausgesetzt sind, erfolgen. Als Beispiel kann hier der Reifen eines

Kraftfahrzeuges genannt werden. Durch die Integration mehrerer Sensoren auf einem Chip können Kosten für Installation und Wartung von Systemen reduziert werden.

2.3.1 Integrierbare Sensoren

Sensoren sind die Bindeglieder zwischen den physikalischen Größen der Umwelt und der elektronischen Informationsverarbeitung. Die Auswertung von Sensormeßdaten erfolgt in den meisten Fällen heute in einer digitalen Verarbeitungseinheit, so daß die Sensoren die Schnittstelle zur analogen Außenwelt darstellen. Auf ihre Leistungsfähigkeit kommt es bei der modernen Meßwerterfassung an, da trotz leistungsfähigen Mikroprozessoren und der damit verbundenen besseren Korrekturmöglichkeiten der Sensor immer das meißfehlerbestimmende Element bleiben wird. Um die Fehlerquellen möglichst klein zu halten, werden in zunehmendem Maße neben den integrierten Sensorsignalverarbeitungsschaltungen auch Sensoren integriert. Durch eine monolithische Integration eines gesamten Sensorsystems in einer Siliziumtechnologie lassen sich die Sensorherstellungsverfahren vereinfachen, denn so können die Anforderungen an eine hohe Fertigungsgenauigkeit, die eine erhebliche Verkomplizierung der Sensorherstellung zu Folge hätte, an die Auswerteelektronik übertragen werden [13], [39].

Im Falle der RFIDS-Systeme werden die Meßwerte aufgenommen und entweder direkt in einen Speicher geschrieben oder so gewandelt oder verstärkt, daß sie zur Übertragung über längere, eventuell gestörte Übertragungsstrecken geeignet sind. Die Speicherung der Meßdaten hat nur Sinn, solange der Speicher permanent mit Energie versorgt wird, d. h. nur bei aktiv arbeitenden Systemen, die zur Überbrückung bis zur nächsten Ausleseperiode über eine Batterie genügend Energie zur Verfügung stellen können. Im folgenden werden einige in einer CMOS-Technologie integrierbare Sensoren vorgestellt. Dabei wird in Hinblick auf die später vorgestellten Anwendungen auf die beiden Sensoren für Druck und Temperatur konkreter eingegangen und der Beschleunigungssensor nur kurz vorgestellt. Die zugehörigen Ausleseschaltungen werden im Zusammenhang mit den Anwendungen vorgestellt.

2.3.1.1 Drucksensor

Für RFIDS-Systeme eignen sich am besten kapazitiv arbeitende Sensoren, da sie bei einer Messung mit einer möglichst geringen Energieaufnahme arbeiten. So lassen sich Drucksensoren in Substratmikromechanik mit Hilfe der sogenannten Opferschichttechnik realisieren [57], [126]. Dabei werden auf der Oberseite des Siliziummaterials extrem dünne und mechanisch

aktive Siliziummembranen mit hervorragenden mechanischen und chemischen Eigenschaften hergestellt. Beim Funktionsprinzip handelt es sich um einen durch Druckeinwirkung mechanischen verformbaren Plattenkondensator (siehe **Bild 2.7**). Die obere Platte eines Kondensators ist als Membran ausgelegt, die sich durch Druckeinwirkung verformt und dadurch eine Änderung der Kapazität bewirkt. Die Gegenelektrode besteht aus einer hochdotierten n^+ -Ionenimplantationsfläche, die im Silizium fest eingebettet ist.

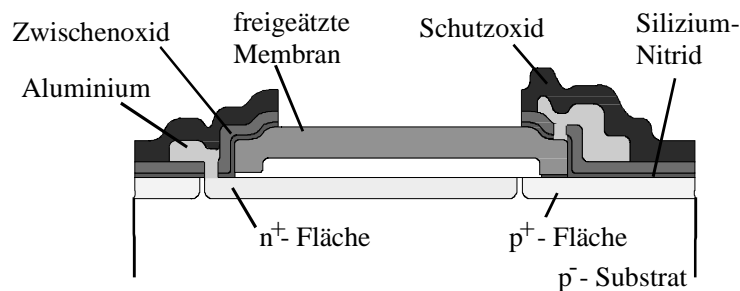


Bild 2.7: Aufbau eines mikromechanischen Drucksensorelements in Schnittdarstellung

Die kreisrunde Membran aus Polysilizium ist in einem Abstand von weniger als einem Mikrometer über der Oberfläche elastisch aufgehängt. Die Herstellungsschritte zu so kleinen mikromechanischen Strukturen können in einer planaren Fertigungstechnik mit Hilfe einiger angepassten Zusatzschritten auch in einem Standard-CMOS-Prozeß realisiert werden. Zu diesen Zusatzschritten gehört das Abscheiden einer Opferschicht aus Siliziumoxid, die zur Herstellung des späteren Hohlraumes benötigt wird. Nach dem Abscheiden des Membranmaterials Polysilizium wird die Opferschicht in einem Naßätzprozeß über feine Ätzkanäle, die sich an der Oberfläche befinden, herausgelöst. Nach dem vollständigen Entfernen der Opferschicht unter der Membran werden die Ätzkanäle unter Vakuum mit Siliziumnitrid verschlossen, so daß ein Absolutdrucksensor entsteht. Befindet sich kein Schutzoxid über der Membran, so handelt es sich um ein Drucksensorelement, hingegen mit Schutzoxid kommt es zu einer versteiften Membran, siehe auch **Bild 2.8**, so daß sich dadurch baugleiche druckunempfindliche Referenzelemente herstellen lassen. Über eine Differenz- oder Quotientenbildung zwischen Referenz- und Sensorelement können auftretende Temperaturempfindlichkeiten und Nichtlinearitäten erheblich verringert werden [68].

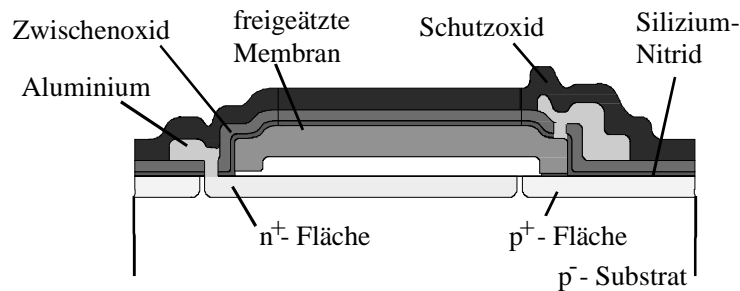


Bild 2.8: Aufbau eines druckunabhängigen Referenzelements in Schnittdarstellung

In Abhängigkeit des Nenndrucks p_N und der Sensorempfindlichkeit S variiert der Durchmesser der einzelnen Elemente $2r_{\text{sens}}$ und die Anzahl N_D der parallel geschalteten Sensorelemente. Zur Dimensionierung eines kapazitiven Drucksensors muß die zu erwartende Kapazitätsänderung bei einem bestimmten Druck definiert sein. Da sich der Abstand $d(p, r)$ zwischen der Polysilizium-Membran und der n^+ -Gegenelektrode nicht über dem Radius r konstant verhält, müssen bei der Berechnung der druckabhängigen Kapazität $C(p)$ die einzelnen Beiträge über den gesamten Membranradius von 0 bis r_{sens} integriert werden:

$$C(p) = N_D \cdot \int_0^{r_{\text{sens}}} \frac{2 \cdot \epsilon_0 \cdot \pi \cdot r}{d(p, r)} dr. \quad (2.2)$$

Der Abstand d ist abhängig vom angelegten Druck und dem Radius der kreisrunden und am Rand fest eingespannten Membran. Er läßt sich über die Durchbiegung $z(p, r)$ der Membran des Drucksensorelements berechnen, welche ebenfalls vom Radius des Sensorelements und dem einwirkenden Druck abhängt. Damit gilt:

$$d(p, r) = d_0 - z(p, r), \quad (2.3)$$

wobei d_0 der Abstand zwischen der Polysilizium-Membran und der gegenüberliegende n^+ -Elektrode entsteht, wenn der Hohlraum unter Vakuum, also $p = p_0$, verschlossen wird.

Unter der Annahme, daß die Dicke der Membran dünn im Vergleich zu deren Durchmesser ist, kann davon ausgegangen werden, daß zur Biegung der Membran nur Biegemomente beitragen und der Beitrag der Scherkräfte vernachlässigbar ist [57]. Aufgrund der Rotationssymmetrie ist die Durchbiegung nur vom Radius r und nicht vom Winkel θ abhängig, so daß für kleine Durchbiegungen $z(r)$ nach Timoshenko [111] die folgende Differentialgleichung angesetzt werden kann:

$$\frac{d^3 z(r)}{dr^3} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d^2 z(r)}{dr^2} - \frac{1}{r^2} \cdot \frac{dz(r)}{dr} = \frac{p \cdot r}{2 \cdot D}. \quad (2.4)$$

Hierin ist die Membranbiegesteifigkeit D enthalten, die sich ihrerseits aus dem Elastizitätsmodul E , der Membrandicke h und der Querkontraktionszahl ν zusammensetzt:

$$D = \frac{E \cdot h^3}{12 \cdot (1 - \nu^2)}. \quad (2.5)$$

Die Differentialgleichung läßt sich mit den Randbedingungen für eine am Rand fest eingebaute Membran lösen, so daß mit

$$\frac{dz(0)}{dr} = 0; \quad \frac{dz(r_{sens})}{dr} = 0; \quad z(r_{sens}) = 0 \quad (2.6)$$

für die Durchbiegung z in Abhängigkeit vom Radius r gilt:

$$z(r) = \frac{P}{64 \cdot D} (r_{sens}^2 - r^2)^2. \quad (2.7)$$

Demnach berechnet sich der druckabhängige Abstand eines Sensorelementes mit Hilfe von Gleichung (2.3) zu:

$$d(p, r) = d_0 - \frac{P}{64 \cdot D} (r_{sens}^2 - r^2)^2. \quad (2.8)$$

Ist der Abstand bekannt, kann der Zusammenhang aus Gleichung (2.2) verwendet werden und die Kapazität $C(p)$ des Referenz- und Sensorelementes angegeben werden:

$$C(p) = \frac{C_0 \cdot N_D}{2 \cdot \gamma(p)} \cdot \ln \left(\frac{1 + \gamma(p)}{1 - \gamma(p)} \right), \quad (2.9)$$

dabei sind zur besseren Übersicht die folgenden Abkürzungen verwendet worden [57]:

$$\gamma(p) = \sqrt{\frac{z(0)}{d_0}} = \sqrt{\frac{p \cdot r_{sens}^4}{64 \cdot D \cdot d_0}} \quad \text{und} \quad C_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot \pi \cdot r_{sens}^2}{d_0}. \quad (2.10)$$

Die Referenzkapazität C_R ist im Gegensatz zur Sensorkapazität C_S nur schwach vom Druck p abhängig, denn das beim Referenzelement über der Membran befindliche Schutzoxid sorgt für eine größere Membranbiegesteifigkeit D . Für kleine Druckbereiche kann die in eine Reihe entwickelte Gleichung (2.9) nach dem zweiten Glied abgebrochen werden, so daß folgender

Kapazitätsausdruck angegeben werden kann:

$$C(p) = C_0 \cdot N_D \left(1 + \frac{\gamma^2(p)}{3} \right) = C_0 \cdot N_D \cdot \left(1 + \frac{p \cdot r_{sens}^4}{192 \cdot D \cdot d_0} \right). \quad (2.11)$$

Mit Gleichung (2.16) kann eine Abschätzung der Empfindlichkeit S eines Drucksensors aus mehreren parallelgeschalteten Sensorelementen gemacht werden:

$$S = \frac{dC(p)}{dp} = C_0 \cdot N_D \cdot \frac{r_{sens}^4}{192 \cdot D \cdot d_0} = C_0 \cdot N_D \cdot \frac{1 - \nu^2}{16 \cdot E} \cdot \frac{r_{sens}^4}{h^3 \cdot d_0}. \quad (2.12)$$

Die rechte Seite der Gleichung (2.17) zeigt, daß die Empfindlichkeit S des Sensors sehr stark von den geometrischen Parametern der Membran abhängt, da der Radius r_{sens} proportional zur vierten Potenz sowie die Dicke h der Membran umgekehrt proportional zur dritten Potenz in die Berechnung eingehen. Zusätzlich, zwar nur umgekehrt proportional, beeinflußt noch die Höhe d_0 der Aufhängung die Empfindlichkeit S .

Die vorgestellten Zusammenhänge gelten nur unter der Annahme, daß die Durchbiegung der Membran viel kleiner ist als die Membrandicke. Ist eine Betrachtung für größere Durchbiegungen (bis doppelten Membrandicke) gewünscht, so muß der nichtlineare Ansatz zur Lösung der Differentialgleichung nach Grash verwendet [35] werden und wird in dieser Arbeit nicht weiter bearbeitet. Weitere Betrachtungen bezüglich der Druckabhängigkeit oder Temperaturverhalten und der damit nötigen Kalibrationsmaßnahmen werden in ausführlicher Form in den Arbeiten von [57] und [68] vorgenommen.

In der Praxis wird dazu übergegangen die Druckempfindlichkeit und damit verknüpft den Druckbereich über den Membrandurchmesser einzustellen. Mit Membranen, die einen Durchmesser von ca. $2r_{sens} = 80 \mu\text{m}$ aufweisen, können Druckbereiche von einigen bar abgedeckt werden. Durchmesser unter $25 \mu\text{m}$ lassen sogar Druckbereiche über 300 bar zu.

2.3.1.2 Temperatursensor

Es gibt verschiedene Möglichkeiten Temperatursensoren CMOS-kompatibel aufzubauen. Zu den aufwendigsten gehören sicher die Thermosäulen. Eine Thermosäule besteht aus einer Reihenschaltung von Thermoelementen, welche jeweils aus einem Kontakt zweier verschiedener Materialien besteht. Aus dem sogenannten Seebeck-Effekt ergibt sich dann die Temperaturempfindlichkeit eines Thermoelementes. Durch die Temperaturdifferenz zwischen

der Temperatur des Kontaktes der beiden Materialien und der Temperatur der freien Enden der beiden Materialien kommt es zu einer Spannung an diesen freien Enden. Diese Spannung kann dann abgegriffen und ausgewertet werden. Eine ausführliche Beschreibung von Thermoelementen in Silizium ist in [44] zu finden.

Ein häufig verwendeter Temperatursensor besteht aus vier Widerstände, wie in **Bild 2.9** dargestellt, verschaltet zu einer Wheatstone-Brücke zu verschalten.

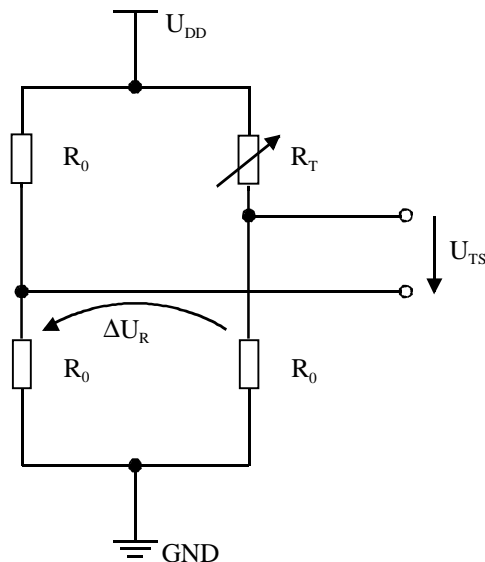


Bild 2.9: Wheatstone-Brücke als Temperatursensor

Mit Hilfe des temperaturabhängigen Widerstands R_T berechnet sich die Ausgangsspannung des Temperatursensors zu

$$U_{TS} = \Delta U_R = \frac{U_{DD}}{2} \cdot \frac{R_T - R_0}{R_T + R_0}, \quad (2.13)$$

wobei der temperaturabhängige Widerstand R_T durch die Gleichung

$$R_T = R_0 + \Delta R = R_0 \cdot (1 + \alpha_R \cdot (T - T_0)) \quad (2.14)$$

bestimmt wird und dabei gibt α_R den linearen Temperaturkoeffizienten des Widerstandes an. Es lassen sich Dünnschichtwiderstände aus Materialien, wie zum Beispiel Gold und Platin, recht leicht reproduzierbar herstellen, jedoch sind diese Materialien nicht in einen CMOS-Standard-Prozess integrierbar [58], so daß dieser Lösungsansatz meistens nur für externe Temperatursensoren ausgewählt wird.

Die einfachste Realisierung eines CMOS-kompatiblen Temperatursensors ist die Ausnutzung

des temperaturabhängigen Verhaltens der Flußspannung U_F von Dioden, bzw. der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} von Bipolartransistoren. Ein PNP-Bipolartransistor kann in der CMOS-Technologie nur durch eine geschickte Plazierung der entsprechenden Implantationsgebiete realisiert werden. Seine leichte Integrierbarkeit führt zu einem einfachen Aufbau des Temperatursensors, wie **Bild 2.10** zeigt.

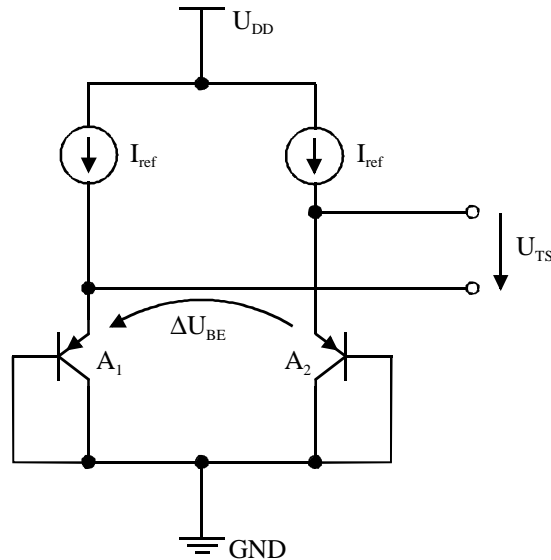


Bild 2.10: Temperatursensor mit Hilfe von PNP-Bipolartransistoren

Mit der Ebers-Moll-Gleichung gilt für die temperaturabhängige Basis-Emitter-Spannung U_{BE} eines Bipolartransistors oder der Flußspannung U_F einer Diode

$$U_F = U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right). \quad (2.15)$$

Mit I_C ist dabei der Kollektorstrom und mit I_S der Sättigungsstrom des Transistors gemeint. Wird ein konstanter Strom I_{ref} in den Transistor eingepreßt, so läßt sich relativ einfach über den linearen Zusammenhang des Transportstromes I_S die Temperatur bestimmen, wie die folgende Bauelement-Gleichung zeigt [36]:

$$I_S = \frac{(q \cdot A \cdot n_i)^2 \cdot \bar{D}_n}{Q_B} = B \cdot n_i^2 \cdot \bar{\mu}_n \cdot T \quad (2.16)$$

Dabei handelt es sich mit $Q_B = N_B \cdot q \cdot A \cdot W_B$ um alle in der Basis befindlichen Ladungen und mit dem Mittelwert der Elektroden-Diffusionskonstanten in der Basis \bar{D}_n läßt sich über die Einstein-Relation $D_n = \mu_n \cdot k \cdot T / q$ der lineare Zusammenhang zwischen Transportstrom I_S und Temperatur T herleiten. Die temperaturunabhängigen Größen sind in der Konstante B

zusammengefaßt. Der Einfachheit halber wird in erster Näherung das Produkt von der quadratischen intrinsischen Konzentration n_i^2 und der mittleren Ladungsträgerbeweglichkeit $\bar{\mu}_n$ als temperaturunabhängig angenommen. Genauere Berechnungen werden in [36] aufgeführt.

Wird nun die Differenz der Basis-Emitter-Spannungen ΔU_{BE} zweier PNP-Transistoren mit unterschiedlichen Emitterflächen A_{E1} und A_{E2} ausgewertet, so läßt sich bei gleichem eingepprägten Referenzstrom I_{ref} durch den linearen Zusammenhang der Sättigungsströme I_{S1} und I_{S2} die Temperatur nach

$$U_{TS} = \Delta U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{A_{E2}}{A_{E1}}\right) = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(N) \quad (2.17)$$

bestimmen. Da sich der Sättigungsstrom I_S proportional zu Emitterfläche der Bipolartransistoren verhält, bestimmt das geometrische Flächenverhältnis N zwischen den verwendeten Bauelementen die Empfindlichkeit S des Temperatursensors. Durch ihre einfache Bauweise lassen sich diese Art von Temperatursensoren hervorragend monolithisch integrieren.

2.3.1.3 Beschleunigungssensor

Ein weiterer Sensor ist der integrierbare, mikromechanische Beschleunigungssensor [30]. Er wird in einem SIMOX-Epitaxie-Prozeß hergestellt (SIMOX: Separation-by-Implanted-Oxygen). Dieses Verfahren beschreibt die Implantation einer hohen Dosis von Sauerstoffionen in einen Siliziumwafer, die in einem Hochtemperaturschritt zu einer stöchiometrischen Schicht aus Siliziumdioxid ausheilt. Vorteil dieses Verfahrens gegenüber anderen ist vor allem die gute Homogenität der implantierten isolierenden Schicht [121]. Durch die einkristalline Epitaxieschicht wird eine hohe Reproduzierbarkeit der für die Sensorfunktion wichtigen Federkonstanten gewährleistet. Außerdem können größere laterale Abmessungen im Vergleich zu polykristallinen Siliziumschichten erreicht werden, was zu einer erhöhten Empfindlichkeit führt [21]. Die Elemente des Sensorchips werden in Silizium-Oberflächenmikromechanik hergestellt und arbeiten nach einem kapazitiven Meßprinzip. Dabei ist eine bewegliche seismische Masse an Federn so aufgehängt, daß die Masse bei einer Beschleunigung in eine Koordinatenrichtung ausgelenkt werden kann (siehe **Bild 2.11**). Eine externe Beschleunigung in Richtung der sensitiven Achse hat eine Auslenkung der Masse gegen die Rückstellkraft der Federn zur Folge, die kapazitiv an den gegensinnig verstimmten Kapazitäten C_1 und C_2 gemessen werden kann [9].

Mit dem beschriebenen Prinzip wurden Sensor –ICs hergestellt, die für Beschleunigungen bis $\pm 50g$ ausgelegt sind und eine Sensitivität in x- und –y-Richtung aufweisen. Es lassen sich damit Kippwinkel $< 1^\circ$ nachweisen .

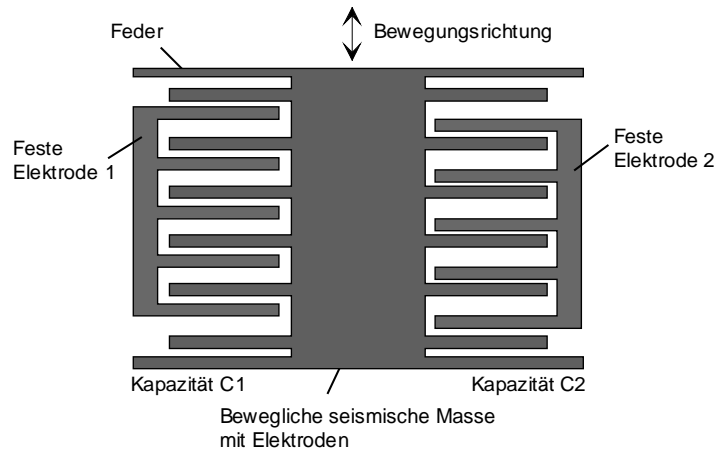


Bild 2.11: Prinzipieller Aufbau eines Beschleunigungssensors in Draufsicht

Vor allem die CMOS-Technologie erlaubt zusätzlich noch eine On-Chip-Integration sowohl analoger als auch digitaler Meßaufnehmerelektronik bei geringstem Platzbedarf. Zusätzlich bietet die Aufnahmeelektronik durch Reduzierung der Länge von Zuleitungen kleinere Meßaufnehmersignale, die dann eine Minimierung des Einflusses äußerer elektrischer Störungen zur Folge haben. Auch lassen sich zusätzlich zu der Hauptfunktion, Aufnahme von Meßwerten, weitere Funktionen integrieren. So kann eine Selbstüberwachung der Sensoren zu einer Erhöhung der Zuverlässigkeit der Meßwertinformation beitragen oder ermöglicht ereignisgesteuerte Wartung an Stelle fester Wartungsintervalle. Häufig weisen Sensoren nicht ideale Eigenschaften auf, wie beispielsweise Nichtlinearitäten und Temperaturabhängigkeiten, die dann mit Hilfe von elektronischen Schaltungen korrigiert werden müssen. Oftmals werden diese Kalibrationsdaten direkt auf dem Chip in einem Speicherbauelement festgehalten und stehen sofort zur Meßwertauswertung bereit. Der Umfang dieser Speicherungen wird oft durch die Stromaufnahme solcher Systeme begrenzt und kann aber auch in der Basiseinheit in Form einer Datenbank abgespeichert werden. Bei der Identifizierung eines Sensors werden die entsprechenden Kalibrationsdaten abgerufen und mit den aus den vom Transceiver drahtlos übertragenen Daten, die den Meßwerten des Sensors entsprechen, verrechnet.

Die Datenübertragung der Meßwerte spielt bei den RFIDS-Systemen eine wichtige Rolle, denn nun werden nicht nur Identifikationsdaten vom Transceiver zurückgesendet, sondern zusätzlich noch die Meßwerte eines Sensors oder bei mehreren Sensoren auch unterschiedliche Daten gesendet. Um Störungen zu vermeiden, müssen spezielle Übertragungsmethoden oder

Kodierungen verwendet werden. Aus der Nachrichtentechnik sind einige analoge und digitale Übertragungsmethoden bekannt und sollen im nächsten Kapitel auf die Einsatzmöglichkeit in RFIDS-Systemen untersucht werden. Dabei spielt der Frequenzbereich und damit verbunden die zur Verfügung stehende Bandbreite ebenso eine wichtige Rolle, wie der Energiebedarf der Transceiverschaltung, denn die Energie soll bei solchen drahtlosen Systemen ebenfalls übertragen werden.