

Sensorik für Datentechniker

Eine praxisorientierte Einführung

Jürgen Plate, 26. August 2016

Inhaltsverzeichnis

1 Sensoren	7
1.1 Einführung	7
1.2 Anmerkungen	8
1.2.1 Spannungs-Strom-Wandler	8
1.2.2 Axel-Benz-Formel	8
2 Fotosensoren	11
2.1 Fotohalbleiter	11
2.1.1 Fotoelemente und Fotodioden	11
2.1.2 PIN-Dioden	12
2.1.3 Fototransistoren	12
2.1.4 Fotowiderstände	13
2.2 Lichtschranken	14
2.2.1 Exkurs: Timerbaustein NE555	14
2.2.2 Lichtschranken mit Gleichlicht	16
2.2.3 Lichtschranken mit Wechsellicht	18
2.3 Optische Abstands-Sensoren	22
2.3.1 Abstandssensor IS471F	23
2.3.2 Abstände per Infrarot messen	25
2.3.3 Pulse-Ranging	28
2.4 Optische Rauchmelder	28
2.5 Spezielle Fotosensoren	30
2.5.1 Licht-Spannungs-Wandler	30
2.5.2 Farbsensoren	30
2.5.3 Staubsensor	33
2.5.4 Optisches Erkennen von Flüssigkeiten	33
3 Magnetsensoren	37
3.1 Reed-Kontakte	37
3.2 Hall-Schalter	37
3.3 Drehwinkelmessung	40
3.4 Feldplatte	41
3.5 Schlitzsensor, induktiver Endschalter	41
3.6 Metaldetektor (Metallsuchgerät)	42
3.6.1 Metallsucher	42
3.6.2 Fahrzeugerkennung mittels Induktionsschleife	45
3.6.3 Leitungssucher	46
3.7 Kompass-Sensoren	48

4	Temperatursensoren	53
4.1	Heißleiter	53
4.2	Kaltleiter	53
4.3	Platin-Temperaturmesswiderstand	55
4.4	Halbleiter-Temperatursensoren	56
4.5	Temperaturmessung mit Thermoelementen	64
4.6	Temperaturmessung mit Quarzen	66
4.7	Infrarot-Thermometer	66
5	Druck- und Kraftsensoren	69
5.1	Dehnungsmessstreifen	69
5.2	Folien-Kraftsensoren	71
5.3	Drucksensoren	72
6	Weg-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeits-Sensoren	79
6.1	Potenziometer als Weg- oder Winkelsensoren	79
6.2	Beschleunigungs-Sensoren	80
6.3	Geschwindigkeits-Sensoren	83
7	Kapazitive Sensoren	85
7.1	Feuchtesensoren	85
7.2	Flüssigkeiten kapazitiv erkennen	91
7.3	Kapazitive Touch-Sensoren	91
8	Schallsensoren	95
8.1	Schallsensoren	95
8.2	Ultraschallsensoren	97
9	Gassensoren	107
9.1	Gassensoren nach dem Taguchi-Prinzip	107
9.2	Katalytische Gassensoren	110
9.3	Kohlenstoffmonoxid- und Sauerstoffsensoren	113
10	Messung von Radioaktivität	117
10.1	Der Geigerzähler	118
10.2	Geigerzähler-Schaltungstechnik	120
10.3	Software zum Zählen der Impulse	123
11	Bewegungssensoren	125
11.1	Bewegungsmelder	125
11.1.1	Infrarot-Bewegungsmelder	125
11.1.2	Radar-Bewegungsmelder	129
11.2	Thermoelektrische Sensorarrays	134
11.2.1	Grid-Eye von Panasonic	134
11.2.2	Omron D6T MEMS Infrarot-Wärmesensor	137

12 Sonstige Sensoren	141
12.1 Rauchmelder (nicht optisch)	141
12.2 Niederschlagsmesser	141
12.3 Erschütterungssensor	143
12.4 Pyranometer	145
12.5 Sensor für elektromagnetische Wellen	146
 Anhang	 149
A.1 Literatur	149
A.2 Links	149
 Stichwortverzeichnis	 151

1

Sensoren

In diesem Skript beschäftige ich mich mit diversen Möglichkeiten, physikalische Größen in elektrische Größen umzusetzen. Die Komponenten zum Aufnehmen unterschiedlichster physikalischer Größen nennt man „Sensoren“ (auch „Messwertaufnehmer“, „Messfühler“, „Messwandler“, „Detektoren“ oder „Transducer“).

1.1 Einführung

Ein Sensor ist somit ein technischer Wandler, der eine physikalische Größe, z. B. Temperatur, Helligkeit oder Druck in eine einfache, auswertbare Größe umsetzt. In der Regel ist dies ein elektrisches Signal, meist Spannung, Strom oder Frequenz. Das Wort „Sensor“ leitet sich vom lateinischen „sensus“ ab (zu deutsch „Gefühl“, „Empfindung“). Die Leistungsfähigkeit vieler Sensoren beruht auf den technischen Entwicklungen der Halbleitertechnik. Normalerweise wird das Sensorsignal noch verstärkt und aufbereitet, damit es im Rechner optimal weiterverarbeitet werden kann. Viele Sensoren besitzen inzwischen eine integrierte Verstärker- und Aufbereitungs-Elektronik und lassen sich direkt an einen Analogeingang des Mikrocontrollers anschließen. Über die analoge Elektronik hinaus versucht man auch, Rechenleistung in den Sensor zu integrieren und stattet den Sensor mit einem digitalen Ausgang aus. Ein solches Sensorsystem wird im Englischen wie im Deutschen als „smart sensor“ bezeichnet.

Bei den Entwicklungen der *Mikromechanik* werden auch mechanische Komponenten des Sensors im Silizium-Chip integriert. In erster Linie handelt es sich dabei um Membranen, Feder- oder Schwingungskörper, die aus dem Silizium herausgeätzt werden. In Forschungslabors wurden auch schon Dreh- und Schieberverbindungen realisiert, so dass der Aufbau miniaturisierter mechanischer Apparate schon vorbereitet ist. Die guten mechanischen Eigenschaften von Silizium, insbesondere seine hohe Elastizität, treffen in der Mikromechanik vorteilhaft mit den besonderen elektrischen Eigenschaften des Siliziums zusammen.

Die Klassifikation der Sensoren erfolgt primär nach der zu erfassenden physikalischen Größe und in zweiter Linie nach Funktionsprinzip oder Anwendungsfall. Es gibt Sensoren für zahlreiche physikalische Größen:

Geometrische Größen: Position, Abstand, Länge, Weg, Dehnung, Neigung, Geschwindigkeit, Beschleunigung, Drehwinkel, Rotation sowie Oberflächeneigenschaften von Werkstücken

Kraftbezogene Größen: Kraft, Gewicht, Druck, Drehmoment und mechanische Leistung

Materieumsatzgrößen: Durchflussmenge und Füllstand von Gasen, Flüssigkeiten und festen Stoffen

Temperatur: Temperatur, Wärmestrahlung und Wärmemenge

Optische Strahlung: Strahlungsleistung, Strahlungsenergie, Strahldichte und lichttechnische Größen wie Lichtstrom, Lichtmenge, Lichtstärke, Leuchtdichte, Beleuchtungsstärke

Schallwellen: Schalldruck, Schallenergie, Lautstärke und Tonfrequenz

Elektromagnetische Größen: Spannung, Strom, elektrische Energie und elektrische Leistung sowie elektrische Feldstärke, magnetische Feldstärke und elektromagnetische Strahlung

Radioaktive Strahlung: Röntgenstrahlung bzw. Gammastrahlung, Alpha- und Betastrahlung

Chemische Stoffe: Gase, Ionen, insbesondere aber auch Wasser in der Form von Feuchte-, Taupunkt- und Vereisungssensoren

Sensoren können auch nach der Art des Ausgangssignals unterschieden werden:

Binäre Sensoren erzeugen nur zwei Ausgangssignale, welche die Schaltzustände *Ein* und *Aus* repräsentieren. Das Umschalten zwischen den Schaltzuständen erfolgt bei einem ganz bestimmten Wert der physikalischen Größe; dieser Schalterpunkt ist oft auch einstellbar (z. B. Lichtschranke). Häufig unterscheidet sich der Einschaltpunkt von Ausschaltpunkt. Der Unterschied zwischen den beiden Schalterpunkten bzw. Schwellwerten wird Hysterese genannt. Die Hysterese reduziert bei Regelungen die Schalthäufigkeit und führt zu verbesserter Stabilität des Systems.

Analoge Sensoren erzeugen bei kontinuierlicher Änderung der physikalischen Größe ein ebenfalls sich kontinuierlich änderndes elektrisches Signal. Dieser Zusammenhang muss nicht notwendigerweise linear sein, lässt aber im Gegensatz zu den binären Sensoren immer den Schluss auf den aktuellen Wert der physikalischen Größe zu. Wie schon erwähnt, kann der Wert des Ausgangssignals auch als Zahlenwert (Digitalwert) bereitgestellt werden, beispielsweise über die I²C- oder SPI-Schnittstelle.

1.2 Anmerkungen

1.2.1 Spannungs-Strom-Wandler

Beim Anschluss der Sensoren tritt häufig das Problem auf, dass zwischen Sensor und Auswerteschaltung bzw. Computer relativ weite Entfernungen liegen. Es besteht also die Gefahr der Verfälschung des Sensorsignals auf dem Weg zur Erfassung (Einstreuung von Signalen, Leitungswiderstände etc.). Dem kann nur konstruktiv abgeholfen werden. Einerseits erreicht man dies durch Verwendung abgeschirmter Kabel zwischen Sensor und Elektronik, wobei Letztere möglichst nahe am Sensor angeordnet sein sollte. Die Strecke zum D/A-Wandler kann dann mit einer höheren Spannung oder durch einen Spannungs-/Stromwandler überwunden werden. In der Industrie haben sich zwei Standards herausgebildet:

- Spannungsübertragung mit 0 ... 10 V
- Stromübertragung mit 0 ... 20 mA oder 4 ... 20 mA

1.2.2 Axel-Benz-Formel

Diese Formel geht auf Prof. Dr. Axel Benz, HWR Berlin, zurück. Sie hilft, den passenden Referenzwiderstand zu einem analogen Sensor zu finden, was am Beispiel eines (fiktiven) Temperatursensors erläutert werden soll. Die Formel lautet:

$$R_{ref} = \sqrt{R_{min} * R_{max}}$$

Zuerst wird der Widerstand des Sensors ermittelt, wenn er auf der niedrigsten Temperatur ist. Den Wert notieren wir als R_{min} . Dann wird der Widerstandswert bei der maximalen Temperatur ermittelt und als R_{max} notiert.

Die gemessenen Werte werden nun in die obige Formel eingesetzt und wir erhalten daraus den passenden Referenzwiderstand für die Schaltung. Dieser Widerstand und der Sensor bilden einen Spannungsteiler, dessen Mittelabgriff an den Analogeingang des Controllers angeschlossen wird. Benutzt man einen falschen Referenzwiderstand, kann man eventuell nicht den maximal möglichen Wertebereich des Sensors ausnützen. Hat der Controller beispielsweise einen 10-Bit-A/D-Wandler (0 ... 1023)

treten bei einem falschen Referenzwiderstand möglicherweise nur Werte zwischen 400 und 600 auf, was eine Verringerung der effektiven Sensor-Genauigkeit bedeutet.

Es versteht sich von selbst, dass bei Einsatz eines Spannungsteilers niemals der volle Wertebereich des Wandlers ausgenutzt werden kann, die Formel hilft nur dabei, einen möglichst großen Bereich zu nutzen.

Dazu ein Beispiel mit dem Sensor KTY10. Dieser soll für Temperaturmessungen zwischen -20 und +40 Grad eingesetzt werden. R_{min} ist dann 1370 Ohm und R_{max} 2250 Ohm. Eingesetzt in die Formel ergibt das $\sqrt{1370 * 2250} = \sqrt{3082500} = 1756$ Ohm. Man würde also einen Spannungsteiler aus KTY10 und einem Widerstand von 1,8 k Ω bilden.

Fotosensoren

In diesem Kapitel nähern wir uns schon der analogen Welt, bestehend aus Wandlern und Sensoren. Die optischen Sensoren stehen oft zwischen beiden Welten, da sie für die Helligkeits- oder Farbmessung analog eingesetzt werden, für das Auslösen von Schaltvorgängen hingegen digital. Grund genug für mich, der digitalen Seite ein eigenes Kapitel zu spendieren.

Früher wurden dort, wo heute optoelektronische Sensoren wirken, vielfach mechanische Sensoren eingesetzt, weil die optischen Anwendungen oft zu teuer waren. Mittlerweile spielt der Preis keine Rolle mehr, das Augenmerk der Entwickler hat sich auf Zuverlässigkeit und Wartungsarmut gerichtet. Optoelektronische Sensoren haben sich zu immer kleineren Bauteilen weiterentwickelt, die schneller und zuverlässiger arbeiten. Diese Bauteile finden Sie heute in so unterschiedlichen Anwendungen wie Spielautomaten, Kopierern, Druckern oder Verkaufs- und Ticketing-Systemen. Gerade in Geräten der Office Automation und bei der Computerperipherie dienen sie dazu, Probleme bei der Detektion von Papier zu lösen. Optoelektronische Sensoren zeichnen sich durch eine lange Lebensdauer aus, da es mangels bewegter mechanischer Kontakte keinen Verschleiß gibt. In der Praxis ist die Lebensdauer meist von jener der LED abhängig, die aber in der Größenordnung von mehreren zehntausend Stunden liegt. Überdies ist die Schaltgeschwindigkeit optoelektronischer Sensoren um ein Vielfaches höher als die elektromechanischer Bauteile. Sie liegt im Bereich von Mikrosekunden. Opto-Sensoren sind als SMD-, bedrahtete und als „Quick Connect Mounting“-Typen (mit Steckeranschluss) verfügbar.

2.1 Fotohalbleiter

Damit wir wissen, womit wir es eigentlich zu tun haben, will ich an dieser Stelle auch schon etwas vgreifen und zunächst die gebräuchlichsten Fotohalbleiter (Fotosensoren) etwas näher beleuchten.

2.1.1 Fotoelemente und Fotodioden

Fällt Licht auf einen Halbleiterkristall, werden Elektronen aus dem Valenz- ins Leitungsband gehoben; es entstehen freie Elektronen und Löcher, also positive und negative Ladungsträger. Auf einen PN-Übergang fallendes Licht trennt die Ladungsträger voneinander: Die Elektronen wandern in das N-Gebiet, die Löcher in das P-Gebiet. Dadurch entsteht eine elektrische Potenzialdifferenz, die annähernd logarithmisch mit der Bestrahlungsstärke bis zum Sättigungswert von etwa 0,6 V ansteigt. Die Spannung ist unabhängig von der Diodenfläche. Schließt man die Diode kurz, dann fließt ein Strom, der proportional zur Bestrahlungsstärke und zur bestrahlten Fläche ist. Dieser Effekt lässt sich einerseits zur Messung von Lichtintensitäten nutzen, andererseits zur Erzeugung elektrischer Energie. Im ersten Fall spricht man von einem Fotoelement, im zweiten von einer Solarzelle. Physikalisch gesehen ist beides gleich, nur die praktische Ausführung ist auf den jeweiligen Verwendungszweck hin optimiert.

Wird an die Diode eine Vorspannung in Sperrrichtung gelegt, fließt bei Dunkelheit kein Strom (nur ein minimaler Leckstrom). Fällt Licht in die Sperrschicht, dann ermöglichen die zusätzlich erzeugten Ladungsträger einen zur Beleuchtungsstärke proportionalen Stromfluss – man spricht in diesem Fall von einer Fotodiode. Physikalisch gesehen ist zwischen Fotoelement und Fotodiode kein Unterschied. Es sind immer beide Betriebsweisen möglich. Die beiden Arten der Beschaltung sehen Sie in Bild 2.1. Beim Betrieb mit Vorspannung fließt durch die Diode immer ein geringer Leckstrom, der mit zunehmender Spannung bzw. Temperatur ansteigt. Die Diode wirkt als lichtabhängiger Widerstand, der Sperrstrom ist proportional zum Lichteinfall (Bild 2.1 rechts). Der Leckstrom erzeugt ein Rauschen und setzt eine untere Grenze für die erfassbare Lichtintensität. Mit Vorspannung sind die Anstiegs- und Abfallzeiten kürzer, es lassen sich höhere Frequenzen erfassen.

Beim Betrieb als Fotoelement (Bild 2.1 links) wirkt die Diode als lichtproportionale Stromquelle; es gibt keinen Leckstrom, daher ist das Rauschen niedriger, die Empfindlichkeit größer. In der Betriebsweise als Fotoelement ist die Reaktion jedoch vergleichsweise träge.

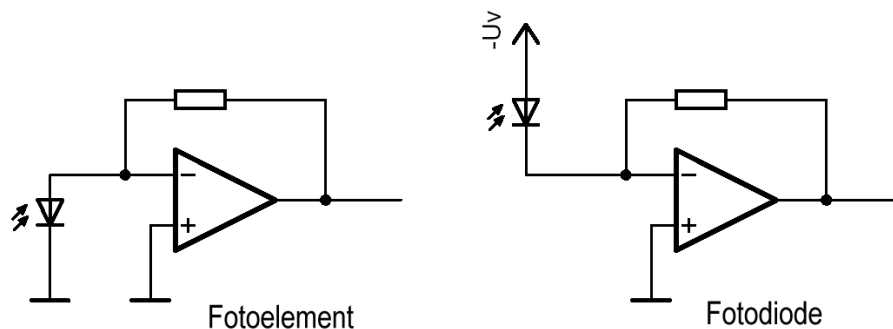


Bild 2.1: Betriebsarten der Fotodiode

Die spektrale Empfindlichkeit von Silizium-Dioden reicht von etwa 400 bis 1100 nm. Bei größeren Wellenlängen genügt die Quantenenergie des Lichtes nicht mehr, um Ladungsträger freizusetzen. Zu den kurzen Wellenlängen hin wird die Eindringtiefe immer kleiner; im UV-Bereich bleibt die Strahlung schon in der Oberflächenschicht stecken und erreicht nur noch zum geringen Teil die Sperrschicht. Speziell gebaute Si-Fotodioden mit erhöhter Blauempfindlichkeit reichen bis etwa 300 nm herunter. Für die Messung von Infrarotstrahlen mit Wellenlängen oberhalb von 1100 nm werden Germanium-Fotodioden sowie Ausführungen aus Indium-Verbindungen verwendet.

2.1.2 PIN-Dioden

Um bei Fotodioden eine möglichst hohe Empfindlichkeit zu erhalten, legt man die Sperrschicht so dicht wie möglich unter die Oberfläche. Der Chip besteht aus N-Silizium, in den auf der Oberseite eine dünne Schicht P-Silizium eindiffundiert wird. Die Eindringtiefe von elektromagnetischen Wellen in Halbleiterkristalle nimmt zu den kürzeren Wellenlängen hin stark ab. Die Sperrschicht ist jedoch so dünn, dass der größte Teil der Lichtenergie erst tiefer im Kristall Ladungsträger erzeugt, die nicht genutzt werden können. Um die Empfindlichkeit zu erhöhen, legt man deshalb bei vielen Fotodioden zwischen P-Schicht und N-Schicht noch eine I-Schicht (von „intrinsic“ – selbstleitend) aus hochreinem Silizium. Diese so genannten PIN-Dioden (Positive Intrinsic Negative Diode) sind wesentlich empfindlicher als normale PN-Dioden, und wegen ihrer kleineren Sperrschichtkapazität eignen sie sich auch für sehr viel höhere Signalfrequenzen. Da die P- und N-Schicht nicht in direktem Kontakt sind, kommt es bei Anlegen einer Sperrspannung zur Ausbildung einer größeren Raumladungszone als bei der klassischen PN-Diode. Da die I-Schicht nur wenige freie Ladungsträger enthält, ist sie hochohmig.

2.1.3 Fototransistoren

Nicht nur bei Dioden leiten in Sperrrichtung vorgespannte PN-Übergänge bei Lichteinfall Strom; dies funktioniert auch bei Transistoren. Wenn Sie beispielsweise das Metallgehäuse eines BC109 vorsichtig aufsägen, erhalten Sie einen Fototransistor (der allerdings bald oxidiert). Das Licht muss lediglich auf die Kollektor-Basis-Sperrschicht fallen. Die Empfindlichkeit eines Fototransistors ist um den

Stromverstärkungsfaktor höher als die einer entsprechenden Fotodiode. Die Grenzfrequenz liegt allerdings bedeutend niedriger (Umladevorgänge der Miller-Kapazität zwischen Kollektor und Basis). Eine Möglichkeit, die Grenzfrequenz zu erhöhen, besteht darin, einen geeigneten Widerstand zwischen Basis und Emitter zu schalten (sofern die Basis zugänglich ist). Allerdings vermindert diese Maßnahme wiederum die Empfindlichkeit.

Der Foto-FET ist ein Sperrschicht-FET, bei dem die optische Einstrahlung auf den Bereich der Gate-Elektrode konzentriert wird. Die freigesetzten Ladungsträger bewirken so eine von der Beleuchtungsstärke abhängige Gate-Source-Spannung und damit des Drainstromes, was am Lastwiderstand als Spannungsänderung gemessen werden kann. Bei Foto-Thyristoren erfolgt die Triggerung (Zündung) durch einen Lichtimpuls kurzer Dauer (wenige μs).

2.1.4 Fotowiderstände

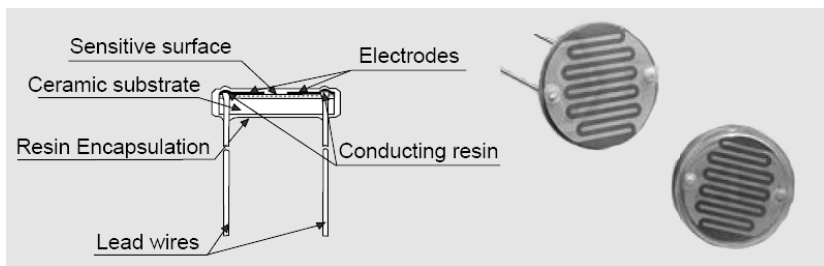


Bild 2.2: Aufbau und Ansicht typischer Fotowiderstände

Fotowiderstände (engl. „light dependant resistor“, LDR) sind lichtempfindliche Halbleiter aus Cadmiumsulfid (CdS), die keine Sperrschicht enthalten. Bei Dunkelheit ist die Zahl der freien Ladungsträger sehr gering, so dass sich ein sehr hoher Widerstand ergibt. Licht setzt Ladungsträger frei, die einen Stromfluss ermöglichen. Der Strom ist proportional zur Spannung, das Bauelement verhält sich wie ein ohmscher Widerstand. Es ist daher auch ein Betrieb mit Wechselspannung möglich. Typische Werte des Dunkelwiderstands liegen im $\text{M}\Omega$ -Bereich, des Hell-Widerstands bei einigen 100 bis 1000 Ω (Bild 2.2). Durch Wahl anderer Materialien (z. B. CdSe) kann die Spektrale Empfindlichkeit verändert werden, so hat ein CdS -Fotowiderstand seine höchste Empfindlichkeit bei ca. 540 nm, ein CdSe -Fotowiderstand dagegen bei ca. 720 nm.

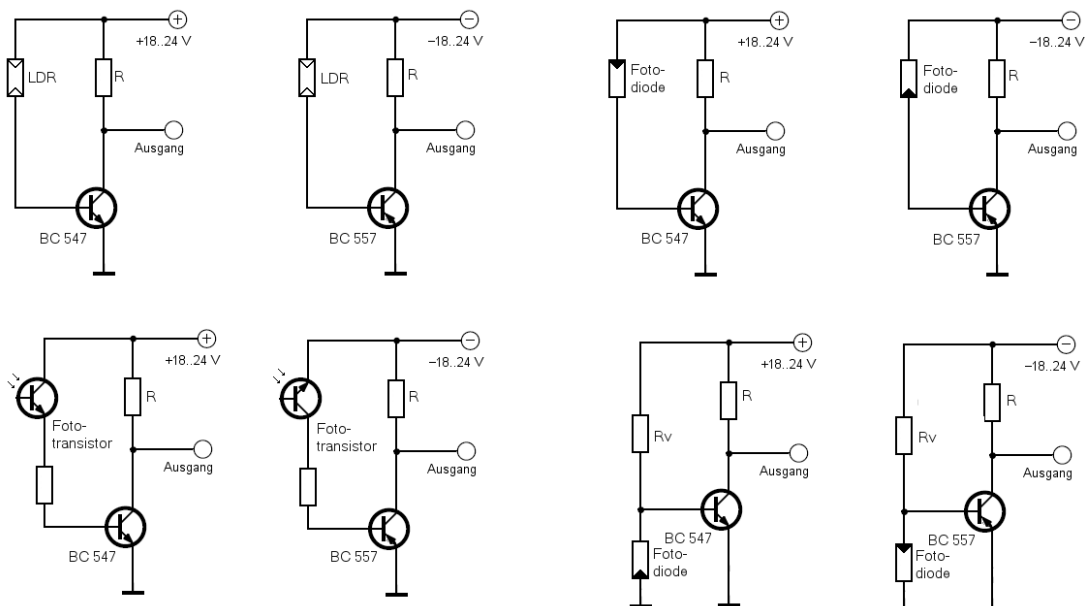


Bild 2.3: Beschaltung verschiedener Fotohalbleiter

Der Fotowiderstand hat gegenüber Fotodiode und Fototransistor an Bedeutung verloren, was in seiner Trägheit begründet ist. Die Grenzfrequenz liegt bei nur einigen Hz. Noch stärker stört die Tatsache, dass die elektrischen Eigenschaften zeitlich nicht konstant sind, sondern in gewissem Maße von

der Vorgeschichte bezüglich vorangegangener Beleuchtung und elektrischer Belastung abhängen. Nach langer Lagerung in Dunkelheit ist der anfängliche Hellstrom überhöht, erst nach einigen Stunden stellt er sich auf seinen endgültigen Wert ein. Bei Änderungen der Beleuchtungsstärke tritt ebenfalls ein Überspringen auf. Derartige Effekte machen den Fotowiderstand als Sensor für Präzisionsmessungen schlecht geeignet; er eignet sich aber z. B. gut für Dämmerungsschalter oder elektronisches Spielzeug.

Die von den Fotohalbleitern abgegebene elektrische Signal muss in der Regel noch verstärkt werden. Für die Beschaltung des Fotohalbleiters mit der ersten Schalt- oder Verstärkerstufe bieten sich mehrere Möglichkeiten an, wie sie in Bild 2.3 gezeigt werden. Für den Hell-Dunkel-Betrieb bieten sich alle oben aufgeführten Halbleiter an. Die Dimensionierung des Arbeitswiderstandes R hängt vom gewählten Fotohalbleiter und der Beleuchtungsstärke ab. Bei niedriger Beleuchtungsstärke kann der Widerstand zwischen Fototransistor und Schaltstufe entfallen. Die Beschaltung der Fotodioden mit Vorwiderstand (im Bild rechts unten) ist für Exemplare mit kleiner Sperrspannung geeignet. Der Wert von $R_v = \beta \cdot R$.

2.2 Lichtschranken

Im Wesentlichen enthalten sie zwei Grundelemente: einen Sender und einen Detektor. Als Sender nutzt man LEDs, da diese kleiner als andere Lichtquellen sind und länger leben. Bei den Empfängern handelt es sich normalerweise um Fototransistoren. Optoelektronische Sensoren lassen sich grob in drei Kategorien einteilen:

- Lichtschranken für große Reichweite mit getrenntem Sender und Empfänger. In diese Rubrik fallen auch die zur Alarmierung verwendeten Lichtschranken, die man in vielen schlechten Krimis zu sehen bekommt, aber ebenso solche, die den Bediener von Maschinen schützen und meist sogar als „Lichtvorhänge“ ausgebildet sind.
- Gabel-Lichtschranken oder Einweg-Lichtschranken, bei denen ein Schlitz den optischen Sender und den Empfänger voneinander trennt. Die Breite des Schlitzes reicht je nach Anwendungsbe-
reich von 1 mm bis ca. 20 mm. Ein Objekt im Schlitz unterbricht die optische Kopplung und erzeugt eine Änderung des Ausgangssignals (Bild 2.4 links).
- Reflexions-Lichtschranken (-Lichttaster), die so aufgebaut sind, dass die optischen Achsen vom LED und Detektor nach außen ausgerichtet sind (Bild 2.4 rechts). Dadurch wird das Licht an einem Objekt, das sich in einem Abstand von etwa 1 mm bis 15 mm befindet, reflektiert, wodurch dann der Ausgang getriggert wird. Allerdings ist die Erkennung von Objekten mittels Reflexions-Lichttastern von der Farbe und der Oberflächenstruktur des Objektes abhängig. Glatte Objekte (z. B. weißes Papier) lassen sich einfacher erkennen als Objekte mit rauer, schwarzer Oberfläche.

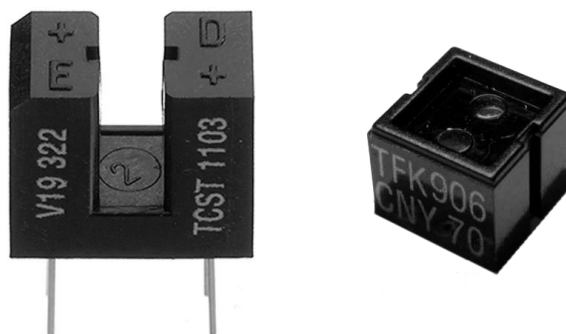


Bild 2.4: Gabel- und Reflexions-Lichtschranke

2.2.1 Exkurs: Timerbaustein NE555

Der NE555 ist eine monolithisch integrierte Zeitgeberschaltung, die sich aufgrund ihrer Eigenschaften als Oszillator und für Zeitverzögerungen verwenden lässt. Es gibt ihn schon über 30 Jahre und er ist so universell einsetzbar, dass er als einer der wichtigsten ICs gilt. Der NE 556 enthält zwei Timer

in einem IC-Baustein und der NE555 vier Timer. Alternativ zur bipolaren Version existieren CMOS-Varianten, die sich einsetzen lassen, wenn nur geringe Ausgangsströme gefordert werden. Die bipolare Version zieht nämlich beim Umschalten des Ausgangsverstärkers einen hohen Impulsstrom, was einen Blockkondensator mit relativ großer Kapazität voraussetzt. Bild 2.5 zeigt die Innenschaltung des NE555 als Blockschaltbild.

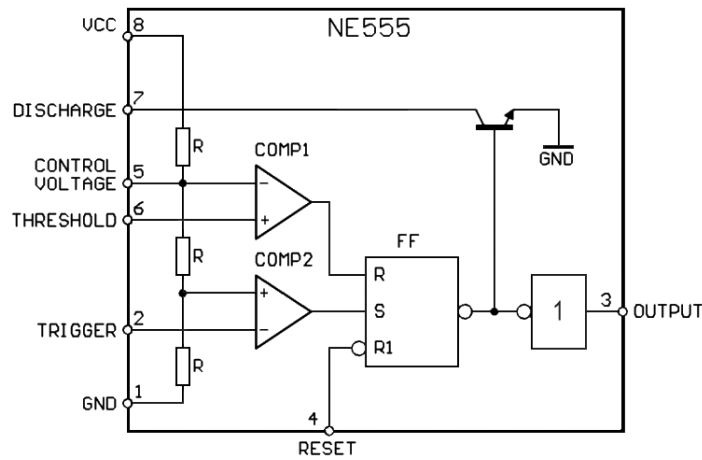


Bild 2.5: Blockschaltung des NE555

Zwischen der Versorgungsspannung und dem Masseanschluss befindet sich ein Spannungsteiler aus drei identischen Widerständen, der die beiden Referenzspannungen $1/3V_{cc}$ und $2/3V_{cc}$ liefert. Letztere ist am Anschluss-Pin „Control Voltage“ verfügbar, der in Standardanwendungen über einen Kondensator von 100 nF mit Masse verbunden wird. Zwei Komparatoren sind jeweils mit einer der beiden Referenzspannungen verbunden, während deren andere Eingänge direkt auf die Anschlüsse „Trigger“ und „Threshold“ geführt sind. Ein Flipflop speichert den Zustand des Timers. Es wird über die beiden Komparatoren angesteuert. Über den Reset-Anschluss kann das Flipflop jederzeit zurückgesetzt werden. Der Flipflop-Ausgang steuert einerseits den Open-Collector-Ausgang „Discharge“, andererseits über einen Gegentakt-Treiber den Standard-Ausgang an. Der Anschluss „Output“ darf mit maximal 200mA belastet werden.

Damit kann der Baustein nicht nur als Monoflop oder astabiler Taktgenerator verwendet werden, sondern er ersetzt durch geeignete Beschaltung auch einen triggerbaren Schaltverstärker. Bild 2.6 zeigt die beiden Standard-Grundsaltungen des NE555.

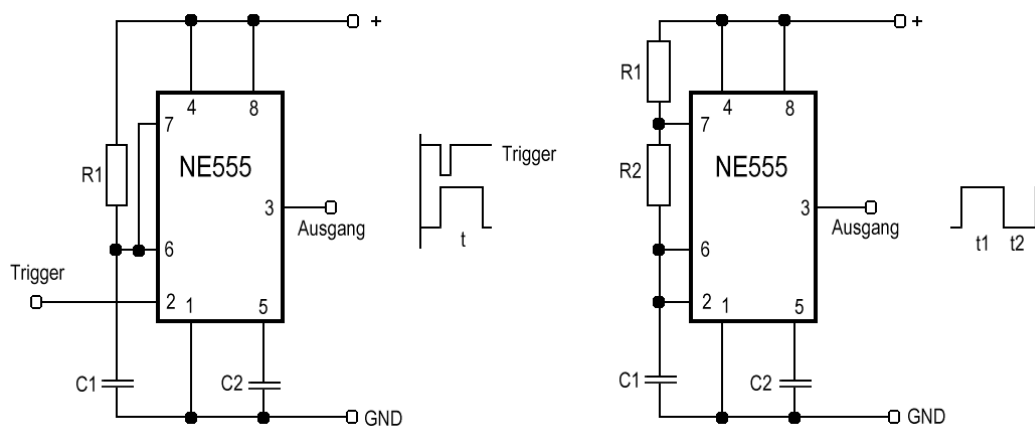


Bild 2.6: Grundsaltungen des NE555

Links im Bild arbeitet der NE555 als Monoflop. Die Impulsdauer am Ausgang des Timers ist gegeben durch

$$t = 1,1 * R1 * C1 \quad (2.1)$$

Der Pegel der Trigger-Impulse muss unter die Triggerspannung des NE555 fallen ($< 1/3V_{cc}$). Deren Dauer muss kleiner als die metastabile Zeit t sein. Letzteres kann durch ein RC-Differenzglied

am Eingang erreicht werden. Der Ausgang des NE555 ist, wie erwähnt, mit einer Gegentaktstufe ausgestattet, deshalb kann der Lastwiderstand entweder V_{cc} nach Masse geschaltet werden (oder beides).

Wenn Sie Pin 2 mit Pin 6 verbinden, erhalten Sie einen astabilen Multivibrator bzw. Rechteckgenerator (Selbst-Triggerung). Die Einschaltzeit des Ausgangs (Zeitdauer der Aufladung von C1) beträgt

$$t_1 = 0,69 * (R_1 + R_2) * C_1 \quad (2.2)$$

Seine Pausendauer (Zeitdauer der Entladung von C1 über Pin 7) beträgt

$$t_2 = 0,69 * R_2 * C_1 \quad (2.3)$$

In dieser Grundsaltung ist also t_1 immer größer als t_2 . Die Frequenz des AMV beträgt dann $f = 1/(t_1 + t_2)$. Will man das Tastverhältnis beliebig einstellen, überbrückt man R_2 mit einer Diode (Kathode an C1, Anode an R_1). Dann geht R_2 nicht mehr in die Aufladezeit ein.

Betrachtet man den NE555 als Trigger, dann wird das Flipflop immer gesetzt, wenn die Spannung an Pin 6 den Wert von $2/3V_{cc}$ übersteigt, und zurückgesetzt, wenn die Spannung an Pin 2 unter $1/3V_{cc}$ sinkt. Man erhält also durch Verbinden der Pins 2 und 6 einen Schmitt-Trigger-Eingang. In den folgenden Schaltungen wird der NE555 in allen drei Varianten auftreten.

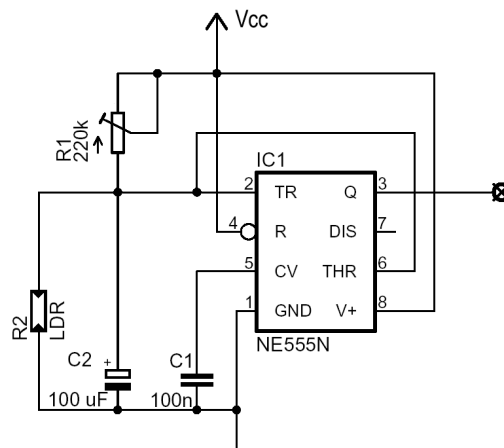


Bild 2.7: Dämmerungsschalter mit LDR und NE555

Zur Einstimmung auf das Kommende soll hier gleich eine NE555-Anwendung vorgestellt werden, ein Dämmerungsschalter (der übrigens auch mit Relais am Ausgang ohne Computer verwendbar ist). Der Widerstand des LDR in Bild 2.7 nimmt bei Dunkelheit zu, so dass die Spannung am Trigger-Eingang $2/3$ der Betriebsspannung erreicht und der NE555 schaltet. Der Elko C2 verhindert das Schalten bei kurzen Helligkeitsänderungen.

2.2.2 Lichtschranken mit Gleichlicht

Beginnen wir mit einer konventionellen Transistorschaltung. Der Baustein in Bild 2.8 kann in Verbindung mit einer LED für Gabellichtschranken oder, wenn gut gebündeltes Glühlampenlicht verwendet wird, für weitreichende Lichtschranken benutzt werden. Als Lichtdetektor ist ein Silizium-Fototransistor BPX43 vorgesehen, der eine kleine Sammellinse besitzt, wodurch einerseits die Empfindlichkeit erhöht und andererseits der Einfluss von Streulicht geschwächt wird. Es ist daher in vielen Fällen möglich, den Fototransistor ohne weitere optische Vorrichtungen (Sammellinsen) im freien Raum zu betreiben, ohne dass das Raumlicht einen Einfluss auf die Zuverlässigkeit hat. Für alle Anwendungsfälle, bei denen aus irgendwelchen Gründen ein optisches System benutzt werden muss, gibt es den gleichen Fototransistor auch ohne Sammellinse (BPX38). Prinzipiell ließe sich auch eine Fotodiode anstelle des Fototransistors einsetzen.

Im unbeleuchteten Fototransistor fließt praktisch kein Strom. Die Spannung am Kollektor hat daher die Höhe der Versorgungsspannung. Da in diesem Zustand zwischen der Basis und dem Emitter des Transistors T1 kein Spannungsunterschied ist, bleibt dieser Transistor gesperrt. Auch in dem Transistor T2 fließt kein Strom, und das Relais ist abgefallen. Wird nun der Fototransistor beleuchtet, so

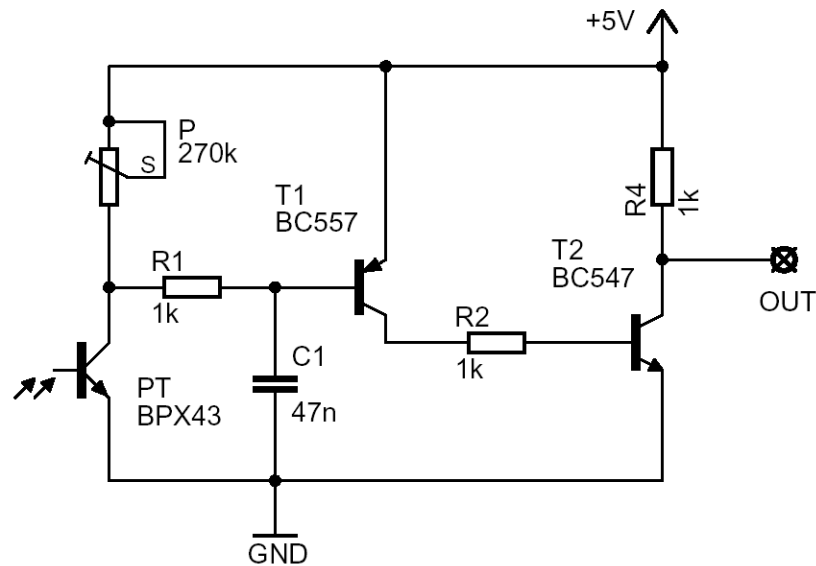


Bild 2.8: Lichtschranke mit Transistoren

fließt in ihm ein Kollektorstrom von einigen μA , und die Spannung am Kollektor sinkt etwas ab. Der Transistor T1 beginnt zu leiten, der Kollektorstrom von T1 steuert den Transistor T2, und der Ausgang geht auf 0-Pegel. Bei welcher Beleuchtungsstärke geschaltet werden soll, lässt sich am Regler P genau einstellen. Der Kondensator C1 verhindert hochfrequente Eigenschwingungen der Schaltung. Anstelle der diskreten Transistorschaltung könnten Sie auch einen Komparator (mit einem Operationsverstärker) einsetzen. Statt den Komparator diskret aufzubauen, soll nun der oben behandelte Timer NE555 zum Einsatz kommen, der in der nun folgenden Schaltung eine Zusatzaufgabe erhält.

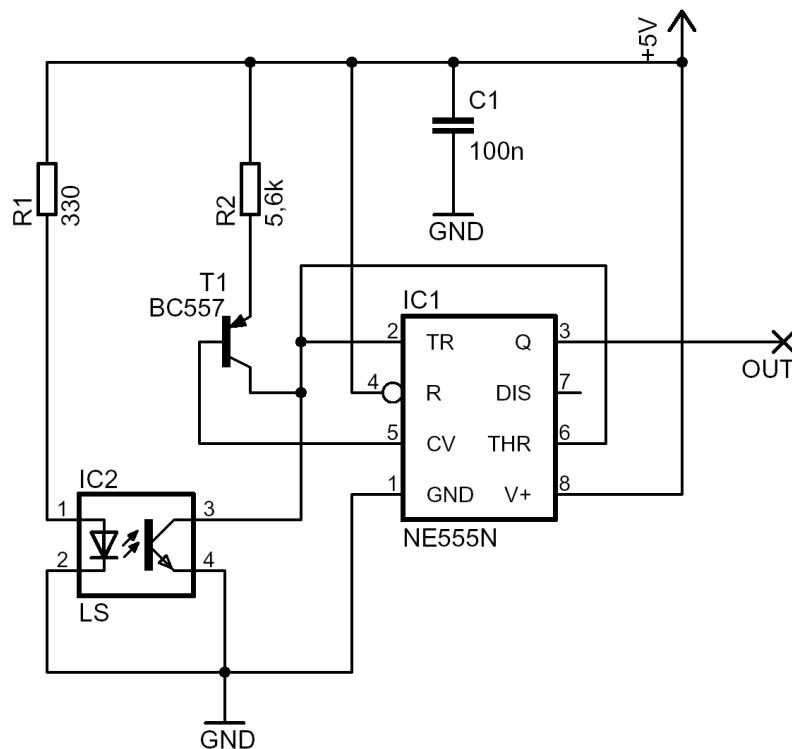


Bild 2.9: Lichtschranke mit NE555

Bei der Dimensionierung der Vorwiderstände von Fototransistoren in Lichtschrankenschaltungen sucht man immer wieder einen Kompromiss zwischen Alterung der Bauteile (sowie damit verbundene Änderung der Eigenschaften) und hoher Störfestigkeit und Toleranz gegen Bauteilestreuungen

zu finden. Dieses Problem lässt sich umgehen, wenn man den Vorwiderstand durch eine Stromquelle ersetzt. Die folgende Schaltung (Bild 2.9) zeichnet sich durch einen geringen Schaltungsaufwand und eine hohe Störsicherheit aus. Sie besteht nur aus dem Transistor T1 als Stromquelle (mit R2), einem Timer-IC 555 und der Lichtschranke IC2. Der Timer wird gleichzeitig als Schwellwertschalter und Teil der Stromquelle verwendet. Er besitzt einen TTL-kompatiblen Ausgang und kann so beispielsweise direkt an den PC geschaltet werden. Der Widerstand R1 richtet sich nach dem zulässigen Strom durch die LED in der Gabel- oder Reflexions-Lichtschranke. Der Widerstand R2 wird wie folgt dimensioniert:

$$R2 = \frac{U_B/3 - 0,6}{(I_h + I_d)/2} \quad (2.4)$$

In dieser Formel sind I_h der Hell-Strom (Lichtschranke nicht unterbrochen), I_d der Dunkel-Strom (Lichtschranke unterbrochen) und U_B die Versorgungsspannung (5 V). Die angegebene Dimensionierung wurde für eine bestimmte Gabellichtschranke vorgenommen. Bei anderen Lichtschranken ist es ggf. notwendig, den Kollektorwiderstand an den benötigten Strom durch den Fototransistor anzupassen.

Zur Erhöhung der Reichweite bietet sich neben der Verwendung einer Optik der Einsatz einer Laser-Diode an – da reicht dann die Lichtschranke einmal ums ganze Haus. War früher deren Ansteuerung nicht ganz unkritisch, weil die Diode bei zu hohem Strom sofort das Zeitliche segnete, gibt es sie heutzutage mit angebauter Ansteuerung. Diese besteht aus einer PIN-Diode zum Messen der abgestrahlten Laserenergie und einer Regelektronik für den Strom durch die Laser-Diode. Bild 2.10 zeigt so ein knapp 2 cm langes Modul.

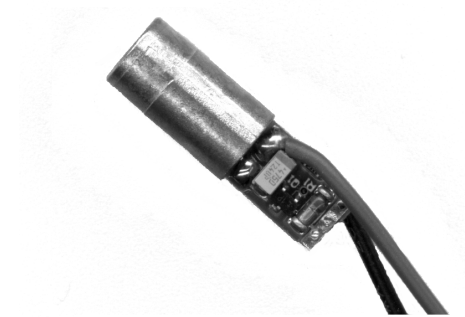
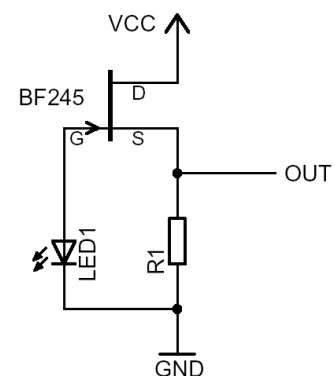


Bild 2.10: Laserdiode und Ansteuerung bilden ein Lasermodul.

Auch wenn solche Lasermodule (die Sie übrigens in fast jedem Laserpointer finden) nur eine sehr geringe optische Leistung abstrahlen (weniger als 0,5 mW), sollten Sie doch vorsichtig damit sein und dafür sorgen, dass niemand direkt in den Lichtpunkt des Lasers schauen kann.

Übrigens ist es nicht immer nötig, beim Aufbau von Lichtschranken spezielle Fototransistoren zu verwenden. Es klappt auch mit einer gewöhnlichen LED, wie nebenstehendes Bild zeigt. Je nach Stärke des Kunst- oder Sonnenlichts kann an der Anode der LED eine Spannung abgegriffen werden, die proportional zum einfallenden Licht ist. Da die Photo-Spannung möglichst wenig belastet werden sollte, wird sie am besten durch einen J-FET gepuffert. Der gewählte Typ ist unkritisch, ähnliche Transistoren sollten genauso gut funktionieren.



2.2.3 Lichtschranken mit Wechsellicht

Gleichlichtschranken haben einen gravierenden Nachteil: sie sind nicht sicher gegen Fremdlicht. Bei zu heller Umgebung oder wenn Lampen auf den Fotosensor leuchten, werden sie „blind“. So kann

es vorkommen, dass bei einem zufriedenstellend laufenden System bei Änderung in der Beleuchtung der Umgebung plötzlich Macken auftreten. Abhilfe schafft da nur eine Lichtschranke, die mit Wechsellicht betrieben wird.

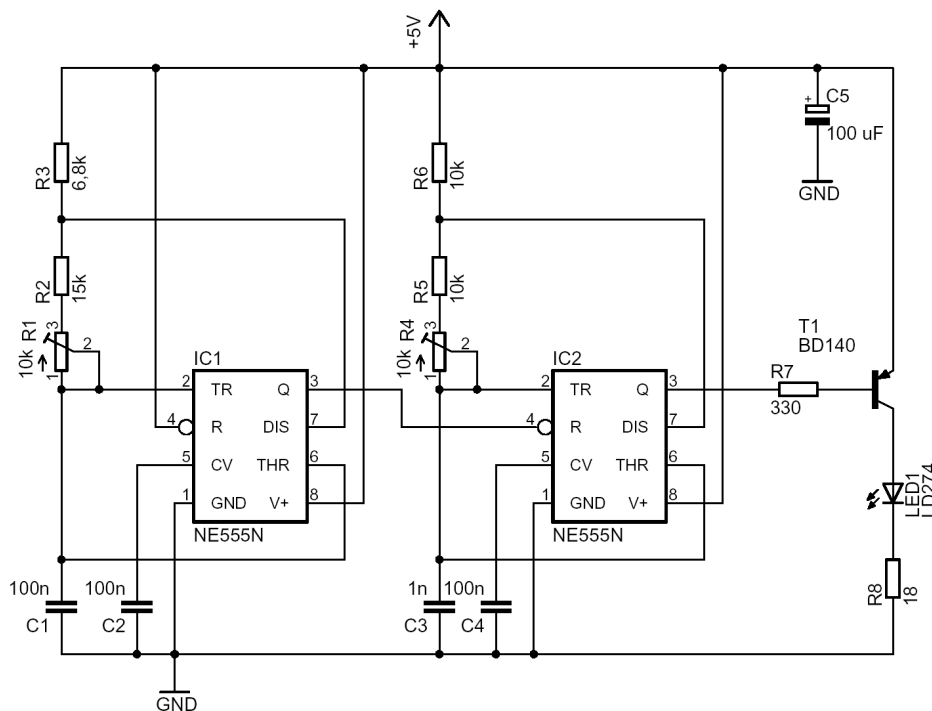


Bild 2.11: Wechsellichtschranken-Sender mit NE555

Glücklicherweise bleibt uns heutzutage vieles erspart, was früher die Entwickler von IR-Fernsteuerungen plagte. Zur Übertragung der einzelnen Befehle einer Fernbedienung wird eine Trägerfrequenz von 30 bis 40 kHz mit der Steuerinformation moduliert. Im Empfängersystem erfolgt dann die Demodulation. Das bedeutet schaltungstechnisch Filter, Verstärker, Demodulator usw. Eine insgesamt recht anspruchsvolle Aufgabe, die wir zum Glück der Industrie überlassen. Es kommen nämlich integrierte Empfangsmodule zum Einsatz. Diese modernen Schaltkreise sind weit entfernt vom simplen Phototransistor, sie enthalten vielmehr eine Fotodiode mit integriertem Verstärker, der nicht nur durch entsprechende Filter an die verschiedenen Trägerfrequenzen angepasst ist, sondern auch seine Verstärkung abhängig von der einfallenden Signalamplitude automatisch regelt. Bild 2.12 zeigt eine Blockschaltung.

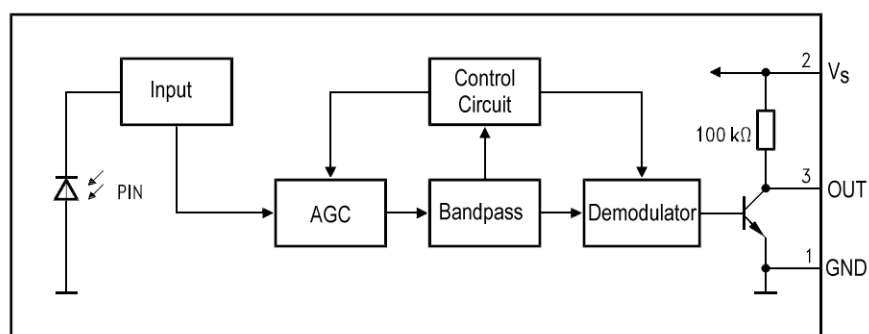


Bild 2.12: Blockschaltung des SFH506 (nach Siemens-Unterlagen)

Die Module bieten hohe Störsicherheit, benötigen nur 5 Volt Versorgungsspannung und haben ein TTL-kompatibles Ausgangssignal. Sie sind für die üblichen Frequenzen von 30, 33, 36, 38, 40 und 56 kHz erhältlich. Das erste dieser Module, das auf den Markt kam, war das SFH506 von Siemens. Es gibt diese Module inzwischen von verschiedenen Herstellern, wobei die Unterschiede nicht allzu groß sind. Man muss lediglich auf die Pinbelegung und auf die Basis-Trägerfrequenz achten. Bild 2.13 zeigt unterschiedliche Bauformen.

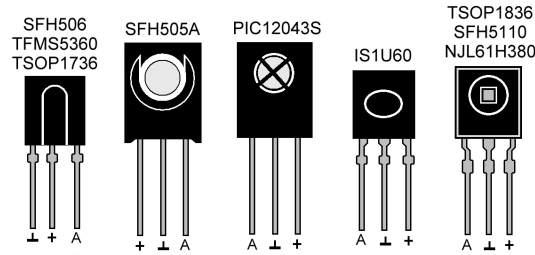


Bild 2.13: Verschiedene Infrarot-Empfänger-Module

Beim Empfänger bewegen wir uns also auf sicherem, d. h. digitalem Niveau. Es genügt ein CMOS-Treiber oder ein Transistor zur Signalanpassung. Das Empfängermodul wird über einen Widerstand und einen Elektrolytkondensator stromversorgungsmäßig vom Rest der Schaltung entkoppelt.

Es muss eigentlich nur beim Sender eine Trägerfrequenz zwischen 30 und 40 kHz erzeugt werden, die auf irgendeine Art und Weise moduliert wird. Dank der Selektivität ist eine Abschirmung des IR-Empfängers gegen Fremdlicht nur bei größeren Abständen erforderlich. Diese Störuneempfindlichkeit wird durch ein 30-kHz-Sendersignal erzielt, das zusätzlich mit 300 Hz getastet wird. Entsprechend enthält der Sender zwei Oszillatoren, die beide aus je einem NE555 bestehen, in der Schaltung stromsparende CMOS-TLC555/7555. Alternativ kann man auch einen einzigen TLC556/7556 verwenden, der zwei CMOS-555 in einem Gehäuse enthält.

IC1 ist der 300-Hz-Oszillator, der den 30-kHz-Oszillator IC2 mit 300 Hz moduliert. Über den Transistor T1 wird dann die IR-LED LD247 mit einem relativ hohen Spitzenstrom gepulst. Braucht man keine große Reichweite, kann man für R5 einen größeren Wert wählen, um den Stromverbrauch zu verringern. Die Senderfrequenz lässt sich mit dem Trimpoti P auf 30 kHz einstellen. Ohne Messmöglichkeit gleicht man P einfach auf maximale Reichweite ab.

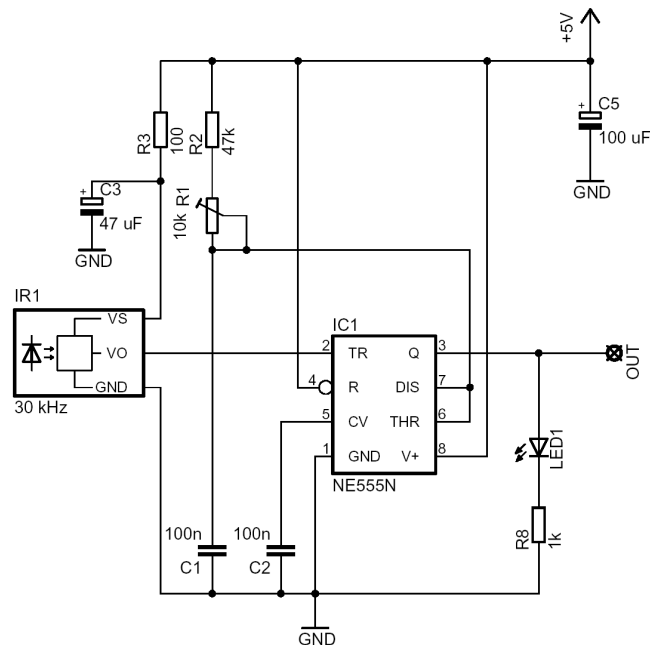


Bild 2.14: Wechsellichtschranken-Empfänger mit NE555

Der Empfänger ist fast noch einfacher als der Sender und verwendet ebenfalls einen CMOS-555. Für die Empfindlichkeit und Selektivität sorgt der integrierte IR-Empfänger IC1, den wir ja schon kennen. Das Signal am Ausgang des Empfängers wird direkt auf den Triggereingang des als Monoflop geschalteten 555 geleitet. Solange der Sender empfangen wird, wird der Trigger-Eingang des Timer-ICs im 300-Hz-Takt betätigt, und der Ausgang des Timer-ICs bleibt auf 1. Bei Unterbrechung der Lichtschranke fällt der Ausgang nach Ablauf der metastabilen Zeit auf 0.

Hinweis

Achten Sie bei der Beschaffung des IR-Detektors unbedingt auf den Typ. Es gibt die IR-Empfänger nämlich für verschiedene Frequenzen zwischen 30 und 40 kHz. In der Schaltung wird ein 30-kHz-Typ verwendet – nicht zuletzt, weil die Standard-Fernbedienungen mit 36 oder 38 kHz arbeiten.

Eine Digitalkamera eignet sich übrigens ideal zum Detektieren der Strahlung von Infrarot-LED. Wegen des erweiterten Frequenzbereichs erscheint die LED auf dem Display der Kamera als hell leuchtender Fleck.

Das Sortiment an IR-Empfängern hat Vishay 2016 mit den Serien TSOP33xxx und TSOP53xxx weiter ausgebaut. Die Gehäuse sind mit einer hervorstehenden Linse versehen, so dass die Empfindlichkeit in alle Raumrichtungen größer als bei den früheren Modellen ausfällt. Die neuen IR-Empfänger sind aufgebaut wie ihre Vorgänger: Sie enthalten eine Fotodiode, eine automatische Verstärkungsregelung (AGC), einen Bandfilter gegen Störungen und einen Demodulator. Der Bereich der zulässigen Versorgungsspannung beträgt 2.2 V bis 5.5 V. Die IR-Empfänger sind in vier verschiedenen AGC-Versionen für kurze und lange IR-Impulse lieferbar. Die Typen TSOP331xx, TSOP332xx, TSOP531xx und TSOP532xx sind rückwärtskompatibel zu allen bisherigen Formaten von Fernbedienungen. Die Versionen TSOP333xx, TSOP334xx, TSOP533xx und TSOP534xx hingegen sind für die kontinuierliche Übertragung von Daten oder für Lichtschranken optimiert, wobei Störimpulse von Energiesparlampen oder anderen Geräten unterdrückt werden.

Vielfach werden in der Elektronik inkrementale Winkelcodierer zur Winkelmessung, Drehzahlregelung und zur drehrichtungsabhängigen Impulserzeugung verwendet. Ein häufig verwendetes Prinzip ist die optische Abtastung zweier um 90° phasenverschobener Abtastspuren auf einer Codescheibe. Das Abtastergebnis besteht aus zwei um 90° versetzten Rechteckwechselspannungen (A und B). Im Prinzip ist auch die Erkennung der Durchgangsrichtung durch zwei im Abstand angeordneter Lichtschranken so aufgebaut.

Die in Bild 2.15 links dargestellte Logik ermöglicht es, in Abhängigkeit von der Drehrichtung Zählimpulse zu erzeugen, die bei der Drehung der Codescheibe im Uhrzeigersinn Impulse am Ausgang *UP* liefert, während der Ausgang *DOWN* auf Nullpegel bleibt. Dieses Verhalten wird durch die kreuzweise Verknüpfung der Reset-Eingänge der beiden Flipflops IC1 und IC2 erreicht. Die beiden Flipflops übernehmen mit der ansteigenden Taktflanke die Information. Die ansteigende Taktflanke für das IC1 entsteht zu dem Zeitpunkt, an dem das Signal am Takteingang des IC2 auf 0 ist. Dieses 0-Signal steht zeitgleich am Reset-Eingang von IC1 und bewirkt den Synchronbetrieb. Die Information an den JK-Eingängen von IC1 erscheint am Ausgang *UP*. Wird die Drehrichtung umgekehrt, so werden aus den ansteigenden Impulsflanken des abgetasteten Signals im Gegensatz zur vorigen Drehrichtung abfallende Impulsflanken und umgekehrt. In diesem Fall erscheinen nur am Ausgang *DOWN*-Impulse. Das Impulsdiagramm darunter zeigt die Zusammenhänge zwischen den beiden Abtastspuren und den Ausgangssignalen *UP* und *DOWN* durch die Verknüpfung der Takteingänge mit den Reset-Eingängen deutlich. Diese einfache Schaltung funktioniert in vielen Anwendungsfällen einwandfrei. Es kann jedoch beim Wechsel von Rechts- auf Linksdrehung – je nach Toleranzen der Lichtschranken oder Codescheibe – zu „Flattereffekten“ und damit zu fehlerhaften Takten kommen. So könnte sich über längere Zeit eine Verschiebung des Nullpunktes ergeben, sofern nicht durch andere Maßnahmen sichergestellt wird, dass regelmäßig auf den Nullpunkt kalibriert wird.

Um den geschilderten Effekt zu verhindern, müssen die Lichtschranken taktgesteuert abgetastet werden, wie die rechte Schaltung in Bild 2.15 zeigt. Hier ist sichergestellt, dass immer die gleiche Anzahl *UP*- und *DOWN*-Impulse erzeugt wird, wenn die Messscheibe um einen bestimmten Winkel gedreht wird und dann in die Ausgangslage zurückkehrt. Auch muss die Phasenlage zwischen den Eingängen nicht genau 90° betragen. Die Taktfrequenz muss auf jeden Fall höher als die maximale Frequenz der Eingangssignale sein. Sie ist damit u. a. abhängig von der Segmentzahl des Gebers und der maximal möglichen Drehzahl.

Optische Sensoren lassen sich bereits an vielen Stellen auch für die digitale Erfassung von Messdaten nutzen. Wie in Bild 2.16 zu sehen ist, sind bereits die wichtigsten Zähler im Haushalt für die digitale Datenerfassung vorbereitet:

- Aktuelle digitale Stromzähler liefern auf Wunsch Infrarot-Impulse über eine LED, die 10 000 mal pro Kilowattstunde aufleuchtet. Übrigens ist mit einem geeigneten Gerät auch der Zählerstand im Dialog auslesbar.
- Der Gaszähler trägt auf der Ziffer „6“ der letzten Stelle eine reflektierende Folie, was man am Reflex im Foto gut erkennen kann.

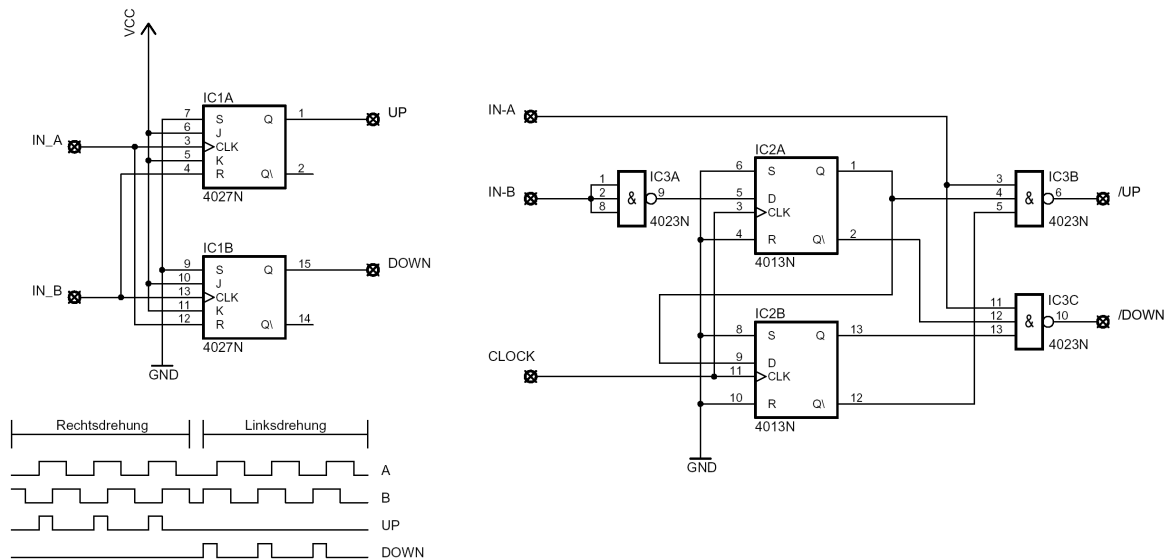


Bild 2.15: Richtungserkennung mit zwei Lichtschranken

- Auch beim Wasserzähler ist das silbrige Rädchen in der Mitte gut reflektierend vor schwarzem Hintergrund angeordnet. Bei geeigneter Beleuchtung (rot) lässt sich auch der Zeiger für die Anzeige der Liter (rechts unten) auswerten.

In der Regel genügt das Aufkleben eines geeigneten Sensors bzw. eine Paares aus Sensor und LED auf den Zähler, um die Daten zu erfassen. Da die Zähler meist sehr dezentral im Keller angeordnet sind, könnte man in diesem Fall überlegen, ob man die Datenerfassung nicht auch dezentral von einem einfachen Mikrocontroller (Atmel Tiny-Serie, PIC von Microchip etc.) erledigen lässt. Die Daten können dann über eine serielle Datenleitung (RS485) in größeren Zeitabständen zum PC gesendet werden.



Elektrozähler

Gaszähler

Wasserzähler

Bild 2.16: Auswertung der Zähler im Haushalt

Eine Variante der Reflexlichtschranke ist die Anwendung von Faseroptiken (z. B. bei schwer erreichbaren Messpunkten). Diese bestehen aus einem Bündel von Lichtleitfasern, das sich aufteilt. Ein Teil verläuft zum Sender, der andere zum Empfänger; das gemeinsame Ende des Bündels wird auf das Objekt gerichtet. Der Messbereich kann durch Auswahl des Faserdurchmessers und Linsen in weiten Bereichen erweitert werden. Durch Ausnutzung der Brechungseigenschaften ist auch ein Füllstandsensor realisierbar. Die speziell gestalteten Ende der Faseroptik (Prisma) ragen in den Flüssigkeitsbehälter. Ohne Flüssigkeitskontakt wird das Licht reflektiert, bei Kontakt mit der Flüssigkeit jedoch ausgekoppelt.

2.3 Optische Abstands-Sensoren

Die oben vorgestellte Wechsellichtschranke kann bei kontrastreichen Objekten auch als Abstandssensor dienen. Dazu werden LED und Fotosensor nebeneinander angeordnet, und durch konstruktive Maßnahmen wird dafür gesorgt, dass kein Licht der LED auf den Sensor fallen kann. Durch ein Objekt vor dieser Anordnung wird das Licht der LED reflektiert, es gelangt so auf den Sensor, und der

Ausgang schaltet um. Seit längerem gibt es zum Teil recht interessante optische Abstandssensoren, die bereits die gesamte Elektronik enthalten.

2.3.1 Abstandssensor IS471F

Als ersten Baustein möchte ich den Infrarotsensor IS471F von Sharp vorstellen. Eine Schaltung mit dem IS471F benötigt nur wenige externe Bauteile und ist wegen der modulierten IR-Strahlung extrem unempfindlich gegen Fremdlichteinfall. Die maximale Reichweite beträgt je nach LED-Strom ca. 10 cm. Für die Grundschaltung werden außer dem IS471F nur eine Infrarot-LED mit Vorwiderstand und ein Stützkondensator benötigt. Die LED leuchtet alle 130 μ s für die Dauer von nur 8 μ s auf, weshalb sie mit wesentlich höheren Strömen als im Normalbetrieb gespeist werden kann. Wie das Blockschaltbild (Bild 2.17) und das Datenblatt zeigen, wird die LED intern mit typisch 1,2 V/50 mA betrieben. Der Baustein funktioniert dann allerdings nur im Nahbereich. Will man die Reichweite erhöhen, ist noch ein externer Schalttransistor vorzusehen.

Die Arbeitsweise des IS471F ist im Datenblatt grob beschrieben. Dort finden Sie auch das in Bild 2.17 wiedergegebene Blockschaltbild. Der Baustein besitzt einen internen Spannungsregler, der alle Komponenten versorgt. Die Eingangsspannung darf zwischen 4,5 und 16 V liegen. Ein Oszillator, der mit ca. 13 kHz schwingt, steuert zum einen über eine Treiberstufe aus Transistoren die Infrarot-LED an. Im Prinzip genauso wie bei der diskret aufgebauten Wechsellichtschranke oben. Zum anderen dient das Oszillator-Signal der Synchronisation des Empfangskreises. Das verstärkte Eingangssignal der Fotodiode gelangt als Wechselspannung in den Synchronisations-Detektor und wird dort mit dem Oszillatorsignal korreliert. Der Demodulator generiert daraus eine Gleichspannung, die den Ausgangstransistor durchschaltet. Ein interner Pull-up-Widerstand sorgt für definierte Verhältnisse am Ausgang. Der Ausgang kann maximal 50 mA liefern, je nach Anwendung ist noch eine Pufferstufe zwischen dem IS471F und der nachfolgenden Logik vorzusehen.

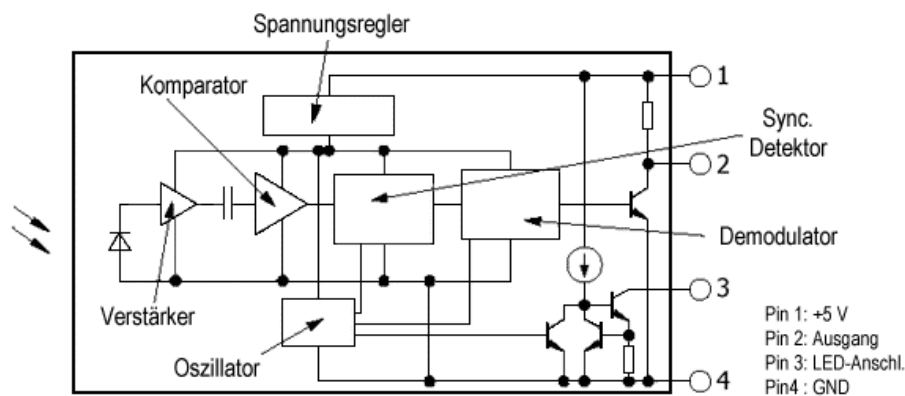


Bild 2.17: Blockschaltung des IS471F

Schaltungstechnisch fordert das IC nur die Kondensatoren C1 bzw. C2. Die Kathode der Infrarot-LED wird direkt an den Pin 4 des ICs angeschlossen, die Anode der LED geht über R1 an die Betriebsspannung. Der maximale Strom für die LED sollte 60 mA nicht überschreiten. Durch Vergrößern von R1 ist die Empfindlichkeit reduzierbar. Sollen mehrere Bausteine nebeneinander betrieben werden, ist es sinnvoll, den LED-Strom einstellbar zu gestalten, um deren Reichweite anzugleichen. Die komplette, wirklich sehr einfache Schaltung ist in Bild 2.18 links zu sehen.

Für eine größere Reichweite muss der Strom durch die LED vergrößert werden. In diesem Fall reicht die Strombelastbarkeit des internen Treibers nicht mehr aus – ein externer Transistor wird zur Unterstützung herangezogen (es muss nicht immer gleich ein BC160 sein). Der LED-Strom wird über den Basisstrom des Transistors festgelegt, der seinerseits durch den Basiswiderstand, bestehend aus R2 und R3, festgelegt wird. Die erweiterte Schaltung sehen Sie in Bild 2.18 rechts. Gegebenenfalls müssen Sie die Widerstandswerte noch anpassen. Mit dieser Beschaltung ist der Baustein auch für Gabellichtschranken geringer Reichweite nutzbar.

Man kann die beiden obigen Schaltungen noch zu einer Lichtschranke mit noch größerer Reichweite bzw. zu einer Infrarotfernstuerung verwenden. Dazu wird die Schaltung zweimal aufgebaut. Als Sender dient die Schaltung rechts in Bild 2.18, wobei der Detektorausgang (Pin 2) unbeschaltet bleibt.

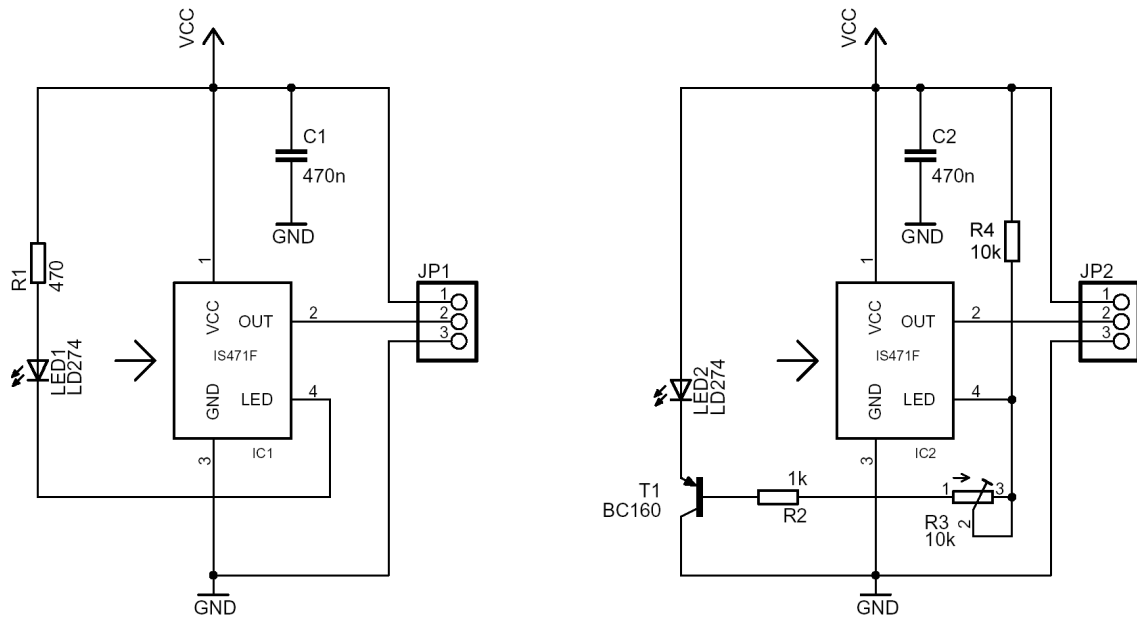


Bild 2.18: Schaltung des IS471F mit und ohne LED-Treiber

Die Leistung des IR-Senders können Sie durch die Wahl der des Vorwiderstandes und gegebenenfalls auch durch einen leistungsstärkeren Transistor festlegen. Wenn Sie für die Infrarot-LED einen Typ mit hoher Strahlleistung und kleinem Öffnungswinkel wählen und diesen dann noch in eine Reflektorfassung mit Linse stecken, können Sie im Zusammenspiel mit dem in Bild 2.18 links gezeigten Empfänger problemlos 3 Meter überbrücken. Bei Einsatz der linken Schaltung als Empfänger wird dort natürlich die LED weggelassen.

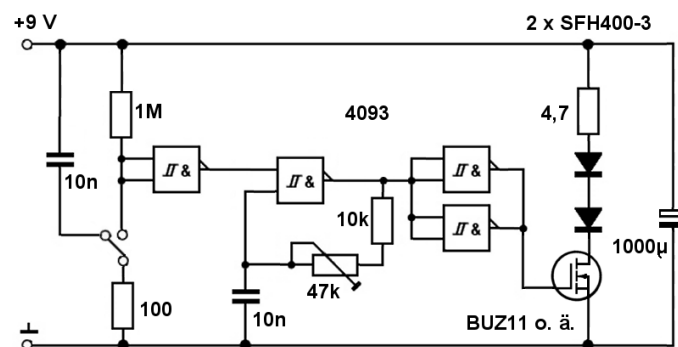


Bild 2.19: Schaltung des Senders für die IS471 Fernsteuerung

Da der Empfänger auch eine Linse benötigt, wird das System richtungsabhängig, was bei der Nutzung als Lichtschranke erwünscht ist. Beim Einsatz als supereinfache Fernsteuerung müssen Sie mit dem Sender relativ genau auf den Empfänger zielen. Dafür ist das Ganze ziemlich unempfindlich gegen Störlicht und gewährleistet dabei eine hohe Steuersicherheit. Es kann vorkommen, dass zwei IS471 nicht harmonieren, weil die Sedefrequenz des einen nicht exakt zur Empfängerfrequenz des anderen passt. In diesem Fall müssten Sie zwei passende Exemplare heraussuchen, was der Erfahrung nach relativ erfolgreich ist, wenn beide ICs aus demselben Fertigungslos stammen. Lässt sich das nicht machen, dann empfiehlt sich als Ersatzlösung der Sender aus Bild 2.19.

Dieser Sender besteht aus einer Standardschaltung mit dem Schmitt-Trigger 4093, der als 8-kHz-Oszillator beschaltet ist (N3). Seine Arbeitsfrequenz ist mit dem Trimmer einstellbar, weshalb hier keine Anpassungsprobleme entstehen. Die vorgeschlagene Infrarot-LEDs kommen ohne Optik aus, da sie bereits stark bündelnde Linsen enthalten. Damit kann eine Distanz um die 10 Meter überbrückt werden. Das Gatter N4 sorgt zusammen mit dem Taster und dem Kondensator dafür, dass nur ein

relativ kurzer Impuls erzeugt wird. So ergibt sich eine lange Batterielebensdauer. Die Gatter N1 und N2 sind parallel geschaltet, um den MOSFET sauber durchzusteuern.

2.3.2 Abstände per Infrarot messen

Mit diesem letzten Abschnitt dieses Kapitels verlasse ich die rein digitale Welt und stelle erstmals einen Sensor mit analogem Ausgang vor. Eine Ortsmessung eines Lichtpunktes, und damit eine Abstandsmessung, ist mittels einer langgestreckten Fotodiode möglich. Hierfür können Schottky-Dioden bis zu einer Länge von etwa 25 cm hergestellt werden. Derartige Sensoren werden „Position Sensitive Device“ (PSD) genannt.

Fällt ein Lichtpunkt auf die Diode, so teilt sich der Fotostrom entsprechend der Position des Punktes in zwei Teile (I_1 und I_2 in Bild 2.20). Durch die Normierung auf den Gesamtstrom wird das Positionssignal unabhängig von der einfallenden Lichtstärke. Im Gegensatz zu Pixelelementen (z. B. einem CCD-Sensor) ist beim PSD die Auflösung nicht durch die Pixelgröße limitiert und es ist auch keine rechnerische Bildanalyse nötig. Auch sind Form und Größe des Lichtpunktes relativ unerheblich.

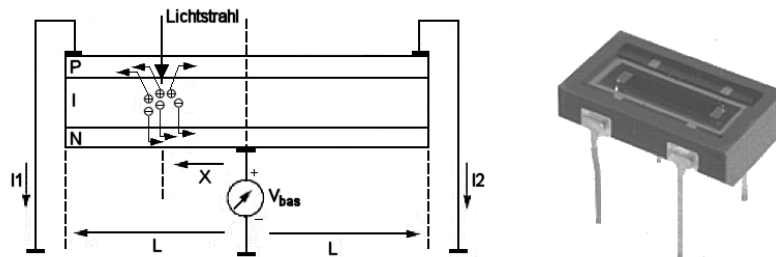


Bild 2.20: Arbeitssprinzip eines PSD (links) und ein typischer PSD-Baustein (rechts)

Aus dem Quotienten von Differenz und Summe der beiden Ströme erhält man ein von der Lichtleistung unabhängiges Positionssignal. Für einen zweidimensionalen PSD wie in Bild 2.20 gilt dann:

$$X = L * \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} \quad (2.5)$$

Die schaltungstechnische Realisierung der oben angegebenen Gleichung wäre relativ aufwendig, weshalb die PSD-Sensoren in der Regel als System mit entsprechendem Analoginterface angeboten werden. Das Blockschaltbild 2.21 zeigt das Schaltungsprinzip eines Sensors. Mit Flächensensoren ist sogar eine zweidimensionale Messung möglich. Durch Modulation der Lichtquelle des PSD lassen sich fremde Lichtquellen ausblenden.

Die Firma Sharp hat eine Serie von Bausteinen entwickelt, mit deren Hilfe sich recht genau Entfernungen messen lassen. Das Messergebnis ist nahezu unabhängig von der Farbe und Helligkeit des gemessenen Objektes. Die Ansteuerung ist relativ einfach, der Sensorausgang kann zum Beispiel direkt an den Eingang eines Analog-Digitalwandlers angeschlossen werden.

Anwendungsbeispiele sind Händetrockner, die automatische Toilettenspülung, Türöffner, Alarmanlagen, Wasseraufbereitung und anderes. Die Sensoren sind auch unter den Roboter-Bastlern weit verbreitet, um das Anstoßen eines mobilen Roboters an Hindernisse im Weg zu vermeiden. Sie ermöglichen Abstandsmessungen zwischen 10 und 80 cm. Die Besonderheit besteht in der einfachen Ansteuerung. Diese besteht nur aus der Stromversorgung und einem Ausgangssignal.

Die Sensoren arbeiten nach dem Triangulationsprinzip, also wie schon die historischen Verfahren der Landvermessung. Der Sensor besteht aus Sender und Empfänger, die im Abstand von ca. 20 mm angeordnet sind (Bild 2.22). Der Sender sendet einen durch eine Präzisionsoptik scharf gebündelten Infrarotstrahl aus, der vom Hindernis reflektiert wird. Der Winkel des reflektierten Signals variiert mit dem Abstand zwischen Sensor und Objekt. Das reflektierte Licht passiert im Empfangsteil wieder eine Optik, die den Strahl punktförmig auf der fotoempfindlichen Schicht des Sensors fokussiert. Der Fotodetektor ist das Herzstück des Sensors, er nennt sich „PSD“ (Position Sensitive Device). Jede Änderung des Abstands zwischen Sensor und Objekt führt zu einer Verschiebung des Lichtflecks auf dem PSD. Der Empfänger setzt den Auftreffpunkt in einen analogen Spannungswert um (Bild 2.23 links). Die Messung erfolgt etwa alle 50 ms.

Die Vorteile der Sensorfamilie liegen zum einen in der relativen Unempfindlichkeit gegenüber reflektierenden Materialien und Farben und zum anderen in der breit gefächerten Bausteinauswahl. Einige der beliebtesten Bausteine sind:

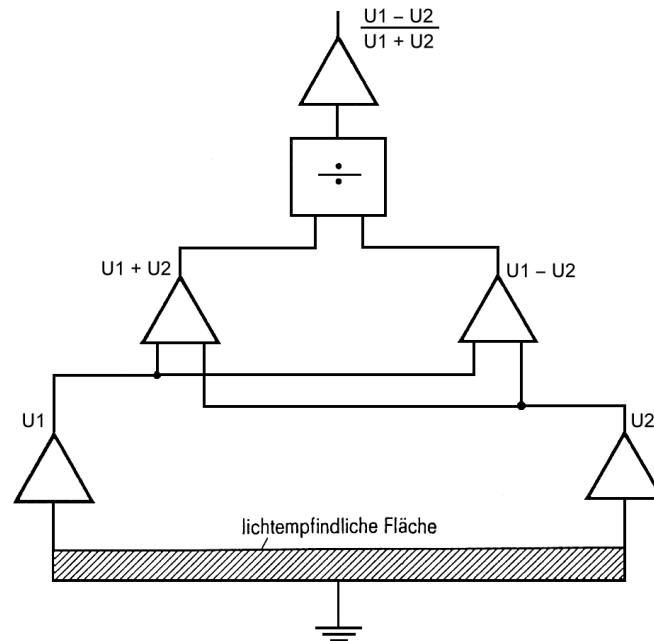


Bild 2.21: Schaltungsprinzip zur Ortsbestimmung

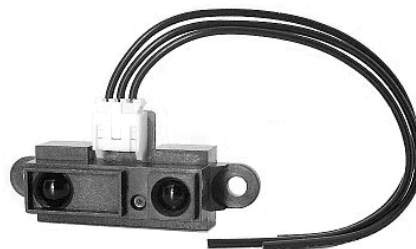


Bild 2.22: Sharp Entfernungssensor GP2D12

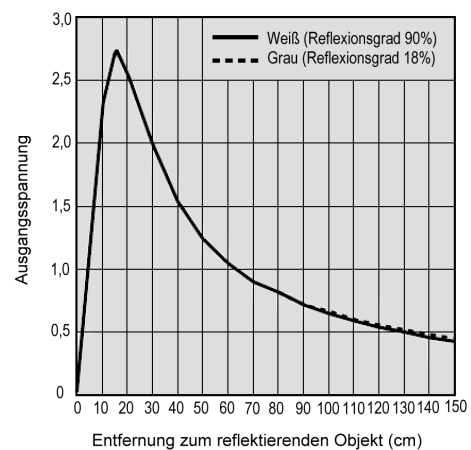
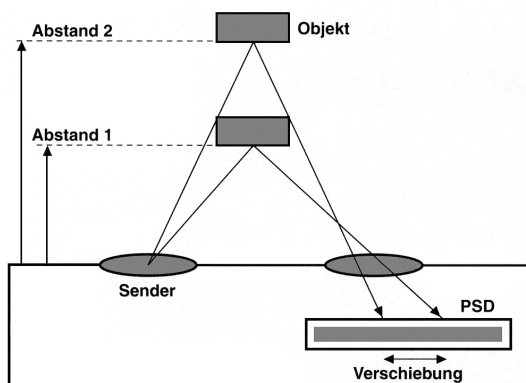


Bild 2.23: Prinzip der Triangulation und Verhältnis zwischen Ausgangsspannung und Entfernung beim GP2Y0A02YK

Sensor	Distanz	Ausgang
GP2D120	4...30 cm	analoge Spannung
GP2D12	10...80 cm	analoge Spannung
GP2YA21YK	10...80 cm	analoge Spannung
GP2Y0A02YK	20...150 cm	analoge Spannung
GP2D02	10...80 cm	8 Bit digital

GP2D150 3...30 cm 1 Bit digital

Die Nachteile der Sharp-Sensoren seien nicht verschwiegen: Die Ausgangsspannung ist nicht linear (insbesondere bei nahen Objekten), die Bausteine haben einen relativ hohen Stromverbrauch (mit Strom-Peaks), und es gibt bei den Messungen mitunter einzelne Ausreißer, also empfiehlt sich eine Mehrfachmessung.

Insbesondere die Nichtlinearität kann Probleme bereiten. Bild 2.23 zeigt rechts die Kurve des GP2Y0A02YK. Von ca. 15 cm bis 150 cm fällt die Kurve zwar stetig, aber eben nicht linear. Noch viel schlimmer ist es mit dem Bereich von 0 bis 15 cm, hier fällt die Kurve zwar ebenfalls, aber in der „anderen Richtung“. Es kann also nicht zwischen einer Entfernung von beispielsweise 10 cm und 30 cm unterschieden werden. Abhilfe kann hier ein zusätzlicher Sensor für die Umgebungshelligkeit bringen. Ist ein Objekt ganz nahe vor dem GP2Y0A02YK, wird der Umgebungslicht-Sensor stärker abgedunkelt. So kann ermittelt werden, ob der ansteigende oder der abfallende Teil der Kennlinie verwendet werden muss.

Da die Abstandssensoren keine linearen Werte liefern, muss darauf im auswertenden Programm reagiert werden. Eine einfache Möglichkeit wäre eine Linearisierung der Kurve im relevanten Bereich, d. h. man legt eine Gerade möglichst passend durch die Kurve – am besten so, dass man bei doppeltem Abstand auch einen etwa doppelt so hohen Ergebniswert erhält. Die folgende Formel leistet das Gewünschte, wobei sogar individuelle Werte eines jeden Sensors berücksichtigt werden können. Für den Ausgabewert des Sensors X ergibt sich die Distanz D aus der Geradengleichung:

$$D = \frac{A}{X - B} \quad A = \text{Steigung}, B = \text{Nullpunktverschiebung der Geraden} \quad (2.6)$$

Die für jeden Sensor individuellen Konstanten A und B werden wie folgt ermittelt:

$$A = \frac{(X_2 - X_1) * (D_2 * D_1)}{D_1 - D_2} \quad B = \frac{(D_2 * X_2) - (D_1 * X_1)}{D_2 - D_1} \quad (2.7)$$

Dabei sind:

- D_1 : Entfernung der ersten Messung (min. Entfernung)
- X_1 : Spannungswert der ersten Messung
- D_2 : Entfernung der zweiten Messung (max. Entfernung)
- X_2 : Spannungswert der zweiten Messung

Um die analoge Spannung der Sensoren in eine Entfernung umzurechnen, kann man auch versuchen, die Kurve durch mehrere Geradenstücke zu interpolieren. Mit Hilfe des Datenblattes oder etlicher Testmessungen kann man nach obigem Muster Tabellen erstellen, die dann eine noch genauere Berechnung der Entfernung zulassen. In diesem Fall wird nicht im gesamten Messbereich interpoliert, sondern jeweils im passenden Teilabschnitt. Interessant ist auch ein Artikel zur Linearisierung der Sharp-Sensoren unter der URL <https://acroname.com/articles/linearizing-sharp-ranger-data>.

Abschließend noch einige wichtige Hinweise für den elektrischen Anschluss des Sensors:

- Nach Möglichkeit sollte man vermeiden, dass der GP2D12 in direkten Kontakt mit den Lötstellen bzw. Leiterbahnen der Platine oder anderen leitenden Teilen des Geräts kommt. Das Gehäuse ist nicht perfekt isolierend (vermutlich um statische Ladungen abzuführen).
- Die Stromversorgung muss unbedingt mit zwei parallel geschalteten Kondensatoren 100 μ F und 100 nF möglichst nahe den Versorgungsanschlüssen des Sensors abgeblockt werden. Noch günstiger wäre es, jedem Sensor seinen eigenen Spannungsregler zusätzlich zu den Kondensatoren zu spendieren.
- Der Sensor hat ein sehr enges Messfeld (etwa $1,4^\circ$ in beiden Achsen). Allerdings ist der Abstrahlwinkel der eingebauten Leuchtdiode viel größer. Betreibt man mehrere Sensoren parallel, entsteht ein unruhiges Ausgangssignal (Schwebung, Interferenz).

In diesem Kapitel nicht erwähnt wurden noch speziellere optische Sensoren. So kann beispielsweise das PSD-Prinzip auf zwei Dimensionen ausgedehnt werden. Das reflektierte Licht fällt dann nicht auf einen linearen Sensor, sondern auf einen quadratischen.

Auch bei Lichtleitern kommen bei analoger und digitaler Informationsübertragung LEDs und Photosensoren zum Einsatz – so verwenden hochwertige Hifi-Anlagen Glas- oder Kunststofffasern zur Kopplung der einzelnen Komponenten. Ein weiteres Beispiel ist die berührungslose Temperaturerfassung, die über die Messung von Wärmestrahlung erfolgt, für Temperaturen über 100 °C eignen sich PbS-Fotoleiter, für Temperaturen über 600 °C Si-Fotodioden.

2.3.3 Pulse-Ranging

Lange Zeit war das direkte Messen der Lichtgeschwindigkeit zu aufwändig und damit zu teuer für Sensoranwendungen. Die Pulse-Ranging-Technik (PRT) ermöglicht die direkte Lichtlaufzeitmessung. Dabei sendet eine Laserdiode kurze energiestarke Lichtpulse aus. Die Sende- und Empfangszeitpunkte werden dabei genau erfasst. Was für die Messung großer Abstände gängige Praxis ist, gestaltet sich bei den vergleichsweise winzigen Abständen in der Automatisierung als Herausforderung. Die extrem kurzen Lichtlaufzeiten stellen nur kleinste Zeitfenster für die Auswertung zur Verfügung. Daher war die direkte Lichtlaufzeitmessung nur in wenigen wissenschaftlichen, militärischen und industriellen Einsatzbereichen zu finden. Bei der oben beschriebenen Triangulation wird die Entfernung aufgrund eines rein geometrischen Zusammenhangs ermittelt. Die Auflösung hängt dabei direkt von der Entfernung zwischen Sender und Empfänger ab. Mit größer werdender Messentfernung müsste auch der Abstand zwischen Sender und Empfänger vergrößert werden.

Das zweite indirekte Messverfahren ist die Phasenkorrelation. Die dabei gemessene Phasenverschiebung zwischen gesendetem und empfangenem Licht ist das Maß für die Entfernung. Die Phasenkorrelation erreicht zwar hohe Auflösungen bei moderaten Kosten, aber aufgrund der kontinuierlichen Abstrahlung des Lichts ist die Leistung relativ gering. Hier besteht ggf. auch die Gefahr falscher Ergebnisse aufgrund von Mehrdeutigkeiten beim Überschreiten der maximal zulässigen Reichweite (maximale Phasenverschiebung 360°). Weitere Probleme stellen ungünstige Objektoberflächen dar, oder mehrere Objekte, die sich dem Sensor gleichzeitig von verschiedenen Seiten nähern.

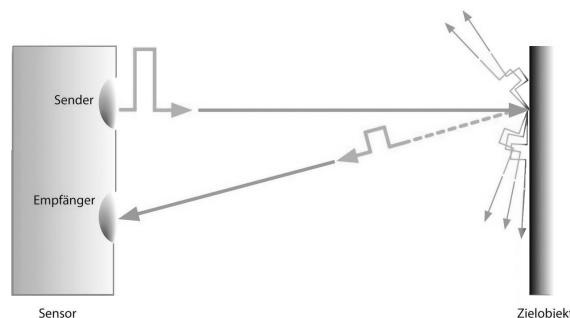


Bild 2.24: Prinzip der Puls-Ranging-Technik

Direkte Messverfahren wie die klassische Puls-Laufzeit-Messung waren für allgemeine Anwendungen technisch zu aufwändig. Die Lichtlaufzeit und damit die aktuellen Entfernungen mussten genau berechnet werden. Dafür konnten Entfernungen bis zu mehreren Kilometer erfasst werden. Aus der Differenz zwischen Sende- und Empfangszeitpunkt wird mit Hilfe der Lichtgeschwindigkeit die genaue Entfernung zum Zielobjekt ermittelt. Bei der Pulse-Ranging-Technik (PRT, Bild 2.24) handelt es sich um eine Weiterentwicklung der klassischen Puls-Laufzeit-Messung. Das Verfahren arbeitet mit diskreten Lichtimpulsen. Diese werden von einer Laserdiode ausgesendet, am Zielobjekt reflektiert und von einem lichtempfindlichen Sensorelement wieder aufgefangen.

Die relativ kostengünstigen PRT-Sensoren stammen von Pepperl+Fuchs, wo auch das PRT-Verfahren entwickelt wurde. Das Entfernungsmessgerät VDM100 erlaubt bis zu 300 m Reichweite und einer Wiederholgenauigkeit von weniger als 0,5 mm. Das VDM28 hat einen Messbereich von bis zu 50 m und erreicht Wiederholgenauigkeiten von 5 mm und eine absolute Genauigkeit von 25 mm.

2.4 Optische Rauchmelder

Optische Rauchmelder (Fotozellenrauchmelder) arbeiten nach dem Streulichtverfahren. Normale, saubere Luft reflektiert fast überhaupt nicht. Befinden sich aber Rauchpartikel in der Luft und somit

in der optischen Kammer des Rauchmelders, wird Licht (z. B. von einer LED) gestreut bzw. absorbiert, was zur Alarmauslösung führt. Man unterscheidet folgende Typen:

- Der **Streulichtrauchmelder** misst das vom Rauch gestreute Licht. Dabei hat die Bauweise, insbesondere die Anordnung von Lichtquelle und Empfänger einen starken Einfluss auf das Detektionsverhalten des Melders. Beim Streulichtrauchmelder ist die Fozelle so angeordnet, dass sie kein direktes Licht von der Lichtquelle empfangen kann (Bild 2.25). Ohne Rauch trifft das Licht auf ein Labyrinth und wird so vollständig absorbiert. Befinden sich Rauchpartikel im Bereich der Lichtstrahlen, wird das Licht gestreut und fällt so auf die Fozelle. Ausschlaggebend für die Signalstärke sind die Rauchdichte und die optischen Eigenschaften der Rauchteilchen.

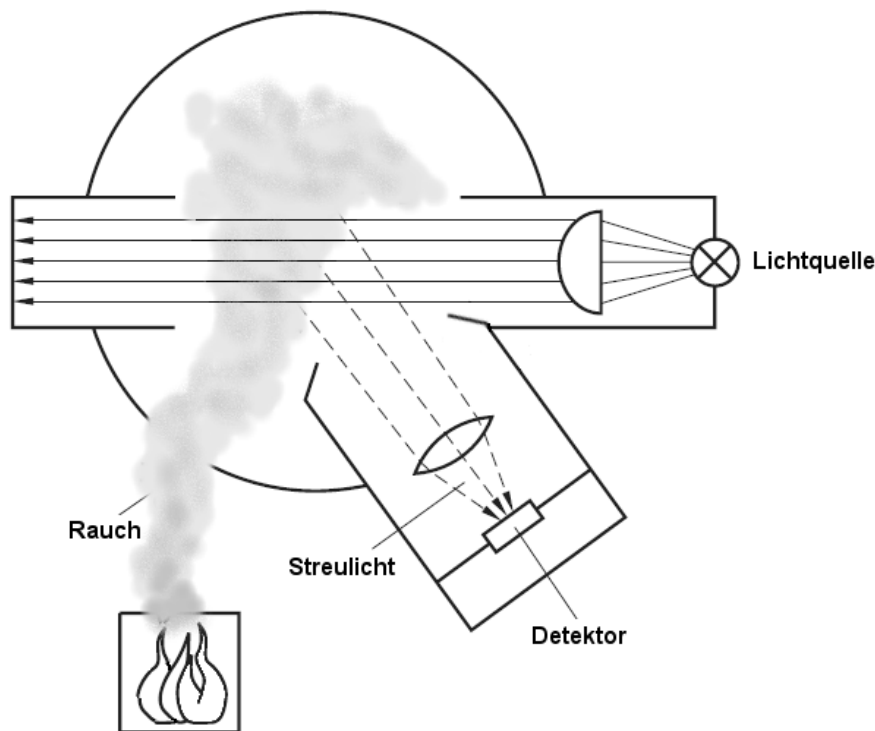


Bild 2.25: Arbeitsweise des Streulichtrauchmelders

- Der **Extinktionsrauchmelder** misst die von Rauchpartikeln aufgrund Absorption und Streuung hervorgerufene Abschwächung des Lichts. Eine Lichtquelle wird mit einer Fozelle aus einer bestimmten Distanz beobachtet. Ohne Rauch wird ein Signal bestimmter Stärke gemessen. Befindet sich Rauch im Raum zwischen Lichtquelle und Fozelle, sinkt das gemessene Signal um einen geringen Betrag. Diese Reduktion des Signals, die durch die Absorption und Streuung des Lichts verursacht wird, ist proportional zur Rauchdichte.
- Der **Lineare Rauchmelder** (auch Lichtschranken-R.) funktioniert ebenfalls nach dem Extinktionsprinzip. Der Sender (meist ein Laser) emittiert einen fokussierten Lichtstrahl. Ohne Rauch erreicht der Lichtstrahl den Empfänger in voller Stärke. Durch Rauch wird das Licht teilweise absorbiert und teilweise gestreut. So gelangt nur noch ein Teil der Lichtmenge zum Empfänger. Die Reduktion des Signals ist das Maß der mittleren Rauchdichte auf der Messstrecke. Lineare Rauchmelder werden für Messstrecken zwischen 5 und 100 Metern eingesetzt. Diese Art von Rauchmeldern wird meistens nur in der Industrie gebraucht und ist direkt mit der Feuerwehr verbunden.
- Noch weniger Fehlalarme sollen durch die **Dual Ray Technik** auftreten. Hier werden zwei Detektoren eingesetzt, die mit unterschiedlicher Lichtfarbe arbeiten – im Rauchmelder befinden sich eine rote und eine blaue LED. So können Rauchpartikel sowohl nach dem Helligkeitsgrad als auch nach der Größe unterschieden werden, wodurch eine noch zuverlässigere und frühere Branderkennung erreicht wird. Ein Dual Ray Melder hat damit ein Detektionsverhalten, wie es bislang nur von Ionisationsmeldern erreicht wurde.

Was aber, wenn unter Umständen Umwelteinflüsse auftreten, die zwar dem „Normalbetrieb“ zuzuordnen sind, aber einen optischen Rauchmelder auslösen (z. B. Wasserdampf, Staub, Aerosole). Bei solchen Anwendungen hilft nur die Kombination mehrerer Sensoren und eine entsprechende Signalverarbeitung im Melder. Bei Bosch wurden **Brandmelder** (Serie 420/320) entwickelt, die außergewöhnlich zuverlässigen Brandschutz bieten, denn sie erkennen mit einem optischen Sensor, einem Temperatursensor und einem Brandgassensor drei verschiedene Brandkenngrößen: Rauch, Hitze und Brandgas.

Außer Rauchpartikeln entsteht bei einem Brand auch das Gas Kohlenmonoxid, das in Störsituationen durch Staub etc. normalerweise nicht vorhanden ist. Der Brandmelder verwendet daher eine Kombination aus einem optischen, einem thermischen und einem CO-Gasmelder, um auch in kritischen Umgebungsbedingungen zuverlässig Brände melden zu können. Durch die Gewichtung und Kombination der drei Sensorsignale unter Berücksichtigung des unterschiedlichen Timings von unechten und echten Brandsignalen erreicht dieser Melder eine extrem hohe Störimmunität und Detektionsqualität. Dabei werden auch die Ruhewerte der Sensoren ständig nachgeführt, sodass beispielsweise ein sommerlicher Temperaturanstieg nicht zum Alarm führt. So gibt es auch eine automatische Verschmutzungserkennung. Bild 2.26 zeigt den schematischen Aufbau.

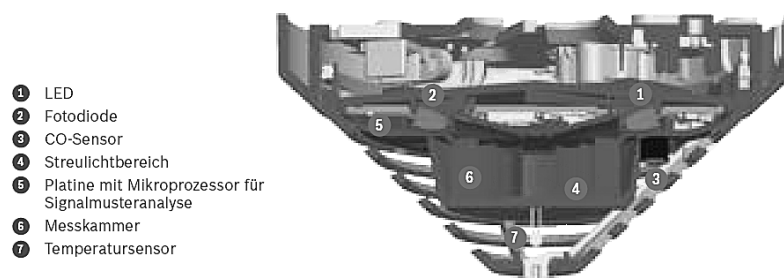


Bild 2.26: Arbeitsweise des Brandmelders mit drei Sensoren (Quelle: Bosch Sicherheitssysteme)

2.5 Spezielle Fotosensoren

2.5.1 Licht-Spannungs-Wandler

Auf die Möglichkeit, Fototransistoren, Fotodioden, Fotowiderstände und andere Fotosensoren auch in analogen Schaltungen anzuwenden, habe ich bereits eingangs dieses Kapitels hingewiesen. Ebenso darauf, dass diese Sensoren nicht immer ein lineares Signal liefern. Deshalb will ich an dieser Stelle auf den Licht-Spannungs-Wandler TSL250R hinweisen. Dieser Baustein wandelt Licht bis etwa 780 nm Wellenlänge linear in eine elektrische Spannung um. Seine größte Empfindlichkeit liegt bei 635 nm. Bei absoluter Dunkelheit liefert der Sensor eine Spannung von 4 ... 10 mV. Bei maximaler Helligkeit liegt die Ausgangsspannung ca. 0,8 V unter der Betriebsspannung (2,7 ... 5,5 V). Die Ausgangsspannung der Sensoren ist zur Lichtintensität über mehrere Zehnerpotenzen hinweg proportional. Aufgrund der linearen Ausgangsspannung und der verarbeiteten Wellenlänge eignet sich dieser Sensor für Messungen des Tageslichts.

2.5.2 Farbsensoren

Typische Anwendungen von Farbsensoren sind Farbmessung bei medizinischen Applikationen wie etwa der Blut-Glukose-Überwachung, die Erkennung von Farbfehlern von Garnen in der Textilproduktion oder die Steuerung der LED-Farbelemente in RGB-LC-Farbdisplays. Sie können aber auch eine Glasmurmel-Sortiermaschine damit bauen.

In vielen Anwendungen ist das Erkennen von Farben und deren Sättigung, Helligkeit oder Differenz zum Sortieren, Positionieren und allgemein zur Qualitäts- und Betriebskontrolle erforderlich. Oft lassen sich solche Applikationen auf Vergleichsmessungen zurückführen. So wird beim sogenannten Anlernen (Teach-in bei industriellen Farbsensoren) eine vor der Messung eingelernte Farbe wiedererkannt bzw. die Abweichung zu dieser bewertet. Während der Messung werden also aktuelle Messwerte ständig mit dem Vorbild verglichen, bis relative Identität eintritt. Erweitert man die angelernten Farben durch definierte Farbwerte mit bekannten Farbkoordinaten, können entsprechende

Stützstellen im Farbraum angelernt werden. Auf diese Art und Weise sind auch Farbmessaufgaben im Bereich der angelernten Farben ggf. mit Interpolation unter Beachtung von konstanten Messbedingungen möglich.

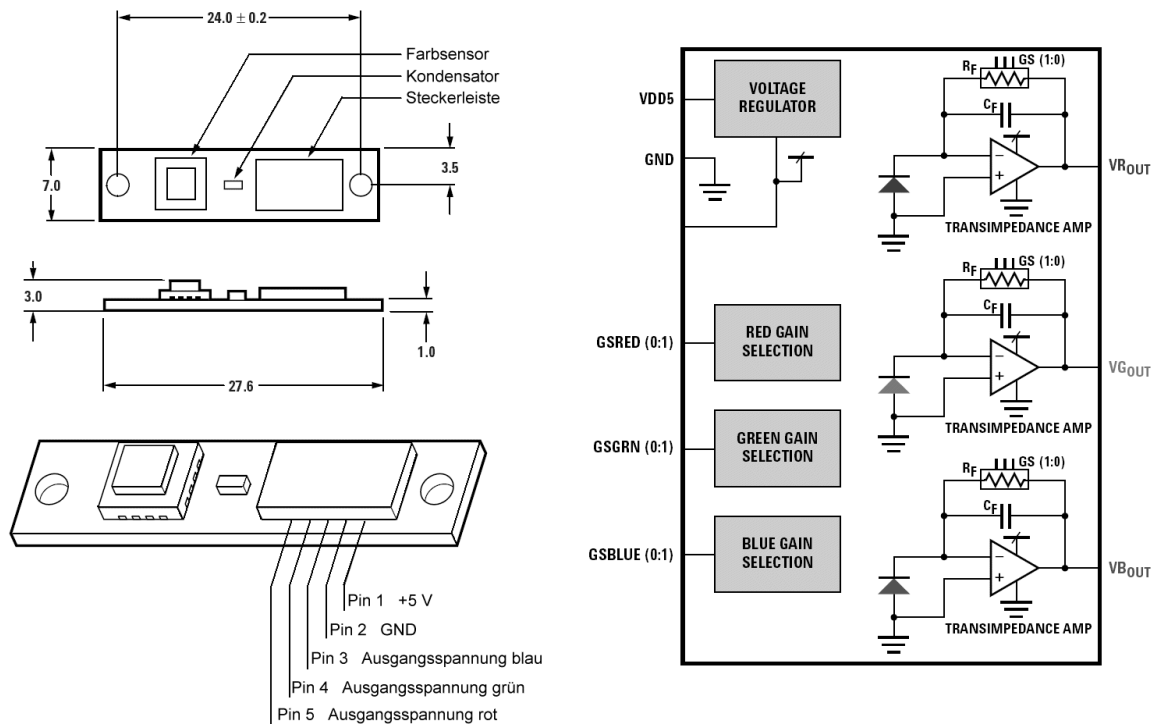


Bild 2.27: Abmessungen und Blockschaltung des Moduls HDJD-S831-QT333

Mit Abmessungen von nur $5 \times 5 \times 1$ mm³ sind die Farbsensoren von Agilent/Avago (<http://www.avago.com>) kaum größer als eine LED. Ein Farbsensor erkennt eine definierte Farbe und identifiziert die genauen Koordinaten über das gesamte Farbspektrum. Die HDJD-Typen sind als monolithische CMOS-IC mit integrierten RGB-Farbfiltren und drei Sets von Fotodioden-Arrays ausgeführt. Letztere sollen die Auswirkungen von Verschmutzung und Dezentrierung der optischen Blende minimieren. Die Fotodioden wandeln die RGB-Licht-Komponenten in analoge Spannungen um. Im Gehäuse wurden Farbfiltren, Fotodioden-Arrays und Verstärker integriert. Die Filter-Arrays decken den gesamten aktiven Bereich der Fotodiode ab; so können eventuelle Ungenauigkeiten durch Lichtgradienten, optische Blendenfehler, Schiefstellungen und Unregelmäßigkeiten eliminiert werden. Bild 2.27 zeigt das Modul HDJD-S831-QT333, bei dem der Sensor auf einer kleinen Platine montiert ist, die außerdem eine Steckerleiste für den Anschluss beherbergt und sich leicht montieren lässt. Der Stecker hat neben der Stromversorgung (5 V) nur noch drei Ausgangsleitungen, die ein analoges Signal für die RGB-Grundfarben Rot, Grün und Blau liefern – einfacher geht es kaum noch. Der Sensor besteht aus einem 12×12 Pixel großen Photodioden-Array mit Filterung und allem anderen. In Bild 2.27 ist rechts die Blockschaltung des Bausteins dargestellt. Über Lötbrücken auf dem Modul kann der Verstärkungsfaktor der drei OPVs über die Wahl des Gegenkopplungswiderstandes eingestellt werden: 3 M Ω , 1,5 M Ω (Voreinstellung), 750 k Ω oder 400 k Ω .

Vom gleichen Hersteller ist auch ein digitaler CMOS-Farbsensor lieferbar, der direkt an einen Mikrokontroller angeschlossen werden kann. Der digitale Farbsensor ADJD-S313 arbeitet mit 2,6 V Versorgungsspannung und wird über ein zweiadriges serielles Interface an den System-Mikrokontroller angeschlossen, denn der A/D-Wandler ist schon im Chip integriert. Der Sensor ist daher ideal für den Einsatz in vielen portablen Applikationen, in denen er in Verbindung mit einer weißen LED zur reflektiven Farbmessung eingesetzt wird. Die Basis-Architektur des Farbsensors enthält integrierte RGB-Filter, die auf einem einheitlich verteilten Photodioden-Array aufbauen, einer Logiksteuerzentrale und einem Verstärkungsregler mit einem A/D-Wandler. Der große Sensorbereich des ADJD-S313-QR999 kann dank der Empfindlichkeits-Einstellung bei unterschiedlichen Lichtstärken eingesetzt werden.

Passend zu den Sensoren bietet der Hersteller drei unterschiedliche Entwicklungs-Kits an. Alles, was man benötigt, sind eines der neuen HDJD-JDxx-RGB-Entwicklungs-Kits und ein PC. Jedes Kit

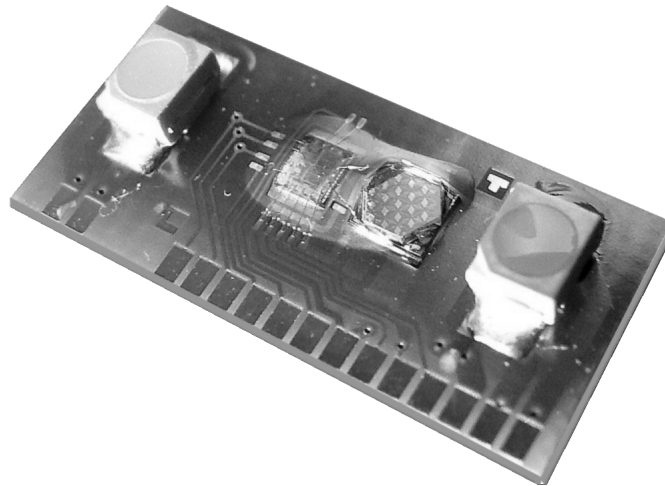


Bild 2.28: Das Mazet-Modul MTCS-TIAM1 – in der Mitte der sechseckige Sensor

wird mit allen notwendigen Tools und Software ausgeliefert. Die Entwicklungs-Kits sind auch eine Lösung für Entwickler, die wenig oder keine Erfahrung mit dem Einsatz von Farbsensoren in ihren Applikationen haben. Jedes Kit enthält eine einfache Installations-Prozedur sowie Farbmess-Module (transmissive und reflektive) und eine Farbmess-Platine und dazu passende Software. So kann der Anwender mit Farberkennung und -differenzierung experimentieren und den RGB-Farbsensor so kalibrieren, dass er seinen speziellen Anforderungen entspricht.

Als Alternative zu den Avago-Modulen bieten sich die von MAZeT ([http://www. MAZeT.de](http://www.MAZeT.de)) entwickelten OEM-Farbsensor-Lösungen JENCOLOUR als optimale Lösung an. Die Farbmessung erfolgt bei diesen Sensoren ebenfalls mittels des Dreibereichsverfahrens (RGB-MCS-Baureihe) oder entsprechend DIN 5033 Teil 2 (Normspektralwertfunktion) mit der MTCS-Baureihe. Der Farbsensor selbst besteht für jede Farbe (RGB) aus 19 PIN-Fotodioden. In Ergänzung zu den Colour-IC-Sensoren bietet MAZeT eine Reihe von integrierten MCM-Modulen und Funktionsboards an, die durch Signalelektronik und Beleuchtung OEM-Lösungen zur direkten Farbmessung bzw. -regelung darstellen. Auch von diesem Hersteller gibt es Module.

Das MTCS-TIAM1-Board (Bild 2.28) enthält neben zwei Weißlicht-LEDs und dem Farbsensor-IC eine programmierbare Sensorsignalverstärkung. Das Board ist im optischen Kanal (Empfänger und LEDs) je mit einer mechanischen Lochblende zur Einhaltung der Messgeometrie versehen und direkt als integrierter Detektor für die Farbmessung für reflektierende Oberflächen einsetzbar.

Das MTCS-TIAM2 besteht aus einem Farbsensor mit integriertem programmierbarem Signalverstärker (acht Stufen). Der Chip enthält einen optischen Empfangskanal (Lochblende) zur Einhaltung der Messgeometrie. Der Empfänger ist universell einsetzbar.

Neuere Sensoren erledigen die Verarbeitung der Analogdaten bereits auf dem Chip und kommunizieren mit dem Mikrocontroller über eine digitale Schnittstelle. Der folgende Sensor von TAOS ist dafür ein Beispiel.

Der Farblightsensor TCS34725 besitzt Fotodioden für RGB und Weisslicht. Ein auf dem Chip integrierter IR-Sperrfilter vor den Fotodioden minimiert die infraroten Spektralkomponenten des einfallenden Lichts und ermöglicht exakte Farbmessungen. Der Sensor verfügt über einen Dynamikbereich von 3.800.000 zu 1 mit einstellbarer Integrationszeit und Verstärkung. Damit ist er für den Einsatz hinter verdunkeltem Glas geeignet. Die Blockschaltung in Bild 2.29 zeigt den Aufbau des Chips.

Die TCS3472 Farblightsensor hat eine breite Palette von Anwendungen, einschließlich RGB-LED-Hintergrundbeleuchtung, Solid-State-Beleuchtung, industrielle Prozesssteuerungen und medizinische Diagnosegeräte. Darüber hinaus ermöglicht der IR-Sperrfilter, den TCS3472 als Umgebungslichtsensor zu betreiben, beispielsweise die Beleuchtungsumgebung zu erfassen und automatisch die Helligkeit von Anzeigen einzustellen oder bei farbiger Beleuchtung ein Feedback zu ermöglichen.

Der TCS3472 enthält ein 3x4-Photodiodenarray, vier Analog-Digital-Umsetzer (ADC), Datenregister, einen Zustandsautomaten und eine I²C-Schnittstelle. Von den Photodioden des Array sind jeweils drei rot, grün und blau gefiltert und drei ungefiltert. Die vier ADCs wandeln gleichzeitig die

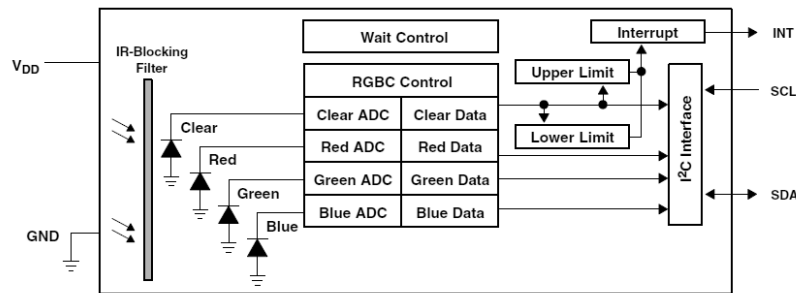


Bild 2.29: Blockschaltung des TCS34725 (Quelle: Datenblatt)

verstärkten Photodiodenströme zu einem 16-Bit-Digitalwert. Nach Abschluss eines Konvertierungszyklus werden die Ergebnisse in den Datenregistern gespeichert, die doppelt gepuffert sind, um die Korrektheit der Daten sicherzustellen. Alle Abläufe werden von dem Zustandsautomaten gesteuert. In Bild 2.30 ist links die spektrale Empfindlichkeit für die drei Farben und weisses Licht gezeigt. Rechts im Bild erkennt man die Verschachtelung der 3x4-Sensormatrix.

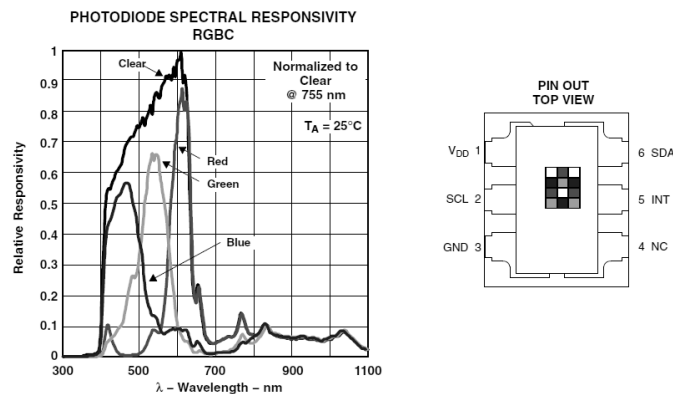


Bild 2.30: Spektrale Empfindlichkeit und Aufbau des TCS34725 (Quelle: Datenblatt)

Um Farben zu identifizieren, würde man neben dem Sensor eine weiße LED als Beleuchtung der zu messenden Fläche montieren (neutralweiß, 4150 K Farbtemperatur).

2.5.3 Staubsensor

Ähnlich wie der optischen Rauchmelder arbeitet auch dieser Sensor. Eine Infrarot-LED und ein Fototransistor sind diagonal angeordnet. Das Licht der LED wird vom Staub reflektiert und vom Fototransistor detektiert – insofern ist die Arbeitsweise beider Sensortypen sehr ähnlich, nur dass der Staubsensor sehr feine Partikel detektieren kann. Die Anwendungsgebiete liegen im Bereich Luftüberwachung und Klimatechnik.

Unter der Bezeichnung GP2Y1010AU0F liefert Sharp einen Staubsensor, der nur 46.0 x 30.0 x 17.6 mm gross ist. Der Sensor kann auch zwischen Staub und Zigarettenrauch unterscheiden und liefert ein entsprechendes Ausgangssignal. Um Strom zu sparen, wird die LED nicht dauernd bestromt, sondern per PWM angesteuert. Die Periodendauer des Signals beträgt typisch 10 ms, wobei die LED für 0,32 ms eingeschaltet wird (bei 5 V Versorgungsspannung). Die Ausgangsspannung bei staubfreier Luft beträgt typisch 0,9 V (0 ... 1,5 V). Die Staubempfindlichkeit wird mit 0,5 V pro 0,1 mg Staub in einem Kubikmeter Luft angegeben. Bild 2.31 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Staub und den Sensor selbst.

2.5.4 Optisches Erkennen von Flüssigkeiten

Um Flüssigkeiten in transparenten Leitungen oder Behältern zu erkennen, kann man im Wesentlichen zwei physikalische Effekte für eine optische Erkennung nutzen: Die Transmission/Dämpfung von Licht sowie die Lichtbrechung. Die Dämpfung ist relativ einfach messbar, bei der Brechung werden,

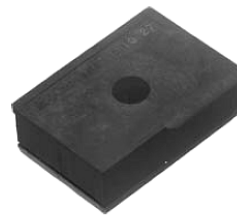
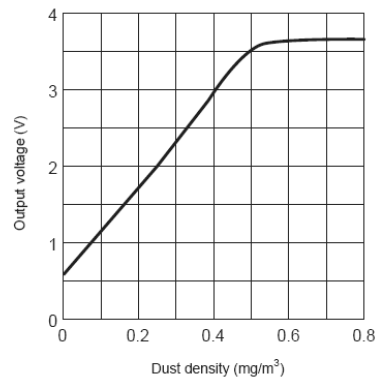


Bild 2.31: Der Sharp-Staubsensor (rechts) und die Ausgangskennlinie (links)

neben einem exakten Strahlengang, prinzipiell höhere Anforderungen an die Präzision der Optik gestellt.

Die Dämpfung kann man immer gut messen, wenn die Flüssigkeiten in einem bestimmten Wellenlängenbereich undurchsichtig sind – wenn sie z. B. eine bestimmte Farbe haben. Prinzipiell eignet sich dafür fast jeder Durchlichtsensor (Einweg-Lichtschranke). Deutlich schwächer zeigt sich die Dämpfungswirkung bei klaren Flüssigkeiten. Selbst mit Reflexionslichtschranken gegen einen Reflektor erreicht man mitunter nicht den gewünschten Signalhub für einen langzeitstabilen Messwert. Für die Detektion von Wasser kann eine spezifische Absorptionseigenschaft von Wasser genutzt werden. Im hohen Infrarotbereich zeigt Wasser ein Transmissionsminimum und wird für Licht dieser Wellenlänge quasi undurchsichtig.

Im Gegensatz dazu nutzt man die Brechung des Lichts in der Regel bei klaren Flüssigkeiten, wenn die Messung der Dämpfung nicht mehr zuverlässig funktioniert. Die Brechungsmessung basiert auf dem Unterschied in den optischen Dichten (Brechzahlen) von Luft und Flüssigkeit. Beim Übertritt von der Luft in die Flüssigkeit wird der Lichtstrahl seitlich abgelenkt, so dass er den Empfänger nicht oder nur teilweise erreicht. Am Besten funktioniert dieser Effekt für sehr exakte Lichtstrahlen, wie zum Beispiel von einer Laser-Lichtschranke. Ein weiterer Vorteil des Lasers ist, dass man den Weg des Lichtes bei der Auslegung und der Einrichtung einer Anordnung gut beurteilen und relativ leicht optimieren kann (Bild 2.32).

Sind die Eintritts- oder die Austrittsfläche des Lichtstrahls an der Behälterwand gekrümmt (Rohr, Schlauch etc.), steigen die Anforderungen an die Ausrichtung des Lichtstrahls. Die seitliche Ablenkung der reinen Brechung und die Wirkung von Krümmungen können sich addieren und so den Messeffekt vergrößern, sich bei ungünstiger Strahlführung aber auch gegenseitig aufheben. Das Rohr kann in ungünstigen Fällen sogar wie eine zylindrische Linse wirken und den Strahl so bündeln, dass keine Unterscheidung mehr möglich ist.

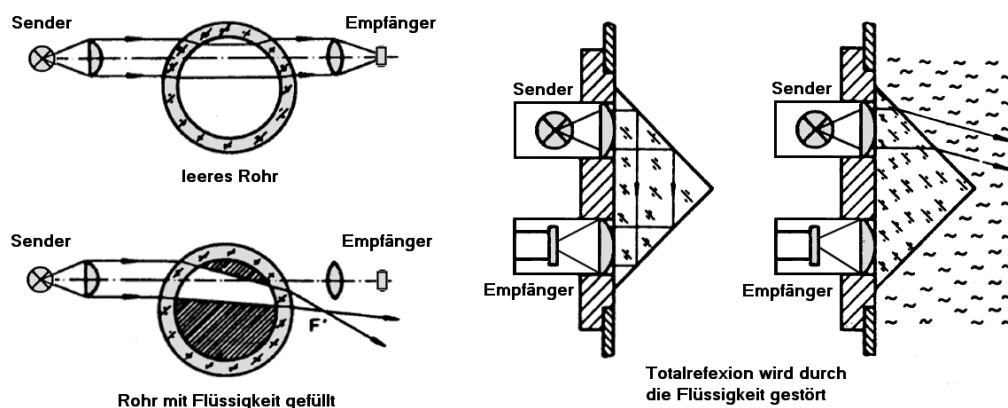


Bild 2.32: Optische Erkennung von Flüssigkeiten unter Ausnutzung der Lichtbrechung

Nach dem gleichen Prinzip arbeitet der Regensensor für den automatischer Scheibenwischer im Auto. Er erfasst die auf die Windschutzscheibe auftreffende Niederschlagsmenge. Dazu schickt eine

Leuchtdiode Infrarotlicht schräg gegen die Frontscheibe. Bei trockener Scheibe wird nahezu die gesamte Lichtmenge auf den Lichtsensor (Fotodiode) reflektiert. Ist die Scheibe nass, ändert sich das Reflexionsverhalten: Je mehr Wasser sich auf der Oberfläche befindet, desto weniger Licht wird reflektiert.

Alternativ können Flüssigkeiten auch auf elektromagnetischen Weg oder kapazitiv detektiert werden. Letzteres wird im entsprechenden Kapitel 7 besprochen.

3

Magnetsensoren

3.1 Reed-Kontakte

Reed-Schaltkontakte sind unter Vakuum oder Schutzgas in einen Glaskolben eingeschmolzene Kontaktzungen, die zugleich die Kontaktfeder und den Magnetanker bilden. Die Kontaktzungen werden aus edelmetallbeschichtetem ferromagnetischem Material (z. B. Weicheisen) hergestellt. Die Kontaktbetätigung erfolgt durch ein von außen einwirkendes Magnetfeld, das von einem in die Nähe gebrachten Dauermagneten (Reed-Kontakt) oder in einer zugehörigen Magnetspule elektrisch erzeugt wird (Reed-Relais). Die Kontakte sind bauartbedingt vor Korrosion, Schmutz und Sauerstoff geschützt. Sie sind daher äußerst zuverlässig. Reed-Kontakte eignen sich besonders für kleine Schaltleistungen bei häufiger Betätigung (Bild 3.1). Der Kontakt ist aber nicht so konstruiert, dass mit einem Magnet die eine Kontaktzunge in Richtung der anderen gezogen wird, was eine Ausrichtung der Kontaktzungen beim Einbau bedingen würde. Magnet und Reed-Kontakt müssen vielmehr parallel zueinander ausgerichtet werden.

Vielfältige Anwendungsmöglichkeiten ergeben sich für mechanisch betätigte Reed-Kontakte. Dabei wird die zum Schalten erforderliche Änderung des magnetischen Erregerfeldes durch einen relativ zum Reed-Kontakt bewegten Permanentmagneten erzeugt. Die Bewegung kann durch Drehen, Kippen, Schieben oder Heben erfolgen. Ausschlaggebend für das Schalten der Kontaktzungen ist die Lage und Verteilung des magnetischen Feldes relativ zu den Kontaktzungen. Reed-Kontakte werden in Verbindung mit Dauermagneten häufig für Türkontakte oder zur Endlagenerkennung in der Automatisierungstechnik eingesetzt. Sie lassen sich berührungslos betätigen. Durch die gekapselte Bauweise sind Reed-Kontakte auch in explosionsgefährdeten Bereichen zugelassen.



Bild 3.1: Hall-Schalter (links) und Reed-Kontakt (rechts) werden durch ein Magnetfeld berührungslos betätigt.

3.2 Hall-Schalter

Heutzutage werden Reed-Kontakte in diversen Anwendungsbereichen durch ebenfalls magnetisch betätigte Hall-Sensoren ersetzt, die mechanisch noch weniger empfindlich sind (keine Bruch- und Schlagempfindlichkeit, keine spezielle Gasfüllung). Hall-Sensoren lassen sich zudem für deutlich höhere Schaltfrequenzen auslegen als die mechanisch bewegten Reed-Kontakt-Zungen, um damit beispielsweise höhere Drehzahlen direkt erfassen zu können.

Hall-Sensoren oder **Hall-Schalter** heißen so, weil ihre Arbeitsweise auf dem Hall-Effekt beruht. Dieser wurde 1879 von Edwin Hall entdeckt. Es handelt sich um das Auftreten einer elektrischen Spannung in einem stromdurchflossenen Leiter, der sich in einem stationären Magnetfeld befindet (bei der elektromagnetischen Induktion musste sich ja eines von beiden, Leiter oder Magnetfeld, bewegen). Die Spannung fällt dabei senkrecht sowohl zur Stromfluss- als auch zur Magnetfeldrichtung am Leiter ab und wird „Hall-Spannung“ genannt. Die Größe der Spannung kann mit Hilfe der folgenden Formel berechnet werden:

$$U_{Hall} = A_H \frac{I * B}{d} \quad (3.1)$$

Wobei I die Stromstärke, B die magnetische Flussdichte, d die Dicke der Probe (parallel zu B) und A_H eine Materialkonstante, die sogenannte Hall-Konstante, bezeichnet.

Der Hallgenerator besteht aus einer Halbleiterschicht (InSb bzw. InAs), die auf einem Trägermaterial aufgedampft ist und jeweils zwei Anschlüsse für Steuerelektroden und Hallelektroden besitzt. Das Aufbauprinzip zeigt Bild 3.2.

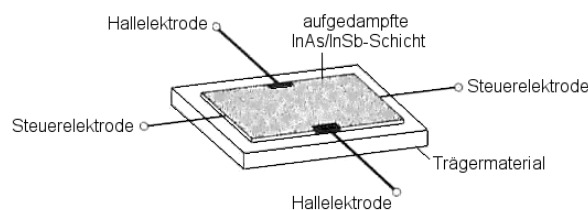


Bild 3.2: Aufbauprinzip eines Hallgenerators

Über die Steuerelektroden wird ein Steuerstrom durch das Halbleitermaterial geschickt. Die Elektrodenbahnen verlaufen homogen. Wird der Hallgenerator von einem magnetischen Feld durchsetzt, so wird auf jedes einzelne Elektron eine Kraft ausgeübt (Lorentzkraft). Die Elektronen werden nach einer Seite hin abgedrängt. Es entsteht eine inhomogene Strömung. An einer Randzone des Hallgenerators entsteht ein Elektronenüberschuß und auf der anderen Seite ein Elektronenmangel. Zwischen den beiden Seiten besteht also eine Potenzialdifferenz, die an den Hallelektroden abgegriffen und ausgewertet werden kann. Diese Erscheinung wird als „Halleffekt“ bezeichnet.

In der Elektronik wird der Hall-Effekt in sogenannten Hallsonden zur Messung der magnetischen Flussdichte benutzt. Fließt ein Strom durch den Leiter, so kann durch das Messen der erzeugten Hall-Spannung nach obiger Formel B berechnet werden. Materialien mit großer Hall-Konstante haben auch eine hohe Empfindlichkeit. Daher werden meist Halbleitermaterialien verwendet. Die Massenfertigung wurde erst durch die Integration von Hall-Platten in CMOS-Technologie möglich. Erst damit können Temperaturabhängigkeiten und andere Effekte kompensiert und die Hallspannung entsprechend ausgewertet und digital aufbereitet werden. Heute finden wir immer komplexere Hall-Sensoren auf CMOS-Basis in Anwendungen zur Winkel-, Positions-, Geschwindigkeits- und Strommessung.

Ein weiterer wichtiger Vorteil von Hallsensoren ist, dass zu ihrer Realisierung keine magnetisch aktiven Materialien (Nickel, Eisen etc.) benötigt werden. Damit wird das zu messende Magnetfeld nur minimal durch den Sensor verändert. Lediglich der Betriebsstrom des Hallelements erzeugt ein kleines zusätzliches Magnetfeld das dem zu messenden Magnetfeld additiv überlagert wird. Es entstehen dadurch aber weder Hysterese- noch Sättigungseffekte.

Einachsige Hall-Sensoren werden aus dünnen Halbleiterplättchen mit geringer Ladungsträgerdichte hergestellt, bei denen die Elektronen-Geschwindigkeit groß ist, um eine möglichst hohe Hall-Spannung zu erzielen. In Silizium (SI) werden bei einer Ladungsträgerbeweglichkeit von ca. 1500 cm/Vs Empfindlichkeiten von 0,2 bis 0,25 V/T erreicht, bei Halbleitern wie InSb werden bei einer Ladungsträgerbeweglichkeit von 80000 cm/Vs sogar Empfindlichkeiten von bis zu 16 V/T erreichen.

Meist werden Hall-Elemente in Schaltkreise integriert, in denen die Signalverstärkung, die Offset- und Temperaturkompensation, die Analog-Digital-Wandlung und die digitale Signalverarbeitung erfolgt. Bei den integrierten Hall-Sensoren wird zwischen **lateralen** Hallsensoren (Messung der magnetischen Flussdichte senkrecht zur Chipoberfläche) und **vertikalen** Hall-Sensoren (Messung der magnetischen Flussdichte parallel zu Chipoberfläche) unterschieden.

Hall-Sensoren kommen im Auto beispielsweise in der Sitzeinstellung, im Gurtschloss, Fensterheber oder Schiebedach zum Einsatz. Vielfach integrieren die Hall-Schalter die Hall-Sensor-Zelle, Bias-Generator, Kompensationsschaltungen, Komparator, Oszillator und Ausgangs-Transistor. Die Kompensationsschaltungen der Hallschalter gleichen mögliche Fertigungseinflüsse aus. Die aktive Fehlerkorrektur der Sensoren kompensiert dabei mögliche Abweichungen vom Sollwert, die durch mechanische Beanspruchung entstehen. Eine weitere Anwendung ist die potentialfreie Strommessung (Stromsensor). Wird das Magnetfeld durch einen stromdurchflossenen Leiter oder eine Spule erzeugt, kann man potentialfrei die Stromstärke in diesem Leiter bzw. der Spule messen.

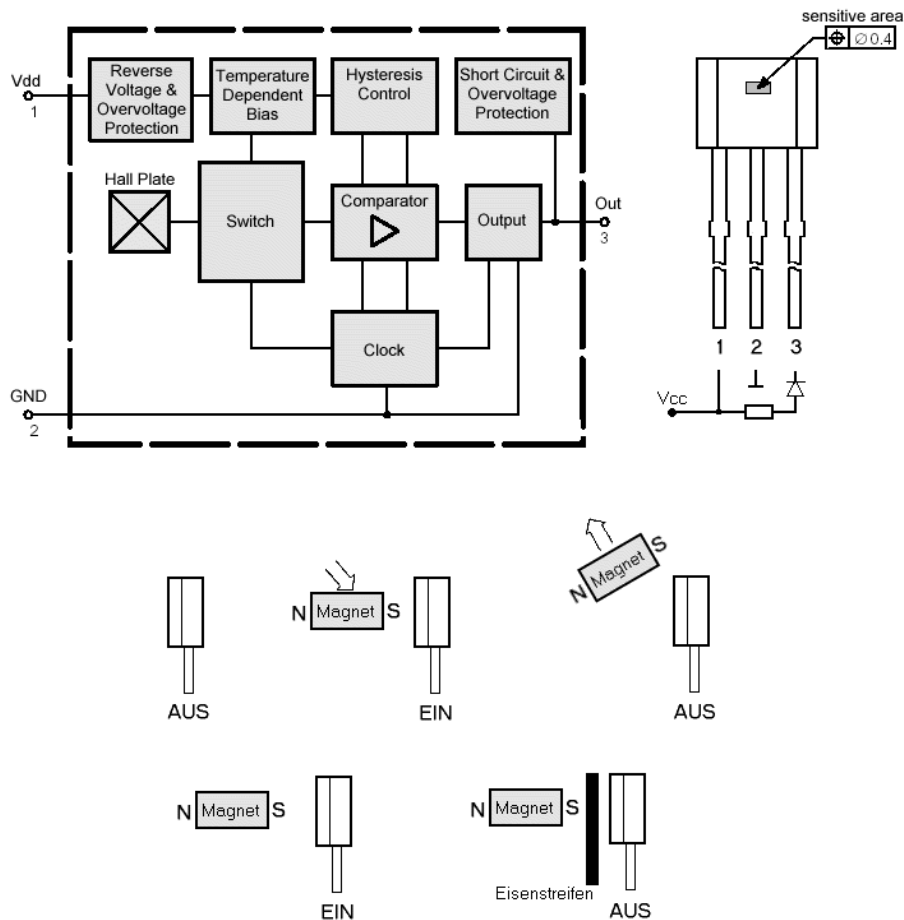


Bild 3.3: Hall-Schalter H501: Innenschaltung, Aussehen, Betätigung

Der unipolare Hallschalter H501, der von mir als Muster verwendet wurde, verträgt eine Versorgungsspannung von 4,8 bis 24 Volt und besitzt einen Open-Drain-Ausgang, der ca. 20 mA liefern kann. Es lässt sich für Tests eine LED mit Pull-up-Widerstand direkt anschließen, wie in Bild 3.3 gezeigt. Das Bild zeigt außerdem die Innenschaltung (Blockschaltbild) des Bausteins und die Betätigungsmöglichkeiten (rechts). Es kann also entweder ein Magnet in die Nähe des Bausteins gebracht werden, oder die magnetischen Feldlinien werden durch eine Fahne aus Eisenmetall abgeschirmt. Durch Wahl eines geeigneten Pull-up-Widerstandes kann auch jede Logik angesteuert werden. Deshalb wird der Hall-Schalter auch an dieser Stelle behandelt und nicht bei den Sensoren.

Hall-Schalter gibt es in den unterschiedlichsten Bauformen und mit unterschiedlicher Empfindlichkeit von diversen Herstellern (z. B. Infineon) – da ist für jede Anwendung etwas dabei. Sie eignen sich auch vorzüglich für Anwendungen in rauher Umgebung, da der Sensor selbst vor Umwelteinflüssen geschützt eingebaut werden kann (Kunststoffgehäuse, Vergießen usw.) und die Einrichtung zum Betätigen nur einen Magneten zum Sensor hin bewegen muss (bzw. eine Weicheisenblende zwischen Magneten und Sensor schieben muss).

3.3 Drehwinkelmessung

Auf der Basis des magnetischen Hall-Effekts lassen sich Drehwinkel-Geber konstruieren, die nicht nur genau und dabei preisgünstig sind, sondern auch eine mechanische Trennung zwischen bewegten und unbewegten Komponenten gestatten. Eine genaue Winkelmessung lässt sich durch die kreisförmige Anordnung von vier oder mehr Sensoren realisieren. Die Rotationsachse des Magneten geht dabei durch den Mittelpunkt des Kreises. Einander gegenüber liegende Sensoren werden paarweise mit je einem Differenzverstärker verbunden (Bild 3.4). Man erhält so vier sinusförmige Signale, die genau 90 Grad zueinander phasenverschoben sind.

$$H1 = U_{max} * \sin(\alpha)$$

$$H2 = U_{max} * \cos(\alpha)$$

$$H3 = U_{max} * -\sin(\alpha)$$

$$H4 = U_{max} * -\cos(\alpha)$$

U_{max} ist der Amplituden-Scheitelwert. Durch Differenzverstärkung zweier gegenüber liegender Signale ergibt sich am Ausgang der Verstärker:

$$2 * U_{max} * \sin(\alpha)$$

$$2 * U_{max} * \cos(\alpha)$$

Diese beiden Signale werden digitalisiert. Ein nachgeschalteter Tiefpass reduziert Störungen und Rauschen. Eine Koordinatentransformation erzeugt aus dem Sinus- und Cosinussignal Winkel- und Amplitudeninformation.

$$\text{Winkel} = \arctan \left(\frac{2 * U_{max} * \sin(\alpha)}{2 * U_{max} * \cos(\alpha)} \right)$$

Bei 90 Grad hat die Arkustangensfunktion eine Unstetigkeitsstelle und beginnt mit steigenden Winkel wieder bei -90 Grad. Das Gleiche geschieht bei 270 Grad. Man muss also in Abhängigkeit von den Vorzeichen der Sinus- und Cosinuswerte einen Offset von 180 im zweiten und dritten Quadranten bzw. 360 im vierten Quadranten addieren um einen, dem Drehwinkel des Magneten proportionalen Wert (0 ... 360 Grad) zu erhalten.

Der Betragswert wird zusätzlich zur Regelung der Stromquelle für die Hallsensoren eingesetzt, um die Empfindlichkeit unabhängig von der Magnetfeldstärke zu halten. Der Betragswert kann dazu verwendet werden, den Abstand zwischen Magnet und Sensorschaltung zu erfassen und auszuwerten. Wenn ein Sensor-IC dieses Feature bietet, kann man damit beispielsweise einen magnetischen Drehknopf mit einer kontaktlosen Drucktaster-Funktion versehen.

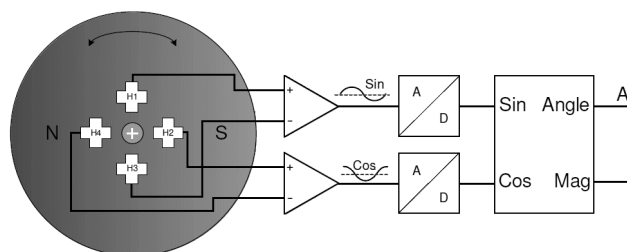


Bild 3.4: Prinzip eines Winkelsensors (Quelle: austriamicrosystems)

Nach diesem Prinzip hat *austriamicrosystems* (AMS) in der eine ganze Familie von magnetischen Winkelencoder-ICs entwickelt. Diese Winkelencoder der Reihe AS50xx gibt es mit 8 bis 12 bit Auflösung und verschiedenen ausgangsseitigen Schnittstellen: seriell, PWM, analog oder inkremental sowie Kombinationen davon. Neben der Genauigkeit und dem weiten Temperaturbereich zeichnen sich diese Sensoren durch eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit aus, die eine Positions-messung bei Drehzahlen bis 30.000 U/min erlaubt.

Für ein komplettes Positionsmesssystem benötigt man neben dem AS5030 einen Entkopplungskondensator und einen diametral (quer zur Drehachse) magnetisierten Magneten. Wegen ihrer großen magnetischen Feldstärke empfehlen sich Magnete aus seltenen Erden, z. B. NdFeB-Magnete. AMS bietet für alle Encoder-ICs Demoboards an. Sie bestehen aus einer Sensor-IC-Platine, einem Mikrocontroller, einer vierstelligen 7-Segmentanzeige, einer USB-Buchse zum Anschluss an den PC und einer Stiftleiste zum Anschluss einer Erweiterungsplatine. Dazu kommt eine Plexiglas-Abdeckung, die in einer Bohrung den mit Drehknopf versehenen Magneten aufnimmt.

3.4 Feldplatte

Die Feldplatte ist ein magnetisch steuerbarer Halbleiterwiderstand. Der Widerstandswert wird durch ein Magnetfeld gesteuert. Auf einer Keramikplatte ist mäanderförmig eine dünne Halbleiterschicht aus Indiumantimonid, InSb, aufgebracht. Eingebettet im Halbleiter befinden sich nadelförmige leitende Bereiche aus metallischem Nickelantimonid, NiSb. Die Nadeln sind parallel zu den Anschlusskanten der Feldplatte ausgerichtet. Je nach Abmessung und Bauform der Feldplatte lassen sich Widerstandswerte (ohne Magnetfeld) von wenigen Ohm bis einige kOhm herstellen.

Liegt elektrische Spannung an der Feldplatte an, so fließt ein vom Bahnwiderstand abhängiger geradliniger Strom (Bild 3.5). Die parallel zur Stromrichtung ausgerichteten Metallnadeln haben keinen Einfluss auf den Strom. Der Bahnwiderstandswert ohne Magnetfeldeinwirkung ist relativ gering und liegt zwischen 10 und 1000 Ohm.

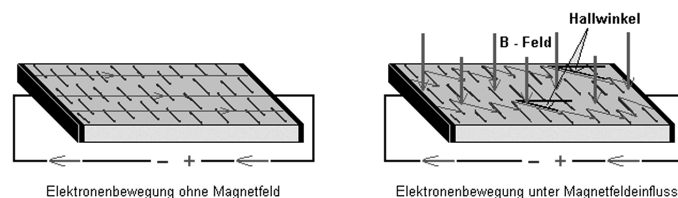


Bild 3.5: Prinzip einer Feldplatte

Wirkt auf die Feldplatte ein zur Stromrichtung senkrecht stehendes Magnetfeld mit der Feldlinien-dichte B ein, so werden die Elektronen infolge der Lorentzkraft seitlich ausgelenkt. Der Ablenkwinkel wird Hallwinkel genannt. Er beträgt für Indiumantimonid bei einer Induktion von 1 Tesla rund 80° . Innerhalb des Halbleitermaterials treffen die abgelenkten Ladungsträger immer wieder auf metallisch leitende Nadeln. Der Weg der Elektronen gleicht dadurch einer Zickzack-Bahn. Die Bahnverlängerung macht sich nach außen hin als erhöhter Widerstandswert bemerkbar. Die Widerstandsänderung ist unabhängig von der Magnetfeldrichtung und kann bis auf das Zwanzigfache zunehmen. Die Feldplatte ist in der Regel nicht mehr im Elektronik-Handel erhältlich. Der alleinige Hersteller Infineon (früher Siemens) hat die Herstellung im Jahr 2003 eingestellt.

3.5 Schlitzsensor, induktiver Endschalter

An Stellen, an denen mechanische Schaltkontakte aufgrund von Erschütterungen, Vibrationen oder Stößen unzuverlässig oder gar nicht arbeiten, werden berührungslose Schalter eingesetzt. Am robustesten sind induktive Schaltgeräte, denn sie sind unempfindlich gegen Staub, Erschütterungen, Feuchtigkeit etc. und zeigen keine Abnutzungserscheinungen. Der induktive Endschalter¹ in Bild 3.6 ist so aufgebaut, dass eine Metallzunge, die in den Spalt zwischen zwei axial zueinander angeordneten Spulen taucht, einen Schaltvorgang auslöst. Dabei ist gleichgültig, aus welchem Metall die Zunge besteht.

Die beiden Spulen L1 und L2 bilden zusammen mit dem Transistor T1 einen selbsterregten Oszillator. Die Rückkopplung erfolgt induktiv über den freien Luftweg zwischen den beiden Spulen. Der Rückkoppelgrad ist vom Abstand der Spulen zueinander und von deren Durchmesser abhängig. Der Abstand wird so einjustiert, dass der Oszillator gerade noch stabil schwingt. Als Richtwert für den freien Luftweg können folgende Angaben in Abhängigkeit vom Spulendurchmesser gemacht werden.

¹Quelle: Lothar Sabrowsky: Elektronische Schranken und Wächter, Franzis

Freier Luftweg	Spulendurchmesser
5 bis 10 mm	6 bis 8 mm ohne Kern
15 bis 20 mm	20 mm ohne Kern
50 bis 60 mm	20 mm mit Ferritkern 50 x 10 mm
100 bis 120 mm	10 mm auf Ferritkern 100 x 10 mm

Die Windungszahl aller Spulen sollte unabhängig vom Durchmesser und der Wicklungslänge zwischen 250 und 500 liegen. Da die Schaltung in einem sehr weiten Frequenzbereich einwandfrei arbeitet, ist die genaue Dimensionierung der Spulen unkritisch.

Darmit die einmal eingestellten Betriebsbedingungen nicht durch äußere Einflüsse verändert werden, ist der Transistor T1 im Emitterkreis gegen Temperaturschwankungen und mit der Zenerdiode gegen Spannungsschwankungen stabilisiert.

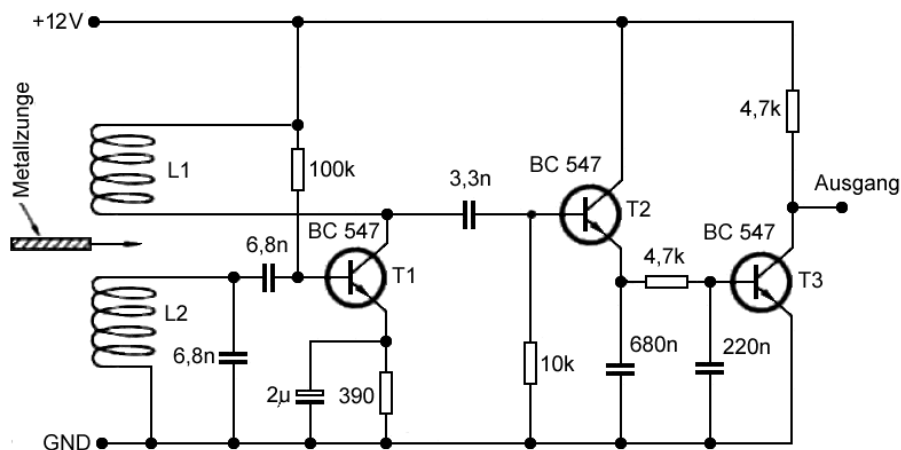


Bild 3.6: Diskret aufgebauter Schlitzsensor

Die Oszillator-Wechselspannung wird über den 3,3-nF-Kondensator an die Basis der Gleichrichterstufe T2 geführt. Am Emitter dieses Transistors bildet sich eine Gleichspannung, die über das darauffolgende Tiefpassfilter auf die Endstufe gelangt. Der Ausgang ist so lange auf Massepegel, wie der Oszillator schwingt; er sperrt erst, wenn die Schwingungen abreißen.

3.6 Metaldetektor (Metallsuchgerät)

Mit „Metaldetektor“, „Metallsuchgerät“, „Minensuchgerät“ ist eigentlich immer das Gleiche gemeint: Ein Gerät, mit dem man metallische Gegenstände aufspüren oder orten kann.

3.6.1 Metallsucher

Für die Konstruktion von Metallsuchern (auch „Minensucher“ oder „Schatzsucher“ genannt) gibt es drei wichtige Prinzipien: BFO, VLF und PI:

■ BFO (Beat Frequency Oscillator)

Ein BFO-Detektor (Bild 3.7) verwendet das Schwebungsprinzip. Er besteht aus zwei Schwingkreisen mit der jeweiligen Versorgungseinheit, einer Mischstufe und einem Verstärker für Kopfhörer oder Lautsprecher. Die beiden Schwingkreise haben ziemlich genau die gleiche Eigenfrequenz. Die Spule des einen Kreises (Suchspule) bildet den Detektor, bei diesem Oszillator variiert die Frequenz. Der zweite Oszillator erzeugt eine feste Frequenz. Dies kann ebenfalls über einen L-C-Schwingkreis erfolgen oder man setzt einen Quarzoszillator ein.

In der Mischstufe werden die Signale der beiden Kreise überlagert, das Resultat ist die Differenz beider Frequenzen. Diese Überlagerungsfrequenz (Schwebungsfrequenz) ist zunächst nahe Null. Die Arbeitsfrequenzen dieser Geräte liegen zwischen 100 kHz und 500 kHz.

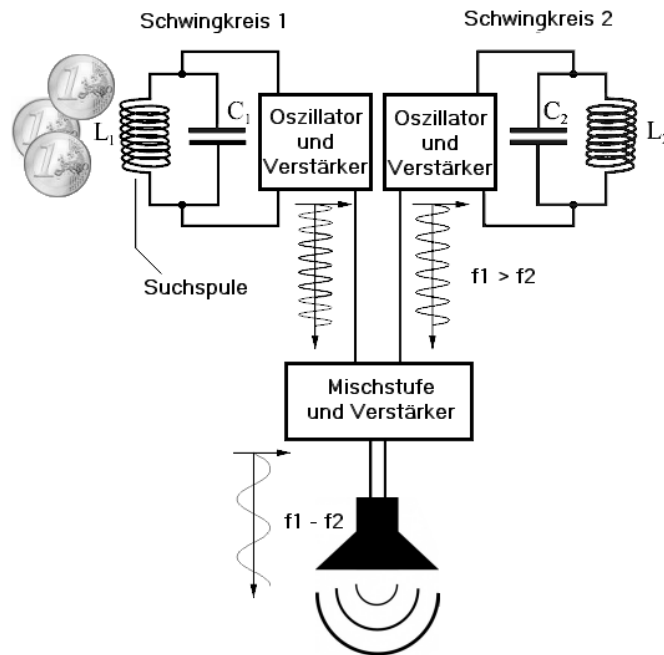


Bild 3.7: Prinzip eines Metallsuchers mit BFO

Befindet sich nun ein Gegenstand aus Metall in der Nähe der Suchspule, so ändert sich deren Induktivität und damit auch die Resonanzfrequenz des einen Schwingkreises (je nach Metall kann die Induktivität erhöht oder vermindert werden). Durch die Überlagerung der Signale aus den beiden Schwingkreisen in der Mischstufe entsteht eine Schwebung mit der Differenz-Frequenz. Diese Schwebungsfrequenz ist dann z. B. im Kopfhörer wahrnehmbar oder kann von einem Mikrocontroller für die Anzeige ausgewertet werden.

BFO-Metallsucher sind zum Selbstbau sehr geeignet und lassen sich auch preiswert herstellen. Die Suchtiefe hängt von der Spulengröße ab. Der BFO ortet alle Metalle, also auch Flaschenkapselfen, Silberpapier und andere Zivilisationsrückstände. Er eignet sich vor allem zur Suche im freien Gelände. Bild 3.8 zeigt einen Schaltungsentwurf, der das BFO-Verfahren realisiert. Links ist der Referenzoszillator, der mit TR1 auf eine möglichst niedrige Mischfrequenz eingestellt wird, rechts der Oszillator für die Suchspule. Die Arbeitsfrequenz liegt bei ca. 100 kHz.

■ VLF (Very Low Frequency)

Über einem leitenden Untergrund befinden sich Sende- und Empfangsspule. Fließt durch die Sendespule ein zeitlich variabler Strom, erzeugt dieser ein primäres, zeitlich variierendes Magnetfeld. Dieses dringt in den Untergrund ein und induziert dort ein Stromsystem, das nach der Lenzschen Regel das eindringende Feld schwächen will. Das primäre Feld durchsetzt aber auch die Empfangsspule und induziert dort eine Spannung U_p . Das vom Untergrund herrührende sekundäre Magnetfeld wirkt ebenfalls auf die Empfangsspule und induziert dort die Spannung U_s , die sich der Spannung U_p überlagert. Mit der Empfangsspule misst man daher eine Gesamtspannung $U = U_p + U_s$. Zur Normierung bezieht man diese auf die Primärspannung U_p , die ohne leitenden Untergrund erhalten wird und die sich bei bekannter Spulengeometrie, bekanntem Abstand zwischen Sender und Empfänger und bekannter Messfrequenz berechnen lässt.

Beim VLF-Verfahren wird ein niederfrequentes Magnetfeld in den Boden abgestrahlt. Stößt das Magnetfeld auf metallische bzw. entsprechend leitfähige Materialien, kommt es zu einer Störung des Magnetfelds. Diese Störung kann gemessen und signalisiert werden. Ein Metalldetektor, der nach dem VLF-Prinzip arbeitet, hat nur eine geringere Eindringtiefe, die je nach Spulendurchmesser bei wenigen Zentimetern bis ca. 1 Meter reicht. Je spezifischer die Suchergebnisse sein sollen, etwa die Unterscheidung zwischen einzelnen Metallen, umso geringer die Eindringtiefe. Je tiefer Metallfunde in der Erde liegen, umso größer müssen diese sein, um ein Signal am Detektor auszulösen. Ein VLF-Metall-Detektor besteht aus zwei Spulen im Suchkopf, Sendespule und Empfangsspule. Die Senderspule ist die äußere Spulenwicklung. In ihr fließt die sinusförmige Signalwechselspannung. Die Empfänger-Spule hat einen wesentlich kleineren Durchmesser, sie liegt konzentrisch innerhalb der Senderspule.

Anstelle eines eigenen Senders und einer kleinen Suchspule nutzen VLF-Verfahren in der Geophysik die Felder von Längstwellensendern aus, die im Frequenzbereich von 15 - 25 kHz arbeiten. Die großen Sendeleistungen dieser Stationen bis zu 1000 kW ermöglichen Reichweiten von über zehntausend Kilometern und damit einen weltweiten Einsatz dieser Methode. Solche Sender sind über die ganze Welt verbreitet, sie wurden errichtet, um eine weltweite Kommunikation mit U-Booten zu ermöglichen.

Die Felder dieser Sender breiten sich in größerer Entfernung und über horizontalgeschichtetem Untergrund als ebene, homogene Welle aus. Die Erkundungstiefe der VLF-Verfahren ist somit im wesentlichen durch die elektromagnetische Dämpfung bestimmt. Sie lassen sich wegen der vergleichsweise hohen Frequenzen um 10 kHz nur in Gebieten mit relativ schlechter elektrischer Leitung einsetzen. Zwei Einsatzweisen gelten als Standardverfahren: ein Neigungswinkelverfahren zur Lokalisierung lateral begrenzter Störkörper und ein Widerstandsverfahren zur Bestimmung der Untergrundleitfähigkeit oder der Mächtigkeiten schlecht leitender Deckschichten.

■ Pulse-Induction (PI)

Bei der Pulsinduktion wird ein anderes Prinzip als bei VLF genutzt. Statt eines kontinuierlichen strahlt die Sonde hier periodisch Magnetfeld-Impulse ab. Trifft dieses auf metallische Gegenstände, entstehen Wirbelströme, welche durch die Empfangsspule (nach Abschalten des Magnetfelds) wahrgenommen werden. Der Strom durch die Empfangsspule ist extrem kurz und dauert nur etwa 30 Mikrosekunden. Ein typischer PI-basierter Metalldetektor sendet etwa 100 Impulse pro Sekunde (herstellerabhängig reicht die Spanne von einigen zehn Hz bis zu mehr als 1000 Hz). Befindet sich der Metalldetektor über Metall, dauert es etwas länger, bis der reflektierte Impuls vollständig verschwindet.

Mit der Pulsinduktion werden zwar deutlich größere Eindringtiefen als beim VLF-Verfahren erreicht, jedoch ist eine Unterscheidung der Metalle hier nicht möglich. Die äußerst schwachen Signale aus den sekundären Magnetfeldern erfordern einen erheblichen Auswerteaufwand. Dennoch ist es möglich, die Tiefe des georteten Metalles zu bestimmen.

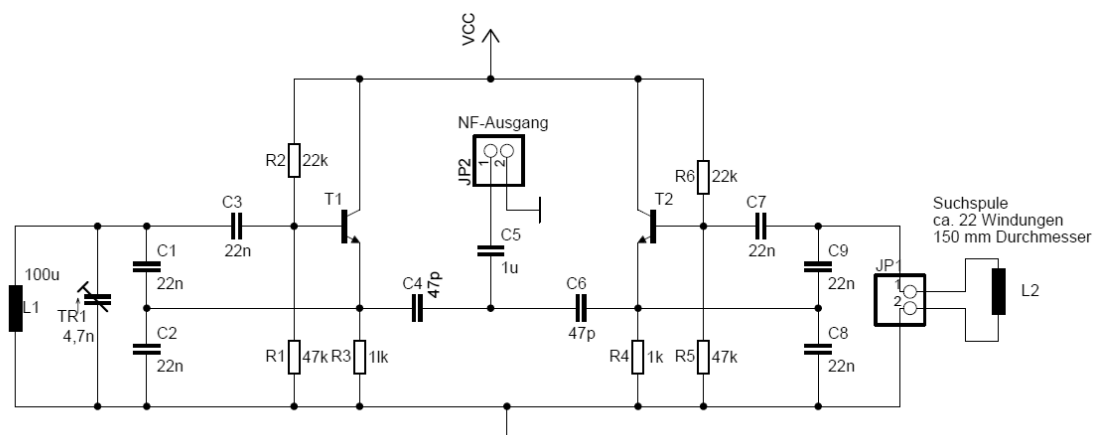


Bild 3.8: Beispielschaltung eines Metallsuchers mit BFO. Es werden zwei Colpitts-Oszillatoren eingesetzt.

Abschließen möchte ich diesen Abschnitt mit einer BFO-Variante, die keine diskreten Transistoren verwendet, sondern sich auf ganz normale CMOS-Gatter stützt – für alle, denen ein Digital-IC auf der Platine einfach gewohnter erscheint. Aufgrund ihres inneren Aufbaus kann man übrigens CMOS-Gatter durchaus als lineare Verstärker betreiben, man muss nur für eine geeignete Gegenkopplung sorgen. Von der grundlegenden Arbeitsweise bietet die Schaltung nichts Neues: zwei Oszillatoren und Mischer.

Die Oszillatoren werden diesmal durch CMOS-NAMD-Gatter realisiert; die Schaltung ist eine Standard-Applikation. Der obere Oszillator (IC1A) im Bild 3.9 hat einen 450-kHz-Quarz (Rundfunk-ZF-Resonator) als frequenzbestimmendes Bauteil. Beim frei laufenden Oszillator (IC1B) wird die Frequenz einerseits von einem Serienschwingkreis aus Suchspule L1 und C4 bestimmt, andererseits kann sie mittels C8 noch fein eingestellt werden. Dies dient dem Nullabgleich des BFO.

Das Gatter IC1C entkoppelt und verstärkt das Suchsignal und in IC1D werden die beiden (ziemlich rechteckförmigen) Frequenzen der beiden Oszillatoren gemischt. Die sich ergebende NF ist dann im Lautsprecher hörbar oder kann anderweitig weiterverarbeitet werden.

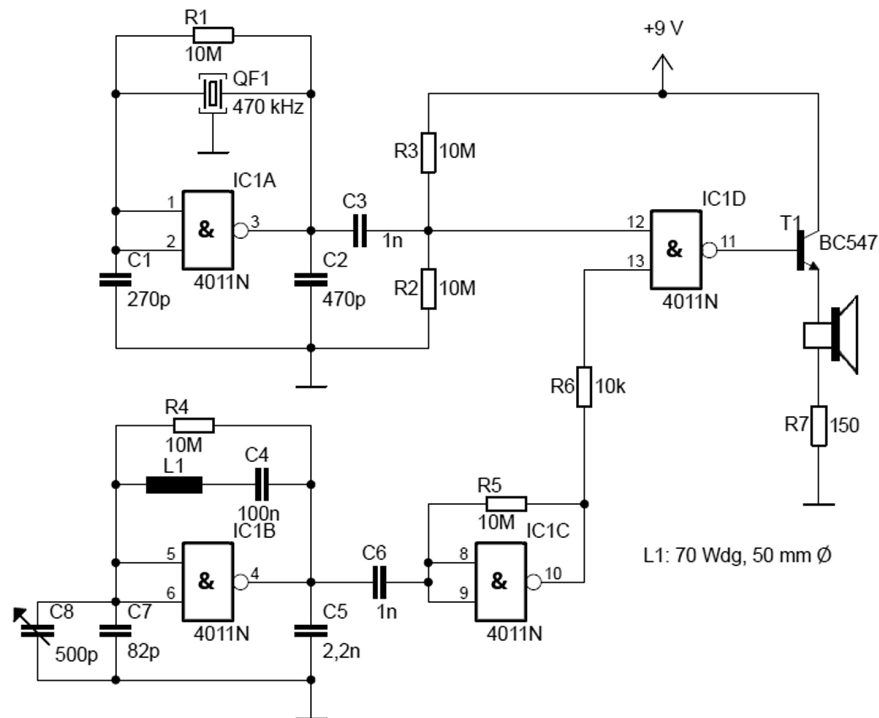


Bild 3.9: Schaltung eines Metallsuchers mit BFO unter Verwendung von CMOS-Gattern.

3.6.2 Fahrzeugerkennung mittels Induktionsschleife

Bei der Verkehrsleitung dient eine Induktionsschleife zur Fahrzeugerkennung auf der Strasse. Dazu werden große Kabelschleifen in die Fahrbahndecke eingelassene oder darunter verlegt, vorzugsweise vor den Haltlinien von Verkehrsampeln, zum Auslösen von Rotlicht-Überwachungskameras oder zum Öffnen und Schließen von Schranken bei Parkhäusern, Mautstellen etc. Durch die Auswertung der gemessenen Hüllkurve ist es möglich, die erfassten Fahrzeuge grob nach Typen zu unterscheiden (Bild 3.10).

Mit zwei Induktionsschleifen in kurzem Abstand hintereinander kann die Typunterscheidung verfeinert werden und auch die Fahrtrichtung und die ungefähre Geschwindigkeit von Fahrzeugen bestimmt werden. Induktionsschleifen zur Steuerung einer Ampel sind in der Regel für Kraftfahrzeuge optimiert. Ob auch Radfahrer von ihnen erkannt werden, hängt von der eingestellten Empfindlichkeit ab. Auch der Metallanteil des Rads spielt eine Rolle.

Meist wird BFO oder ein ähnliches Verfahren zur Detektierung verwendet. Es werden aber teilweise auch noch andere Verfahren eingesetzt. So kann man die Induktionsschleife mit Gleichstrom beaufschlagen, der ein schwaches, konstantes Magnetfeld erzeugt. Bewegen sich ein Fahrzeug durch dieses Magnetfeld hindurch, ändert sich dessen Stärke. Die Veränderung des Feldes induziert einen kurzzeitigen Stromstoß in der Leiterschleife, der nach entsprechender Auswertung als Steuerimpuls an die Ampelsteuerung weitergeleitet wird.

Bei einer stromlosen Induktionsschleife nutzt man die Tatsache, dass die meisten Fahrzeuge von einem schwachen Magnetfeld umgeben sind bzw. das Erdmagnetfeld bündeln. Die vom Fahrzeug erzeugten elektromagnetischen Signale stammen u. a. aus der Lichtmaschine und von der Zündanlage. Bewegt sich ein Fahrzeug relativ zur Induktionsschleife, können die Magnetfeldänderungen zu Mess- und Steuerzwecken genutzt werden.

Die Abmessungen der rechteckigen oder trapezförmigen Schleifen sind typisch ca. 1 m x 3 m bis 2,5 m x 2,2 m mit meist 4 Windungen. Die Schleifeninduktivität liegt zwischen 80 und 240 Mikrohenry, der Schleifenwiderstand ist kleiner als zwei Ohm. Die Anforderungen an den Schleifendraht werden in erster Linie von mechanischen und thermischen Beanspruchungen vorgegeben, die insbesondere auf die Isolierung einwirken. Weiterhin sind die Einflüsse durch Witterung (Nässe) und die Beständigkeit gegenüber Chemikalien und Lösungsmitteln (Öl, Kraftstoff, Streusalz, etc.) zu beachten. Es wird eine flexible verzinnzte Cu-Litze mit einem Querschnitt von mindestens 1,5 Quadratmillimeter verwendet, die in der Regel mit einer Isolation auf PTFE-Basis („Teflon“) versehen ist.

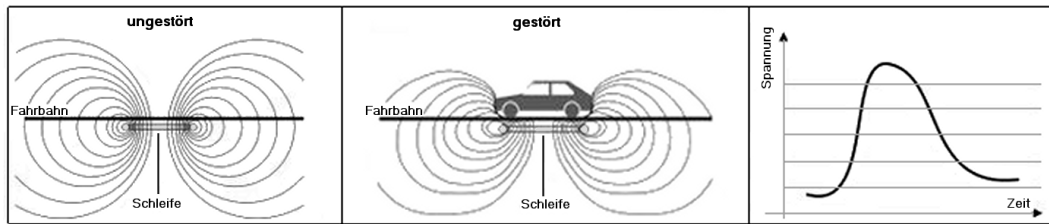


Bild 3.10: Induktionsschleife zur Fahrzeugerkennung

Prinzipiell könnte man die Schaltung aus Bild 3.8 auch für die Induktionsschleife verwenden. Es müsste nur die Induktivität L_1 an die vergrößerte Detektorspule angepasst werden. Die Mischfrequenz (NF) kann natürlich auch digital weiterverarbeitet werden, indem man das Sinussignal noch etwas siebt und dann die Frequenz misst.

3.6.3 Leitungssucher

Manchmal reicht aber auch das Bedämpfen eines Schwingkreises, um Metalle zu detektieren – wie das oben schon beim Schlitzsensor der Fall war. Das Funktionsprinzip der folgenden Schaltung ist etwas einfacher, da nur ein Oszillator zum Einsatz kommt.

Die Suchspule (200 - 500 Windungen 0,1 mm Kupferlackdraht, Spulendurchmesser 1 - 7 cm) ist Teil einer kapazitiven Dreipunktschaltung mit C_1 und C_3 (modifizierter Colpitts-Oszillator). Je nach Windungszahl und Spulendurchmesser ergibt sich eine Oszillatorfrequenz von ca. 100 - 150 kHz. Nähert sich ein metallischer Gegenstand, wird der Schwingkreis bedämpft und die Amplitude des Oszillators verringert sich (auch die Frequenz ändert sich etwas). Die Wechselspannung wird über die Diode D_2 zum Verstärker geleitet. Die Diode dient hier nicht als Gleichrichter (der gesamte Schwingungsverlauf bewegt sich ja im positiven Bereich), sondern soll die Entladung des Glättungskondensators C_4 über T_1 verhindern. Wegen C_4 steht eine etwas wellige Gleichspannung am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers (OPV) an. Diese Spannung ändert sich bei Annäherung eines metallischen Gegenstandes relativ stark. Am invertierenden Eingang des OPV kann mit P_1 (und R_7/R_8) die Schaltschwelle eingestellt werden. Der OPV kann eine LED am Ausgang direkt ansteuern, für ein Relais ist ein Transistor nachgeschaltet. Der Ausgan des OPV kann alternativ an den Analogeingang eines Controllers angeschlossen werden. Dabei muss gegebenenfalls die Ausgangsspannung auf für den Controller verträgliche Pegel angepasst werden.

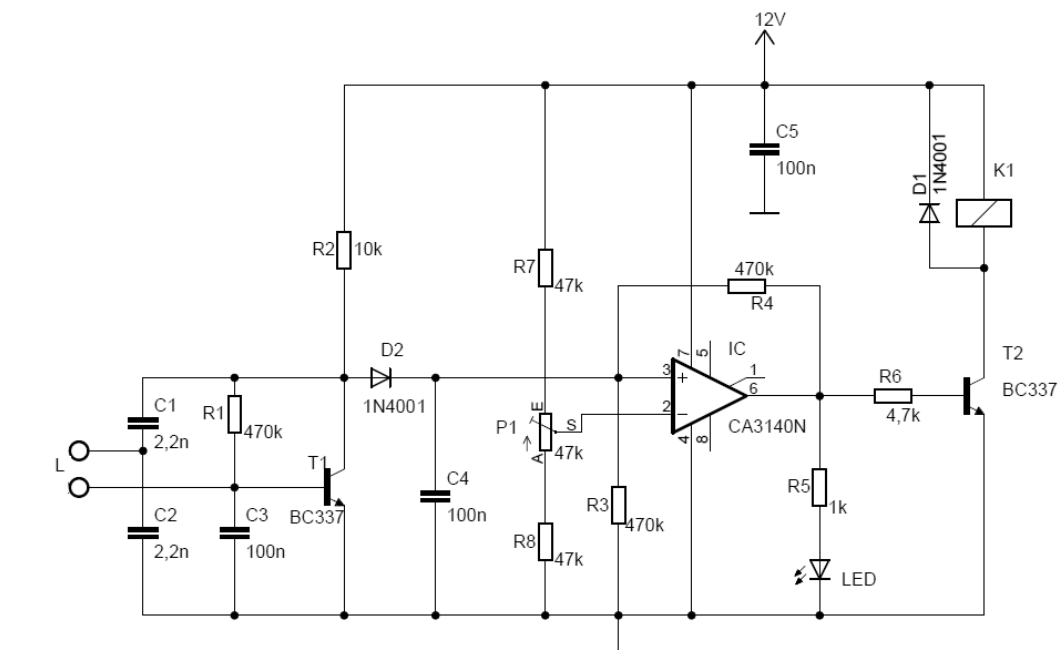


Bild 3.11: Metalldetektor (Leitungssucher) mit nur einem Oszillator

Derartige Geräte können für die Suche nach Wasser-, Gas- und Elektroleitungen in der Wand verwendet werden, was Überraschungen verhindert, die sonst eventuell beim Einsatz des Bohrhammers auftreten können. In diesem Fall würde man die Spule relativ klein konstruieren, um das Metall in der Wand präzise lokalisieren zu können. Macht man die Spule größer, hat man einen Metallsucher, wie er z. B. bei der Personenkontrolle im Flughafen zum Einsatz kommt.

Das folgende System arbeitet prinzipiell genauso, verwendet jedoch eine andere Schaltung. Hier wird ein Meißner-Oszillator verwendet, der sich durch einen „Transformator“ mit zwei Wicklungen auszeichnet. Die eine Wicklung bildet zusammen mit einem Kondensator einen Parallelschwingkreis. Die zweite Wicklung sorgt für eine um 180 Grad phasenverschobene Rückkopplung auf die Basis des Schwingkreistransistors, womit ideale Bedingungen für das Schwingen gegeben sind.

Natürlich wäre ein Transformator der üblichen Bauart kontraproduktiv, da bei diesem ja gerade die Beeinflussung der Wicklungen von aussen (bzw. deren elektromagnetische Abstrahlung) vermieden werden soll. Der verwendete Transformator ist in Bild 3.12 gezeigt. Er besteht aus einem Ferritstab von ca. 50 mm Länge und 8 mm Durchmesser, auf dem nebeneinander die beiden Wicklungen aufgebracht sind. Dadurch ergibt sich ein starkes Streufeld, das optimal auf umgebendes Metall reagiert.

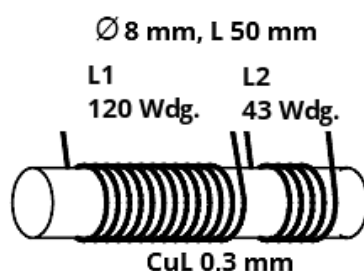


Bild 3.12: „Transformator“ des Meißner-Oszillators

Der Hauptgrund für die in Bild 3.13 gezeigten Schaltung ist aber deren Historie. Sie stammt nämlich vom Metallsucher MD2, der in den 1990er Jahren in der damaligen DDR gefertigt wurde (deshalb auch die etwas exotischen Transistor-Typenbezeichnungen). T1 und T2 mit Beschaltung bilden eine Spannungsstabilisierung auf ca. 3,6 V. T3 bildet mit C1, L1 und L2 den erwähnten Meißner-Oszillator, dessen HF-Amplitude extrem abhängig von der Induktivität ist. Bei Annäherung an Metall sinkt die Amplitude relativ schnell. T4 sorgt zusammen mit C2 für eine Gleichspannung an der Basis von T5. Dieser bildet zusammen mit T6 eine Darlingtonstufe mit hoher Gleichspannungsverstärkung.

Schwingt der Oszillator nicht oder mit zu geringer Amplitude (die über P1 fein und über P2 grob einstellbar ist), lädt sich C2 über R7 auf und T5 und T6 schalten durch, woraufhin die LED leuchtet. Ist die HF-Amplitude des Oszillators groß genug, wird C2 entladen und T5 sperrt; die LED geht aus. Dazwischen gibt es einen kleinen Übergangsbereich, bei dem die LED schwach leuchtet. Das Gerät ist bei geeigneter Stellung der Potis so empfindlich, dass er auch auf schwache Magnetfelder reagiert. Stellt man die Potis so ein, dass die LED gerade glimmt, und ändert man dann seine Lage ändert sich die LED-Helligkeit. R10 verschiebt den Leuchtbeginn hin zu höheren Strömen und verbreitert den Übergangsbereich des Glimmens der LED. Die größte Empfindlichkeit liegt in diesem Glimmbereich.

Jetzt kommt der interessante Teil. Die Firma Velleman ist ein relativ bekannter Anbieter von Elektronikbausätzen, die auch über diverse Elektronikversender vertrieben werden. Unter der Bestellnummer K7102 ist bei Velleman ein Leitungssucher-Bausatz erhältlich, dessen Schaltung in diesem Zusammenhang höchst interessant ist. Auch dieser Bausatz hat eine Indikator-LED und kann zusätzlich mit einem Piezo-Summer versehen werden, der dann auch ein akustisches Signal abgibt. Die ursprüngliche Spannungsstabilisierung aus T1 und T2 ist hier durch eine Zenerdiode ersetzt worden (ZD1 und R2 in Bild 3.14). Das Pärchen T5 und T6 der MD2-Schaltung ist bei der moderneren Schaltung auf T3 eingedampft worden. So kommt die Bausatz-Variante mit der Hälfte der Transistoren aus. Im übrigen zeigt aber ein Vergleich, dass sich die Schaltungen sogar bei den Bauteilwerten gleichen. So lebt die DDR-Technik heute ganz unbemerkt fort.

Übrigens arbeiten etliche reine Leitungssucher nach einem völlig anderen Prinzip. Bei diesem Geräten wird das 50-Hz-Wechselfeld der Stromleitung aufgefangen und verstärkt. Die Signalamplitude steuert dann die Anzeige-LED. solche Geräte können jedoch nur Leitungen finden, auf denen auch eine Spannung liegt.

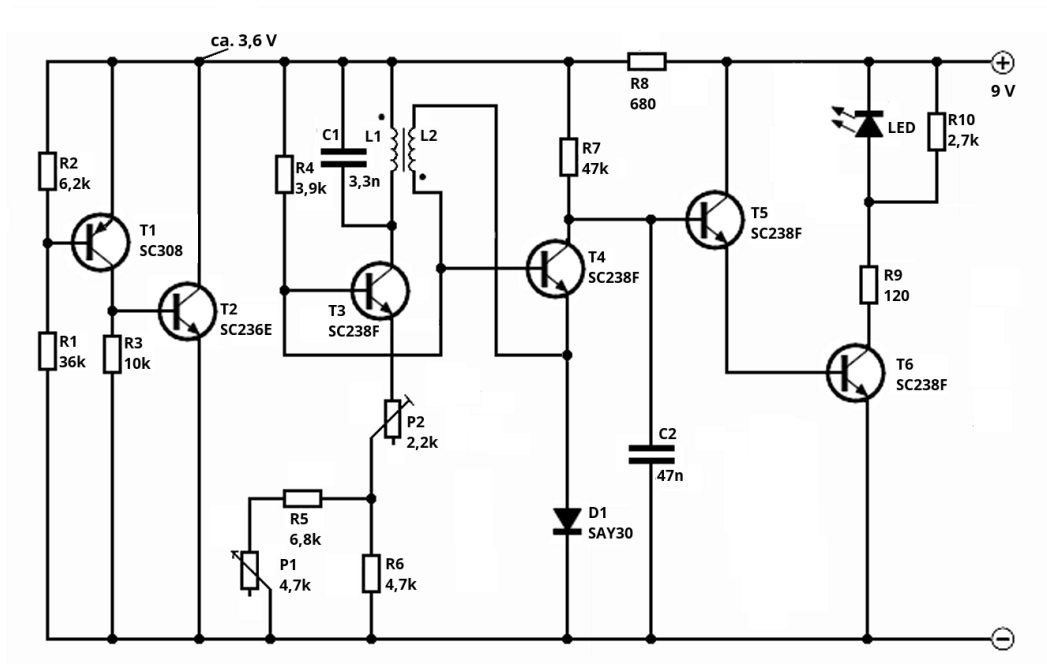


Bild 3.13: Schaltung des Metallsuchers MD2 mit Meißner-Oszillator

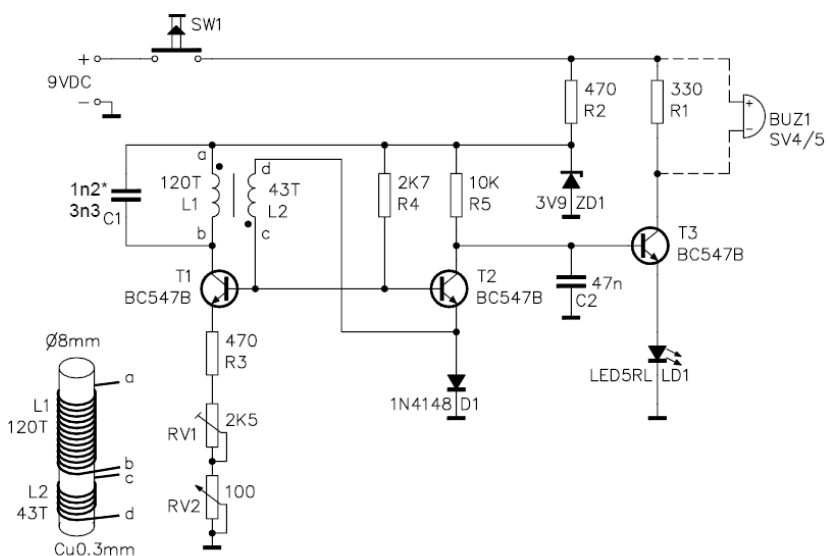


Bild 3.14: Schaltung des Bausatz-Metallsuchers von Velleman (Quelle: Handbuch zum Bausatz K7102 „191061-as-01-en-METALLDETEKTOR_BS.pdf“)

Komplexere Geräte der höheren Preisklasse betreiben dagegen echte Signalverarbeitung und können sogar Holz, Metallrohre und Elektrokabel unterscheiden.

3.7 Kompass-Sensoren

Alle Kompass-Sensoren werten das schwache Erdmagnetfeld aus, wobei die einfachen Vertreter ihrer Art nur auf die horizontale Komponente reagieren (sollen). Der Sensor muss also immer senkrecht zur Erdoberfläche stehen, weshalb bei Fahrzeugen eine kardanische Aufhängung notwendig sein kann.

Die Schweizer Firma Pewatron (<http://www.pewatron.ch>) bietet zwei Arten von Kompass-Sensoren an, die äußerst empfindlich auf das Erdmagnetfeld reagieren. Mit diesen Sensoren können Sie einen elektronischen Kompass aufbauen. Ähnliche Sensoren werden auch von Dinsmore (<http://www.dinsmoresensors.com/>) hergestellt. Es gibt einen digital arbeitenden und einen analogen

Sensor. Der Letztere besitzt zwar eine höhere Auflösung, erfordert jedoch eine recht umfangreiche Auswerteelektronik, weshalb man besser zu den unten besprochenen Fertigmodulen greift. Beim Digitalsensor (Pewatron 6945 oder Dinsmore 1490) genügen ein paar Bauteile, um einen einfachen Kompass mit einer Auflösung von 45 Grad zu realisieren. Bild 3.15 zeigt die Abmessungen, die Pinbelegung und die Beschaltung des Sensors.

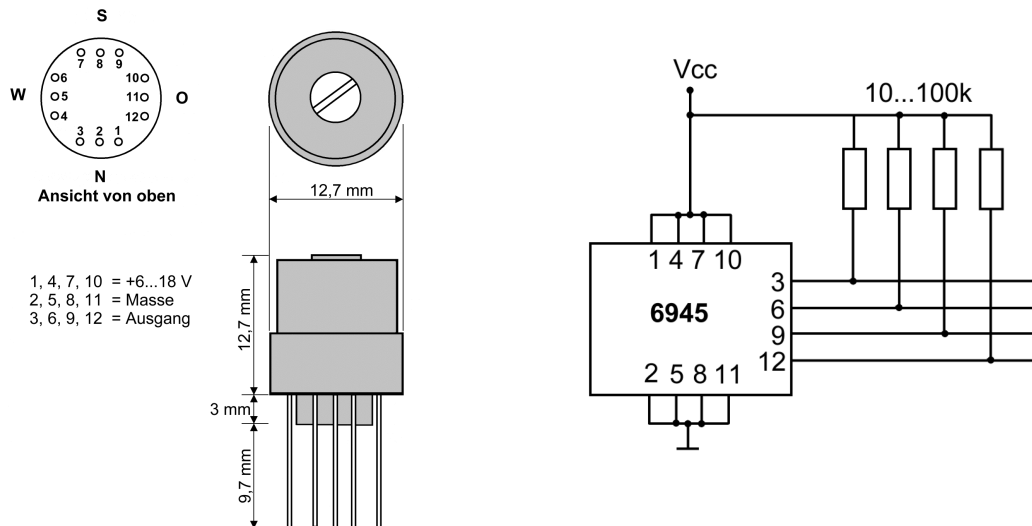


Bild 3.15: Abmessungen und Pinbelegung des Kompass-Sensors 6945 und die höchst einfache Beschaltung

Der digitale Sensor 6945 besteht aus der Kombination eines saphirgelagerten Miniaturrotors (gewissermaßen die Kompassnadel) und Halleffekt-ICs. Der Rotor ist für eine Messung der horizontalen Komponente des Erdmagnetfeldes konzipiert, reagiert aber auch auf die vertikale. Dies bedeutet, dass die Anzeige des Bausteins nur bei aufrechter Sensor-Stellung (der Rotor dreht sich dann in der Horizontalen) gültig ist.

Der Sensor besitzt vier Ausgänge, für jede Windrichtung einen. Der jeweilige Ausgang wird in einem Bereich von $\pm 67,5^\circ$ um die angegebene Richtung aktiv (Low, open Collector). Dadurch ergibt sich eine Überlappung der Bereiche. Man kann die Ausgangssignale daher durch geeignete logische Dekodierung in acht (sich nicht überlappende) 45-Grad-Bereiche auflösen (siehe Tabelle 3.1). Der Magnetfeldsensor besitzt eine Hysterese, die ein Springen der Anzeige verhindert. Außerdem liefern beide Bausteine eine Art Gray-Code, bei dem sich zwischen zwei aufeinanderfolgenden Richtungen jeweils nur ein Bit ändert. Eine Umsetzung in die acht möglichen Himmelsrichtungen kann leicht per Programm vorgenommen werden.

Tabelle 3.1: Ausgangsbelegung der beiden Kompass-Bausteine

Richtung	Dinsmore 1490	Pewatron 6945	Richtung	Dinsmore 1490	Pewatron 6945
Nord	0001	1110	Süd	0100	1011
Nordost	0011	0110	Südwest	1100	1001
Ost	0010	0111	West	1000	1101
Südost	0110	0011	Nordwest	1001	1100

Die beiden Bausteintypen arbeiten mit einer Versorgungsspannung zwischen 5 und 18 V, die aber auf jeden Fall stabilisiert werden sollten. Jegliche Überspannung oder Falschpolung killt den Baustein für immer.

Die vorgestellten Sensoren haben jedoch einige Nachteile – sie sind ja auch schon vor fast 15 Jahren entwickelt worden. Digitale wie analoge Variante beruhen im Grunde auf einer Art „Kompassnadel“, sie enthalten also bewegliche Teile. Zudem müssen die Sensoren immer zur Waagrechten hin ausgerichtet sein, will man Messfehler vermeiden. Der analoge Sensortyp liefert wie viele ähnliche Modelle anderer Hersteller zwei gegeneinander verschobene sinusförmige Signale, deren Auswertung nicht nur eine relativ aufwändige Beschaltung mit Operationsverstärkern erfordert, sondern dazu noch zwei A/D-Wandler. Deshalb ist es günstiger, sich an fertige Module zu halten.

Von der Firma Devantech (<http://www.robot-electronics.co.uk/>) gibt es das preiswerte und weit verbreitete Kompass-Modul CMPS03, das mit einer Genauigkeit von 3 bis 4 Grad und einer Auflösung von 0,1 Grad recht gute Ergebnisse erzielt. Es lässt sich durch seine beiden Ausgänge universell einsetzen und mit den verschiedensten Zielsystemen bei wenig Aufwand koppeln. Der eine Ausgang sendet ein pulsbreiten-moduliertes Rechtecksignal, dessen Pulsbreite mit 1 ms bis 37 ms proportional zum gemessenen Winkel von 0 bis 360 Grad ist. Der zweite Ausgang liefert über ein I2C-Interface ein entsprechendes seriell Bitmuster. Der Kompass basiert auf zwei im Winkel von 90 Grad angeordneten Magnetfeld-Sensoren von Philips (KMZ51), die auf magnetoresistiven Messbrücken basieren. Der KMZ51 verfügt über integrierte Spulen, um eine Messbrücke, die einem starken Magnetfeld ausgesetzt war, wieder zu kompensieren. Eine umfassende Beschreibung finden Sie unter <http://www.robot-electronics.co.uk/htm/cms3tech.htm>.

Einen kostengünstigen Kompass ohne bewegliche Teile (Magnetometer) stellt Advanced Orientation Systems, Inc. (Vertrieb: B+L Industrial Measurement, Heidelberg) her. Navigation auf See und an Land, die Ausrichtung von Fahrzeugen, Baumaschinen oder Bauwerken sowie die Nachführung von Satelliten-Antennen zählen zu den Haupteinsatzgebieten des „EZ-Compass 3A“. Der Kompass misst bei hoher Wiederholrate Neigungswinkel von ± 90 Grad bei einer Auflösung von bis zu 0,01 Grad und ist wesentlich preisgünstiger als herkömmliche Gyroskope. Bei der Schnittstelle kann man zwischen RS232 und RS422 wählen.



Bild 3.16: Kompassmodul von AOS

Das Modul vom Typ EZ-Compass 3A (Bild 3.16) besteht aus einer Platine von ca. $37 \times 51 \text{ cm}^2$ Fläche, die etwa 11 g wiegt. Über die RS232/RS422-Schnittstellen stellt der elektronische Kompass die korrekten Werte für Gierwinkel (Kurs), Nickneigung, Rollbewegung, Magnetfeld und Temperatur zur Verfügung.

Da die Messwerte durch dauermagnetisch gewordene Stahlteile, von Gleichstrom durchflossene Leitungen oder magnetische Weicheisenteile in Kompassnähe beeinflusst werden, kann der EZ-Kompass nach Einbau kalibriert werden. Entsprechende Korrektur-Routinen sind in der Firmware integriert. In der Messebene ermittelt der Festkörper-Kompass den Azimuth-Winkel mit einer Genauigkeit von besser als 0,25 Grad. Ist der Kompass geneigt, befindet sich das Ziel also ober- oder unterhalb der Horizontalen, sind die Toleranzen der Azimuth-Messwerte kleiner ± 1 Grad. Die Neigungswinkel kann das Modul bis zu 0,01 Grad auflösen. Die vom Sensor ausgegebenen Signale werden in Bezug auf Nickwinkel und Krängung vollkommen linearisiert. Zudem stehen weitere Bauformen zur Verfügung. Der Typ EZ-Compass 3AV ist vertikal und der Typ EZ-Compass 3AH horizontal ausgerichtet.

Alle magnetischen Kompass-Sensoren reagieren unabhängig von ihrer zugrunde liegenden Funktionsweise auf das sehr schwache Magnetfeld der Erde. In Innenräumen sind Verzerrungen der Messergebnisse durch Metallobjekte (wie Stahlträger, Stahlbeton oder Metalltüren) oder künstliche Magnetfelder (Lautsprecher, Stromleitungen, elektrische Motoren usw.) allerdings unvermeidbar. Aus diesem Grund kann ein Kompass-Sensor nicht in allen Fällen einen korrekten absoluten Bezugspunkt bieten.

4

Temperatursensoren

Für die Temperaturmessung können die unterschiedlichsten Sensortypen herangezogen werden. Im Grunde ist auch jeder Halbleiter gleichzeitig (in gewisser Weise) aufgrund seiner Eigenschaften ein Temperatursensor. So kann man durchaus eine Diode oder einen Transistor als Temperatursensor mit negativem Temperaturkoeffizienten verwenden, wobei jedoch die Kennlinie äußerst nichtlinear ist. Deshalb greift man zu speziellen Sensoren.

4.1 Heißleiter

Bei Forschungen auf dem Gebiet weichmagnetischer Ferrite stieß man schon 1941 auf Mischungen, deren Leitfähigkeit mit zunehmender Temperatur stieg. Diese sogenannten Heißleiter oder NTC-Widerstände (Negative Temperature Coefficient) sind Widerstände mit einem negativen Temperaturkoeffizienten. Heißleiter bestehen aus polykristallinen Halbleitern sinterfähiger Metalloxide. Der Widerstand lässt sich durch Mischverhältnis verschiedener Metalloxide in weitem Bereich einstellen. Für den Widerstand gilt näherungsweise:

$$R_H = R_N * e^{b \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right)} \Leftrightarrow T = \frac{b \cdot T_N}{b + \ln \left(\frac{R_H}{R_N} \right) * T_N} \quad (4.1)$$

R_H : Widerstand in Ω bei der Temperatur T

R_N : Nennwiderstand in Ω bei Nenntemperatur T_N (meist 25 °C)

T : Betriebstemperatur in K

T_N : Nenntemperatur in K

b : Materialkonstante (in K^{-1})

Das Temperatur-Widerstandsverhalten eines NTC lässt sich auch beschreiben durch:

$$1/T = a + b * \ln R + c(\ln R)^3 \quad (4.2)$$

Heißleiter werden nicht nur als Temperatursensoren, sondern auch zur Begrenzung von Einschaltströmen angewandt. Ein Heißleiter in der Zuleitung eines elektrischen Geräts ist vor dem Einschalten kalt, leitet somit schlecht und verringert den Einschaltstrom. Nach dem Einschalten erwärmt sich der Widerstand durch den Stromfluss und wird niederohmig.

4.2 Kaltleiter

Bei Kaltleitern oder PTC-Widerständen (Positive Temperature Coefficient) vergrößert sich der elektrische Widerstand bei steigender Temperatur. Diese besondere Art von Widerständen besitzt somit

einen positiven Temperaturkoeffizienten. Prinzipiell haben alle Metalle einen positiven Temperaturkoeffizienten, sind also Kaltleiter. Im Unterschied zu den hier behandelten Bauelementen ist der Temperaturkoeffizient der Metalle wesentlich kleiner und weitgehend linear. Heutige Kaltleiter bestehen aus einer Mischung von Bariumkarbonat und bestimmten Metalloxiden. Auch Silizium wird eingesetzt. In der Elektronik finden Sie drei verschiedene Klassen von Kaltleitern:

- Kaltleiter, deren Widerstand linear mit der Temperatur ansteigt. Diese werden zur Temperaturmessung und Temperaturkompensation verwendet.
- Kaltleiter mit einem nichtlinearen Widerstandsverlauf, die als Überstromschutz (Sicherungselement), Übertemperaturschutz oder selbstregelndes Heizelement eingesetzt werden.
- Kaltleiter auf Polymerbasis mit einem nicht-linearen Widerstandsverlauf, die als selbststrückstellende Sicherung bekannt sind. Wenn der Strom seinen Nominalwert übersteigt, überführt die im Kaltleiter durch den Stromfluss erzeugte Wärme das Element in einen hochohmigen Zustand.

Unterhalb seiner Curie-Temperatur zeigt der Kaltleiter einen positiven Temperaturkoeffizienten, darüber einen negativen, bei dem der Widerstand exponentiell ansteigt. Näherungsweise gilt:

$$R = R_0 * e^{b(T-T_0)} \quad (4.3)$$

R : Widerstand in Ω bei der Temperatur T

R_0 : Nennwiderstand in Ω bei Nenntemperatur T_0

T : Betriebstemperatur

T_0 : Nenntemperatur (meist 25 °C)

b : Materialkonstante (in K^{-1})

Kaltleiter kommen oft als Grenzwertgeber zum Einsatz. So ist ein derartiger Geber bei Öltanks sogar vorgeschrieben. Er schaltet die Ölzufuhr automatisch ab, sobald der Tankpegel eine bestimmte Marke erreicht hat. Der Grenzwertgeber funktioniert mit einem Kaltleiter. Er wird durch den hindurchfließenden Strom erwärmt. Erreicht die Flüssigkeit im Tank die zuvor eingestellte maximale Höhe, wird der Kaltleiter von ihr abgekühlt, sein elektrischer Widerstand nimmt sehr schnell ab, und der Befüllvorgang stoppt.

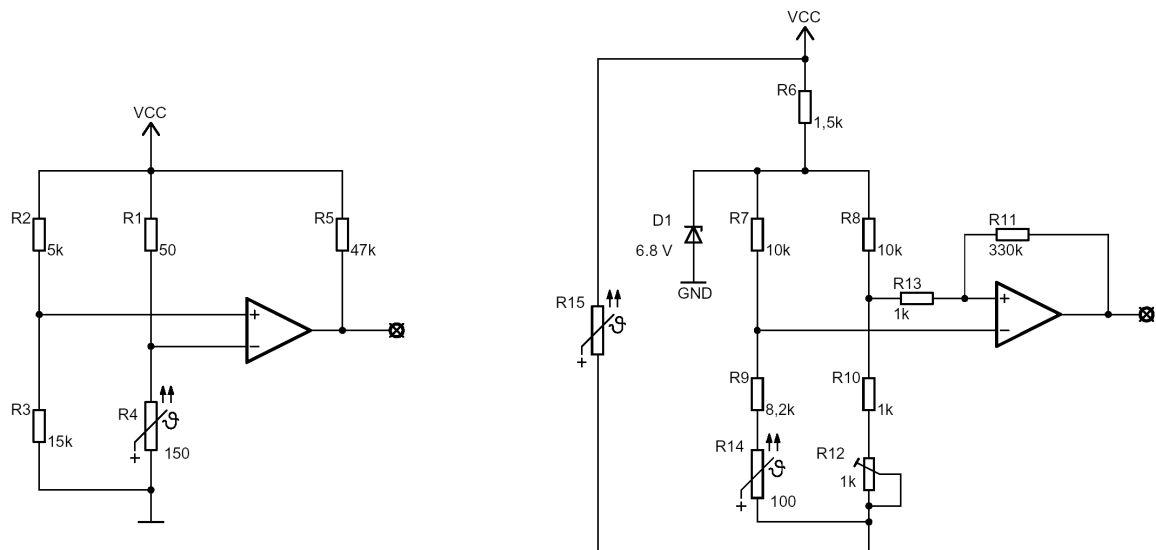


Bild 4.1: Füllstandskontrolle mit Kaltleitern

Es wird aber auch der umgekehrte Effekt ausgenutzt (z. B. bei Schüttgut). Der Messkaltleiter wird in diesem Fall mit einem Heiz-Kaltleiter thermisch gekoppelt (Metallverbindung etc.). Dabei ragt der Mess-Kaltleiter in den Behälter, wogegen sich der Heiz-Kaltleiter außerhalb befindet. Man kann beispielsweise beide Kaltleiter in ein Kupferrohr einbauen und das Rohr nur so weit in den Behälter ragen lassen, dass der Heiz-Kaltleiter draußen bleibt. Solange das Füllgut den Sensor nicht erreicht,

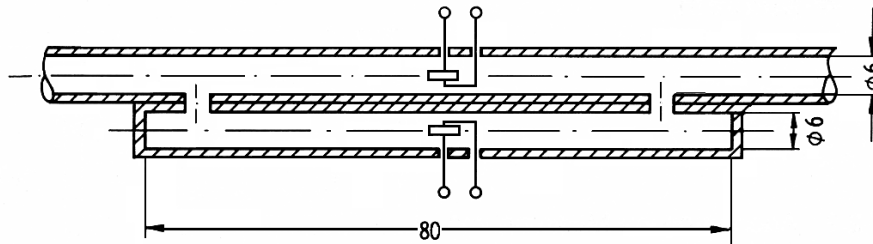


Bild 4.2: Durchflussmessung mit Kaltleitern

wird er von der umgebenden Luft gekühlt; sein Widerstandswert ist niedrig. Erreicht das Füllgut den Sensor, erwärmt er sich aufgrund der fehlenden Wärmeabfuhr.

In Bild 4.1 sind beide Schaltungsvarianten zu sehen, wobei auf der linken Seite ein Komparator zum Einsatz kommt, der umkippt, wenn die Flüssigkeit den Kaltleiter erreicht. Rechts dienen R15 als Heiz-Kaltleiter und R14 als Mess-Kaltleiter.

Bild 4.2 zeigt einen Durchfluss-Sensor mit zwei Kaltleitern, die sich jeweils in einem Rohr mit einem Durchmesser von ca. 6 mm befinden. Der Referenzzweig ist beidseitig verschlossen und wird nur über zwei kleine Bypass-Strömungen erreicht. Im Messzweig strömt das Medium dagegen ungehindert über den Kaltleiter. Der Widerstandsunterschied beider Kaltleiter ermöglicht eine Aussage über die Fließgeschwindigkeit des Mediums.

4.3 Platin-Temperaturmesswiderstand

Platin-Temperaturmesswiderstände besitzen ein äußerst lineares Temperaturverhalten über einen weiten Temperaturbereich (ca. $-200 \dots 1000 \text{ }^{\circ}\text{C}$). Sie sind in ihrer Kennlinie und ihrem Fehler genormt und deshalb gegeneinander austauschbar. Außerdem besitzen sie eine hohe chemische Beständigkeit und Langzeitstabilität. Temperaturmesseinrichtungen mit Platin-Messwiderständen sind daher eichbar.

Der Platinmesswiderstand Pt100 hat bei $0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ den Widerstandswert $R_0 = 100 \text{ } \Omega$ und pro $100 \text{ }^{\circ}\text{C}$ eine Widerstandszunahme von $D_R = 38,5 \text{ } \Omega$ (Bild 4.3).

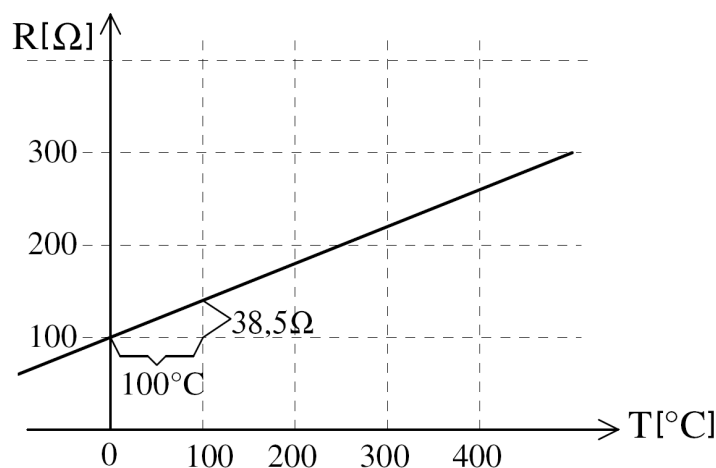


Bild 4.3: Kennlinie des Platinmesswiderstandes Pt100

Platin-Temperatur Sensoren gibt es als Platindraht-Sensoren, bei denen das temperaturempfindliche Element von einem Platindraht gebildet wird. Der Draht wird mehrfach gewandelt gewickelt, um Platz zu sparen. Die Enden des Platindrahts werden mit den aus dem Gehäuse ragenden Anschlussdrähten verschweißt. Der Sensor selbst wird auf ein Glas- oder Keramikrohr gewickelt und dann in Glas eingeschmolzen bzw. in Keramikmasse vergossen.

Bei Dünnschicht-Sensoren wird das Platin mäanderförmig auf einen Keramikträger aufgebracht. Nach dem Bonden der Anschlussdrähte und dem Abgleich des Nennwiderstands durch Lasertrimmen wird die Platinschicht mit einem Glasüberzug versehen.

Die elektrische Verbindung vom Pt100-Sensor zur auswertenden Elektronik kann im Zweileiter-, Dreileiter- oder Vierleiterverfahren erfolgen. Beim Zweileiterverfahren (Bild 4.4) gehen die Leitungswiderstände mit in die Messung ein (R_L) – und ebenso deren Temperaturabhängigkeit. Der Brückenwiderstand beträgt auf Seiten des Pt100-Widerstandes nicht $100\ \Omega$, sondern $100 + 2 * R_L\ \Omega$. Beim Dreileiterverfahren (im Bild unten) liegen Anschlussdrähte und Messwiderstand in verschiedenen Brückenzweigen, und so wird R_L kompensiert.

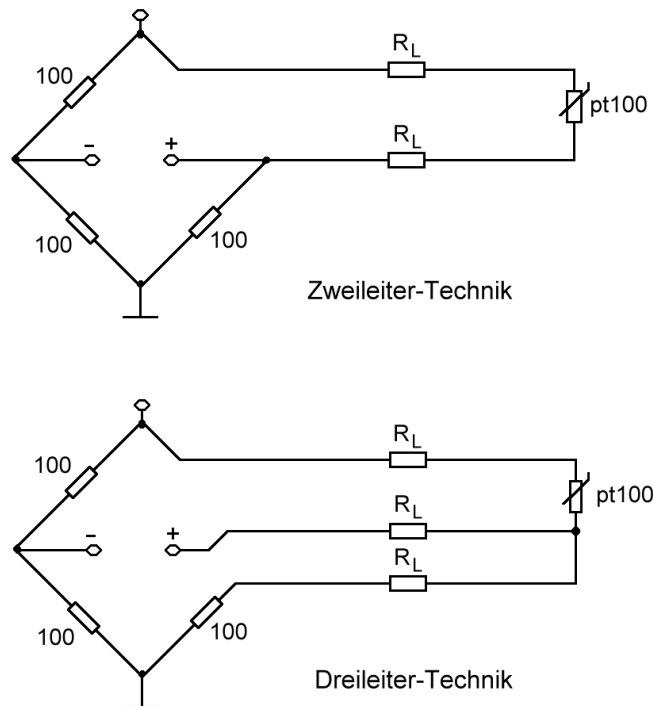


Bild 4.4: Anschluss des Platinmesswiderstandes Pt100

Oft wird auch keine Messbrücke geschaltet, sondern dem Pt100-Widerstand ein Konstantstrom aufgeprägt. Gemessen wird dann der Spannungsabfall über dem Widerstand, der in diesem Fall Teil eines Spannungsteilers ist. Damit ist die Spannungsänderung d_U proportional zur Widerstandsänderung d_R . Verwendet man hier getrennte Leitungspaare für den Messstrom zum Sensor und für die Leitungen zur Spannungsmessung, tritt keine Beeinflussung des Messergebnisses durch den Leitungswiderstand auf, da in den Messleitungen kein nennenswerter Strom fließt. Die Länge der Anschlussleitung kann hier sehr groß sein.

Der Warmwiderstand R eines Platin-Temperatursensors mit dem Nennwiderstand R_0 lässt sich bei gegebener Temperatur T nach den folgenden Gleichungen berechnen. Im positiven Temperaturbereich verwendet man ein Polynom 2. Grades:

$$R = R_0 * (1 + 3,9083 \cdot 10^{-3} * T - 5,775 \cdot 10^{-7} * T^2) \quad (4.4)$$

Im Bereich unter $0\ ^\circ\text{C}$ verwendet man ein Polynom 3. Grades:

$$R = R_0 * (1 + 3,9083 \cdot 10^{-3} * T - 5,775 \cdot 10^{-7} * T^2) - 4,183 \cdot 10^{-12} * (T - 100) * T^3) \quad (4.5)$$

4.4 Halbleiter-Temperatursensoren

Heutzutage sind Silizium-Temperatursensoren im breiten Einsatz. Sie sind kostengünstiger als beispielsweise Pt100-Sensoren, bieten eine höhere Empfindlichkeit, erreichen aber nicht ganz die engen Toleranzen und die reproduzierbare Kennlinie der Metall-Temperaturfühler.

Der Chip eines Halbleiterthermistors besteht im Wesentlichen aus neutronendotiertem Silizium mit zwei Kontakten. Dieses Grundmaterial wird durch Bestrahlung mit Neutronen erzeugt, wobei ein geringer Teil der Siliziumatome in Phosphor umgewandelt wird. Durch diesen Prozess wird ein definierter Gehalt an Phosphordotatoren eingestellt. Der Widerstand von neutronendotiertem Silizium hat einen reproduzierbaren Temperaturgang und wird als Ausgangsgröße des Sensors genutzt. Silizium-Sensoren können in einem Temperaturbereich von -50 bis $+150$ °C eingesetzt werden. Der Widerstand bei 25 °C bewegt sich um die $2000\ \Omega$. Innerhalb der Widerstandstoleranz liegt die Messgenauigkeit bei ca. 1 °C. Soll also innerhalb eines großen Temperaturbereichs gemessen werden und reichen dafür einige Zehntel Grad Messgenauigkeit aus, bieten Silizium-Temperatursensoren eine kostengünstige Lösung. Die Sensorelemente werden in verschiedenen Gehäusebauformen und Widerstandsgruppen gefertigt. Bild 4.5 zeigt exemplarisch die Werte des Sensors KTY10-6.

Temperatur (° C)	Widerstand (Ohm)	Temperatur (° C)	Widerstand (Ohm)
-50	1040,51	40	2229,63
-45	1094,70	45	2308,96
-40	1150,29	50	2389,69
-35	1207,27	55	2471,81
-30	1265,65	60	2555,33
-25	1325,43	65	2640,24
-20	1386,61	70	2726,56
-15	1449,18	75	2814,26
-10	1513,14	80	2903,37
-5	1578,51	85	2993,87
0	1645,27	90	3085,77
5	1713,43	95	3179,07
10	1782,98	100	3273,76
15	1853,93	105	3369,85
20	1926,28	110	3467,33
25	2000,02	115	3566,21
30	2075,16	120	3666,49
35	2151,70	125	3768,16

Bild 4.5: Werte des Sensors KTY10-6

Speist man den KTY10 per Konstantstromquelle und misst die über dem KTY10 abfallende Spannung, erhält man – wie erwartet – eine dem Widerstand proportionale Spannung. Der Widerstand ändert sich jedoch bei hoher Temperatur stärker als bei niedriger Temperatur, da er immer noch leichtes PTC-Verhalten an den Tag legt; der Temperaturkoeffizient hängt also von der Temperatur ab. Verwendet man keine Konstantstromquelle, sondern speist den Baustein über einen Widerstand aus der Betriebsspannung, ist der Strom durch die in Reihe geschalteten Widerstände nur noch vom Widerstand des KTY10 (und damit von der Temperatur) abhängig.

Wird die Linearisierung nach der Digitalisierung im Rechner vorgenommen, kann man mit Tabellen arbeiten. Dazu müssen jedoch zu jeder Messgröße die entsprechenden Messwerte bekannt sein. Dieses Verfahren kann zu sehr großen Tabellen führen, ist aber sehr genau. Bei einer Auflösung von 12 Bit ergibt sich beispielsweise eine Tabelle mit 4096 Werten. Da die Tabellen in den Datenblättern nicht diesen Umfang besitzen, kann man entweder durch die im Datenblatt angegebene Gleichung die fehlenden Zwischenwerte berechnen, oder man postuliert, dass sich der Sensor zwischen den angegebenen Werten linear verhält, und interpoliert die Zwischenwerte.

Die Schaltung im Bild 4.6 links zeigt eine Basisanwendung. Sie wird mit 12 V gespeist und liefert am Ausgang eine Spannung von ca. $1 \dots 8\text{ V}$ für den Temperaturbereich von $0 \dots 100$ °C. Durch Ändern des Verstärkungsfaktors des OPV lässt sich die Ausgangsspannung verschiedenen Gegebenheiten anpassen. Das Bild 4.6 rechts zeigt die Anpassung an einem A/D-Wandler. Nehmen wir als Beispiel einen 8-Bit-Wandler, der 256 Spannungsstufen unterscheiden kann. Bei einem Messbereich von $-50 \dots +150$ °C entspricht dies einer Temporaufauflösung von $0,78$ °C/Schritt. Bei einer Einschränkung des Temperaturbereiches auf das Intervall $-50 \dots +50$ °C erhöht sich diese Auflösung auf $0,39\text{ V/Schritt}$. Der A/D-Wandler verarbeitet Eingangsspannungen von $0 \dots +2,55\text{ V}$. Die von der Messschaltung abgegebene Spannung U_r als Funktion der Temperatur muss deshalb innerhalb dieses Bereichs liegen. Die Schaltung ist so ausgelegt, dass eine Temperatur von $-50 \dots +150$ °C eine Spannung von $0,5 \dots 2,5\text{ V}$ bei einer Auflösung von 1 °C ergibt.

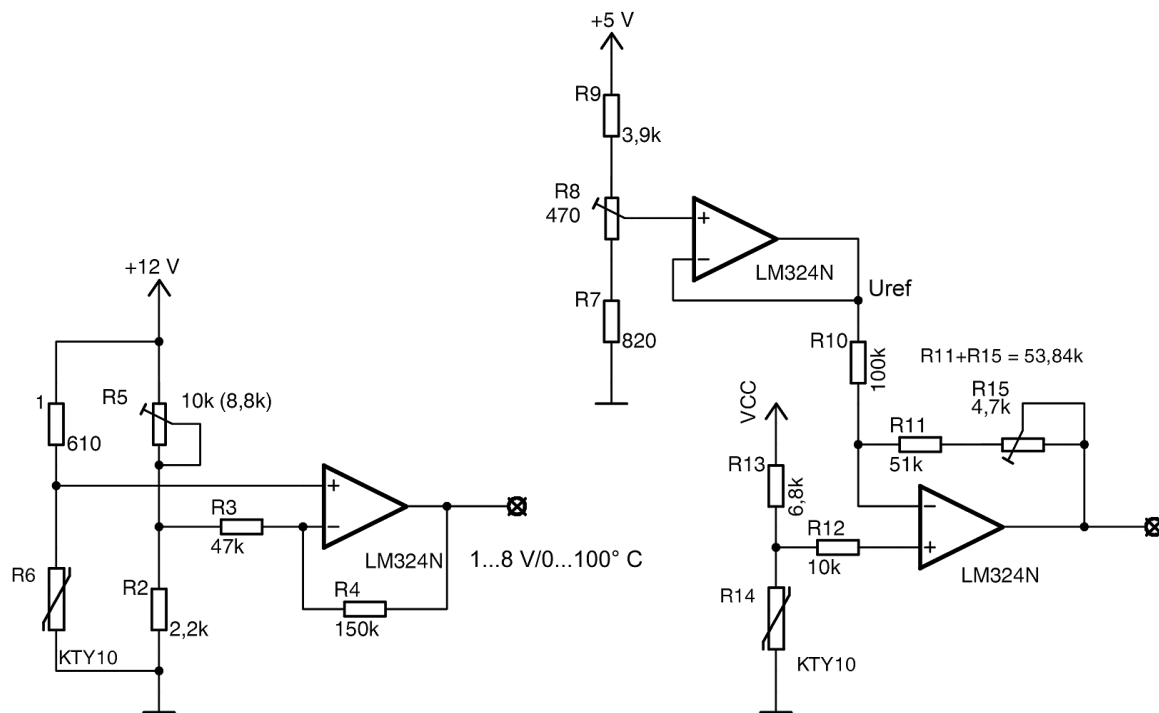


Bild 4.6: Typische Schaltung mit dem KTY10, links für Temperaturen ab 0 °C, rechts für negative Skalenanteile

Bei einer Eingrenzung des Temperaturbereiches auf beispielsweise $-50 \dots +50 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ist für die Widerstände R11 und R15 ein Gesamtwert von $207,7 \text{ k}\Omega$ erforderlich, und die Referenzspannung U_{ref} muss $0,72 \text{ V}$ betragen. Dadurch erhöht sich die Auflösung auf $0,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Falls Sie die Schaltung auf andere als die beiden angegebenen Temperaturbereiche modifizieren möchten, müssen Sie die Widerstände und die Referenzspannung entsprechend anpassen. Der KTY10 (und andere baugleiche Typen) haben noch eine gewisse Kaltleitercharakteristik, weshalb recht bald danach Halbleitersensoren mit sehr linearer Kennlinie entwickelt wurden und die Anwendung noch ein Stück erleichtern.

Halbleiter-Temperatursensoren geben ein Ausgangssignal ab, das proportional zur Umgebungstemperatur ist. Weit verbreitet sind die Typen LM35 bis LM335, die ein Ausgangssignal zur Verfügung stellen, das direkt proportional zur Celsius-Skala ist. Die Bauelemente werden in verschiedenen Genauigkeitsklassen über verschiedene Temperaturbereiche bereits auf dem Wafer abgeglichen, so dass ein externer Abgleich nicht vorgesehen werden muss. Insofern müssen wir nur die Typen LM35 und LM335 betrachten, die sich nur durch ihren Nullpunkt unterscheiden: LM35 hat seinen Nullpunkt bei $0 \text{ }^{\circ}\text{C}$, der LM335 bezieht sich auf den absoluten Nullpunkt ($-273,14 \text{ }^{\circ}\text{C}$).

Zum Aufbau einer Thermometerschaltung mit dem LM35 für die Celsius-Skala (Bild 4.7 links) ist kein externes Bauelement erforderlich. Wenn das Bauelement eine Temperatur von $0 \text{ }^{\circ}\text{C}$ annimmt, beträgt die Spannung zwischen dem Ausgangsanschluss und dem Masseanschluss 0 V . Bei einer Gehäusetemperatur von $150 \text{ }^{\circ}\text{C}$ liegen am Ausgang $1,5 \text{ V}$ an. Damit ergibt sich eine Ausgangsspannung von 10 mV/K mit einer typischen Nichtlinearität über den Temperaturbereich von lediglich $1,8 \text{ mV}$. Das bedeutet einen Messfehler von $\pm 0,18 \text{ K}$. Zur Versorgung ist lediglich eine Spannung zwischen 4 und 30 V erforderlich.

Da der Temperatursensor LM35 in drei Temperaturbereichen spezifiziert wird ($-55 \text{ }^{\circ}\text{C} \dots 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$, $-40 \text{ }^{\circ}\text{C} \dots 110 \text{ }^{\circ}\text{C}$ und $0 \text{ }^{\circ}\text{C} \dots 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$), muss bei der Messung negativer Temperaturen die Ausgangsspannung auch negativ werden, was nicht möglich ist, wenn lediglich eine positive Versorgungsspannung vorhanden ist. Um auch negative Temperaturen messen zu können, ist ein Pull-down-Widerstand zwischen Ausgang und einer negativen Spannung erforderlich (Bild 4.7 Mitte). Der Wert dieses Pull-down-Widerstandes wird so gewählt, dass ein Strom von mindestens $0,05 \text{ mA}$ zur negativen Spannungsquelle fließt. Außerdem muss die negative Spannung niedriger sein als das tiefste erforderliche Potential (also -550 mV bei $-55 \text{ }^{\circ}\text{C}$). Wenn nur eine Spannungsversorgung zur Verfügung steht und negative Temperaturen gemessen werden sollen, nehmen Sie besser die in Kelvin kalibrierten Typen, z. B. den LM335.

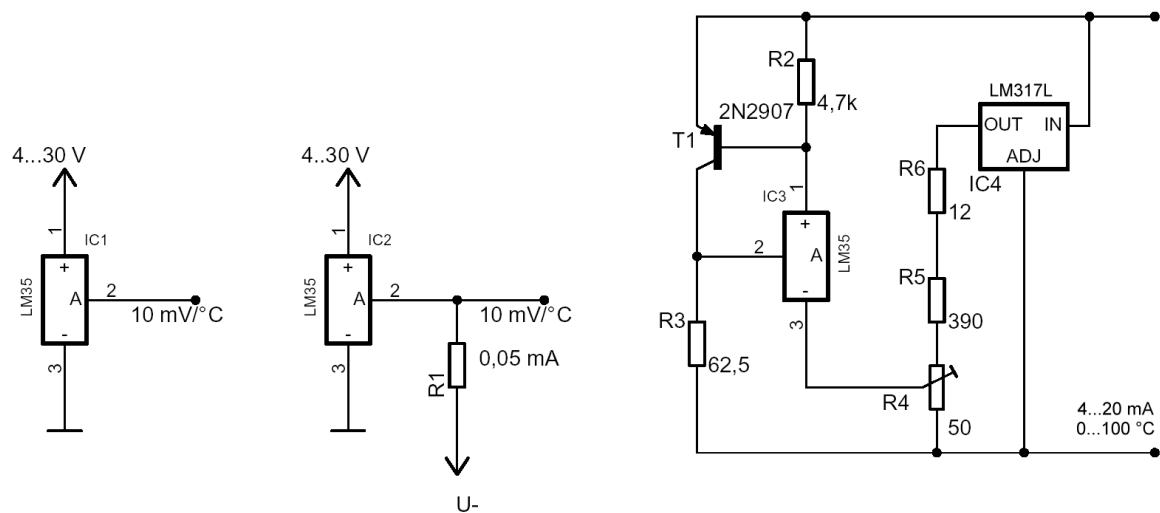


Bild 4.7: Typische Schaltung mit dem LM35, links für Temperaturen ab 0 °C, in der Mitte für negative Temperaturen und rechts für Stromausgang

Bild 4.7 rechts zeigt eine Schaltung, bei der die vom LM35 erzeugte Messspannung in einen Strom von 4 ... 20 mA in der Versorgungsleitung umgewandelt wird. Damit sind lediglich zwei Drähte für den Versorgungs- und Messstrom erforderlich, was bei großen Entfernungen zwischen Sensor und A/D-Wandler von Vorteil ist. Weil das Messsignal als Strom über die Leitung geführt wird, besitzt die Schaltung eine hohe Störunempfindlichkeit. Solange man einen Spannungswert von 5 V über den Versorgungsanschlüssen des Bausteins einhalten kann, ist der Signalstrom unabhängig von der Betriebsspannung. Der Arbeitsbereich der Schaltung liegt zwischen 0 °C und 100 °C. Den Wert des Leitungsstroms steuert die Spannung, die über dem Widerstand von 62,5 Ω abfällt. Diese Spannung setzt sich aus der Ausgangsspannung des LM35 und dem Gleichspannungs-Offset am Masseanschluss des Sensors zusammen, der vom Regler LM317 festgelegt ist. Man stellt diesen Offsetwert so ein, dass bei 0 °C 4 mA durch die Leitung fließen. Bei 100 °C erzeugt das Ausgangssignal des LM35 von 1 V zusätzliche 16 mA, so dass sich insgesamt 20 mA Leitungsstrom ergeben.

Die zweite Schaltung in Bild 4.8 ist etwas komplexer, sie zeigt eine Messanwendung mit einem Stromausgang für 0 ... 20 mA, der alternativ auch als Spannungsausgang 0 ... 10 V verwendet werden kann. Die vom Sensor abgegebene Spannung wird mit der Spannung einer Präzisionsspannungsquelle verglichen. Dazu ist der Operationsverstärker OPV1 als Differenzverstärker beschaltet – eine klassische Standardschaltung. Über OPV2 gelangt das Signal an die Stromquelle, die mit OPV3 und dem Transistor BC557 realisiert wird. Es gilt: $I_{Last} = (U_V - U_{in}) / R$ wobei der Strom unabhängig von der Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Transistors ist und von Temperaturschwankungen, Kollektorstrom, Kollektor-Emitter-Spannung und anderem unabhängig ist.

Will man statt des Stroms eine Spannung messen, wird die Spannung über einem Lastwiderstand am Ausgang abgenommen. Für 10 V Maximum ergibt sich $R_l = 10 / 0.02 = 1000 / 2 = 500 \text{ Ohm}$. Zum Berechnen des Temperaturwerts dient die folgende Formel:

$$Temp = (101 * \frac{U}{Step}) - 23$$

wobei U die Ausgangsspannung der Schaltung ist und mit $Step$ die Auflösung des A/D-Wandlers bezeichnet wird (bei 8 Bit ist $Step = 256$, bei 10 Bit ist $Step = 1024$ usw.).

Zum Abgleich wird die Schaltung mit 500 Ohm abgeschlossen (2 x 1K parallel, wie im Bild gezeigt) und dann lässt man sie ca. eine Viertelstunde laufen, damit sich die gemessene Temperatur einpegeln kann. Der aktuelle Temperaturwert (z. B. 22,1 Grad) wird durch 100 dividiert, 0,23 addiert und das Ergebnis mit 10 multipliziert. Im Beispiel ergäbe das $(0.221 + 0.23) * 10 = 0.451 * 10 = 4,51$. Nun wird das Potentiometer so eingestellt, dass sich als Messwert über den beiden 1K-Widerständen 4,51 Volt ablesen lassen.

Alternativ zum LM35 lassen sich auch die Bausteine TMP35 bis TMP37 von Analog Devices verwenden. Die Umsetzung von Strom in Spannung kann wieder mit einem Operationsverstärker erfolgen, der den Spannungsabfall an einem Lastwiderstand misst. Es gibt auf dem Markt auch zahllose fertige Strom-Spannungs-Umsetzer.

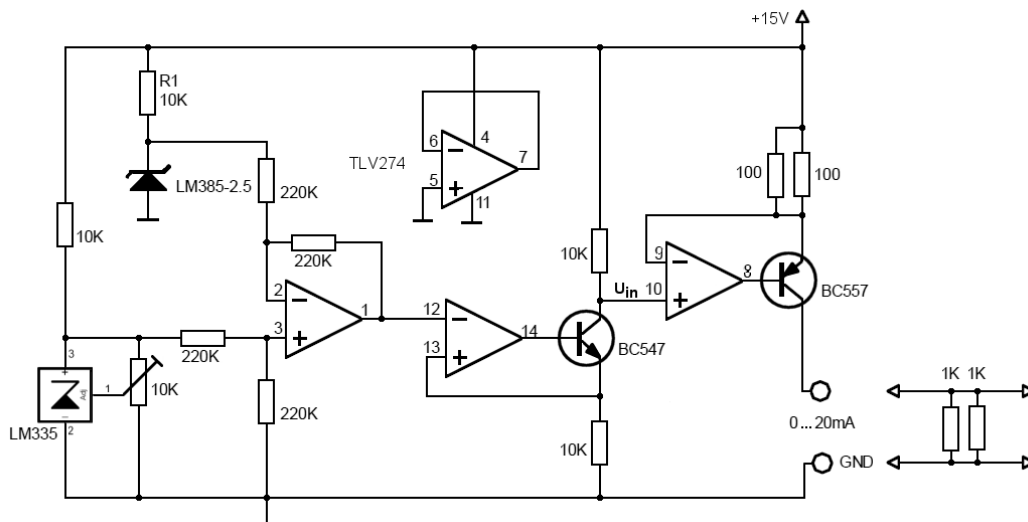


Bild 4.8: Mess-Schaltung mit dem LM335 für Stromausgang 0 ... 20 mA

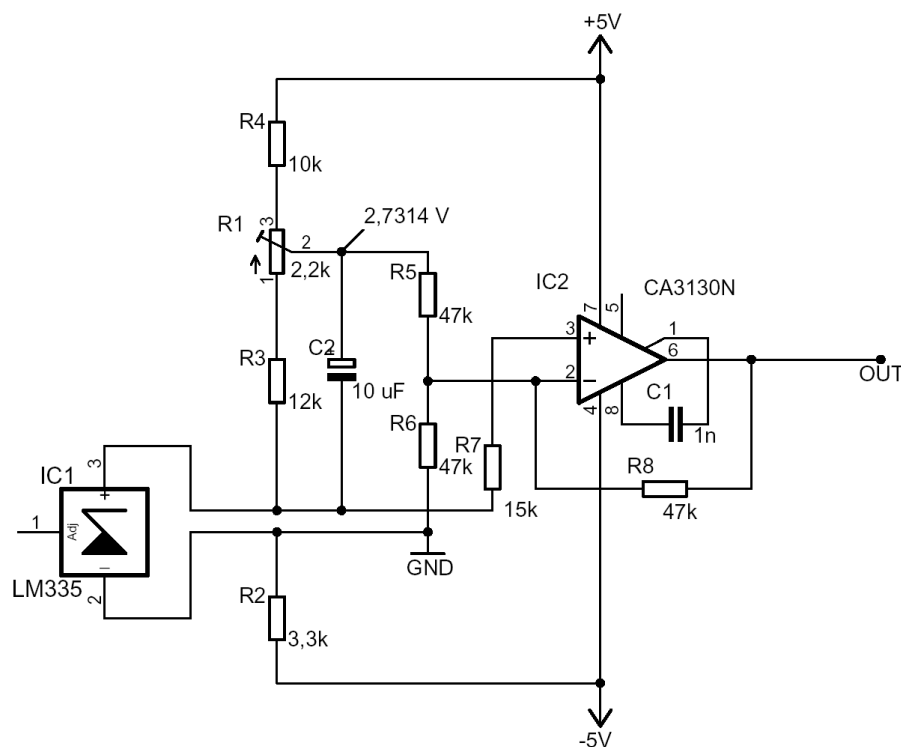


Bild 4.9: Mit dem LM335 lassen sich bequem auch negative Temperaturen erfassen

Bei negativen Temperaturen bietet sich natürlich der LM335 an, dessen Nullpunkt bei $0\text{ K} = 273,14\text{ °C}$ liegt. Bei 0 °C liefert der Baustein, dessen Ausgangsspannung ja auch um 10 mV/°C steigt, demnach $2,7314\text{ V}$. Sein Messbereich beginnt bei -40 °C und reicht bis $+100\text{ °C}$. Die Schaltung in Bild 4.9 zeigt eine mögliche Messstation. Das Signal des Sensors wird vom CMOS-OPV verarbeitet, der so eingestellt ist, dass bei 0 °C auch eine Spannung von 0 V geliefert wird. Seine Verstärkung ist auf 1 eingestellt. Bei gutem Abgleich von P1 bleibt die Charakteristik des Sensors erhalten. Dazu wird P1 so eingestellt, dass an seinem Schleifer exakt $2,7314\text{ V}$ zu messen sind.

Widerstandsthermometer bieten derzeit die beste erreichbare Meßgenauigkeit mit elektrischen Temperaturfühlern. Allerdings können Sie nur in einem recht engen Temperaturbereich (üblicherweise -200 bis 350 Grad) eingesetzt werden. Mit konstruktiven Massnahmen und Sonderlegierungen können bis zu 800 Grad erreicht werden. Der Temperaturgang von Messwiderständen ist relativ unkompli-

ziert. Beispielsweise liefert ein typischer Messwiderstand vom Typ PT100 bei einer Temperaturänderung von 10 K mit einem Messstrom von 1 mA ein Ausgangssignal von 3 bis 4 mV.

Aber auch Widerstandsthermometer haben ihre Schwachstellen: Gegenüber der punktförmigen Meßspitze von Thermoelementen misst ein Widerstandsthermometer über das gesamte Volumen des Messwiderstandes mit einem in Folge langsameren Antwortverhalten als Thermoelemente. Widerstandsthermometer sind weniger robust und benötigen eine Stromquelle, auch ist bei der Konstruktion und Installation der Selbsterwärmungseffekt zu berücksichtigen. In den meisten Fällen bietet sich Platin als Widerstandsmaterial an, alternativ können im eingeschränkten Temperaturbereich Kupfer, Nickel oder Nickel-Legierungen verwendet werden.

Alle PT1000-Sensoren haben bei 0 Grad genau 1000 Ohm Innenwiderstand. Der Temperaturkoeffizient der Sensoren ist einheitlich 3850 ppm/K, er ändert sich bei einem Grad Temperaturänderung um 0,385%. PT1000-Sensoren sind in den verschiedensten Bauformen für die verschiedensten Einsatzbereiche erhältlich. In der Schaltung zur Temperaturmessung wird der PT1000 über eine Konstantstromquelle versorgt. Über dem PT1000 ergibt sich dann eine der Widerstandsänderung proportionale Spannung. Um die Kennlinie zu bestimmen, kann man die DIN-Tabelle EN60751 verwenden und daraus die Steigung und die Nullpunktabweichung dieser Geraden ermitteln. Die Tabelle im Bild 4.10 zeigt die Kennlinie. Die genannte Norm beinhaltet u. a. Vorgaben zum elektrischen Widerstand in Abhängigkeit von der Temperatur (Grundwertetabelle), zulässige Grenzwertabweichungen (Toleranzklassen), Kennlinienverlauf und Einsatztemperaturbereich.

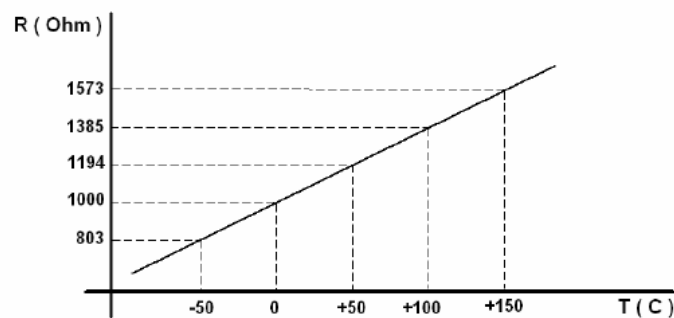


Bild 4.10: Kennlinie eines PT1000-Sensors

Der Temperaturkoeffizient beträgt 4,0 Grad bei PT-1000-Temperatursensoren. Als weitere Kenngröße definiert die DIN einen mittleren Temperaturkoeffizienten zwischen 0 und 100 Grad. Er gibt die gemittelte Widerstandsänderung an, bezogen auf den Nennwert bei 0 Grad (R_0 bzw. R_{100} in der folgenden Gleichung sind die Widerstandswerte bei den Temperaturen 0 und 100 Grad.

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{R_0 * 100}$$

Die folgende Tabelle listet die Widerstandswerte für die Temperaturen von –50 bis +149 Grad auf:

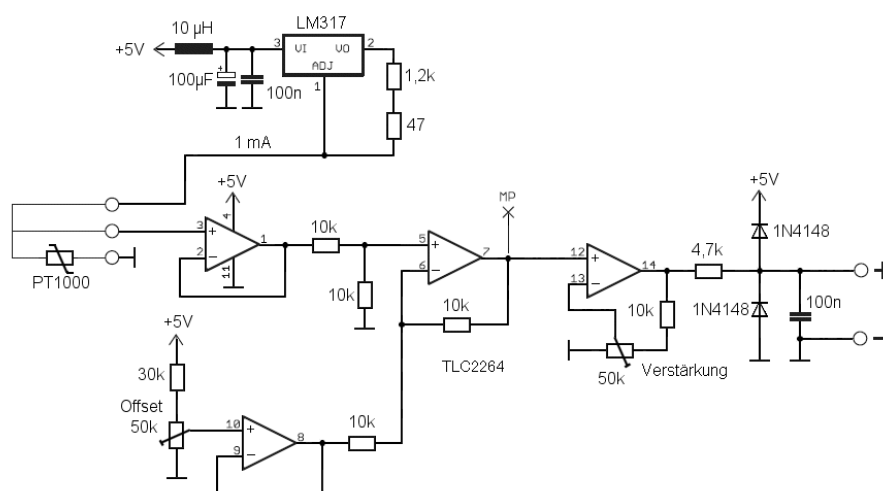
{\bf °C	Ohm		°C	Ohm		°C	Ohm		°C	Ohm		°C	Ohm
-50	807,50		-10	961,50		30	1115,50		70	1269,50		110	1423,50
-49	811,35		-9	965,35		31	1119,35		71	1270,33		111	1427,35
-48	815,20		-8	969,20		32	1123,20		72	1277,20		112	1431,20
-47	819,05		-7	973,05		33	1127,05		73	1281,05		113	1435,05
-46	822,90		-6	976,90		34	1130,90		74	1284,90		114	1438,90
-45	826,75		-5	980,75		35	1134,75		75	1288,75		115	1442,75
-44	830,60		-4	984,60		36	1138,60		76	1292,60		116	1446,60
-43	834,45		-3	988,45		37	1142,45		77	1296,45		117	1450,45
-42	838,30		-2	992,30		38	1146,30		78	1300,30		118	1454,30
-41	842,15		-1	996,15		39	1150,15		79	1300,30		119	1458,15
-40	846,00		0	1000		40	1154,00		80	1308,00		120	1462,00
-39	849,85		1	1003,85		41	1157,85		81	1311,85		121	1465,85
-38	853,70		2	1007,70		42	1161,70		82	1315,70		122	1469,70
-37	857,55		3	1011,55		43	1165,55		83	1319,55		123	1473,55
-36	861,40		4	1015,40		44	1169,40		84	1323,40		124	1477,40
-35	865,25		5	1019,25		45	1173,25		85	1327,25		125	1481,25
-34	869,10		6	1023,10		46	1177,10		86	1331,10		126	1485,10
-33	872,95		7	1026,95		47	1180,95		87	1334,95		127	1488,95
-32	876,80		8	1030,80		48	1184,80		88	1338,80		128	1492,80
-31	880,65		9	1034,65		49	1188,65		89	1342,65		129	1496,65

-30	884,50		10	1038,50		50	1192,50		90	1346,50		130	1500,50
-29	888,35		11	1042,35		51	1196,35		91	1350,35		131	1504,35
-28	892,20		12	1046,20		52	1200,20		92	1354,20		132	1508,20
-27	896,05		13	1050,05		53	1204,05		93	1358,05		133	1512,05
-26	899,90		14	1053,90		54	1207,90		94	1361,90		134	1515,90
-25	903,75		15	1057,75		55	1211,75		95	1365,75		135	1519,75
-24	907,60		16	1061,60		56	1215,60		96	1369,60		136	1523,60
-23	911,45		17	1065,45		57	1219,45		97	1373,45		137	1527,45
-22	915,30		18	1069,30		58	1223,30		98	1377,30		138	1531,30
-21	919,15		19	1073,15		59	1227,15		99	1381,15		139	1535,15
-20	923,00		20	1077,00		60	1231,00		100	1385,00		140	1539,00
-19	926,85		21	1080,85		61	1234,85		101	1388,85		141	1542,85
-18	930,70		22	1084,70		62	1238,70		102	1392,70		142	1546,70
-17	934,55		23	1088,55		63	1242,55		103	1396,50		143	1550,55
-16	938,40		24	1092,40		64	1246,40		104	1400,40		144	1554,40
-15	942,25		25	1096,25		65	1250,25		105	1404,25		145	1558,25
-14	946,10		26	1100,10		66	1254,10		106	1408,10		146	1562,10
-13	949,95		27	1103,95		67	1257,95		107	1411,95		147	1565,95
-12	953,80		28	1107,80		68	1261,80		108	1415,80		148	1569,80
-11	957,65		29	1111,65		69	1265,65		109	1419,65		149	1573,65

Die Schaltung in Bild 4.11 sieht auf den ersten Blick aufwendiger aus, als sie ist. Die vier Operationsverstärker sind in einem einzigen Baustein TLC2264 vereint; dazu kommen noch der LM317 und etliche Widerstände. Der PT1000 wird über eine Stromquelle, die mit dem Spannungsregler LM317 aufgebaut ist, mit 1 mA beaufschlagt. Die Spannung über dem Sensor wird über einen Spannungsfolger-OPV dem eigentlichen Differenzverstärker zugeführt. Als Vergleichswert dient die mit dem Offset-Poti einstellbare Spannung. Danach folgt nur noch ein Verstärker mit einstellbarem Verstärkungsfaktor, der es erlaubt, den Messbereich an die maximale Eingangsspannung des nachfolgenden A/D-Wandlers anzupassen.

Soll beispielsweise im Temperaturbereich von 0 bis 200 Grad gemessen werden, geht man zum Abgleich folgendermaßen vor:

1. Es wird ein Messwiderstand von genau 1k Ohm anstelle des PT1000 angeklemmt und der Verstärker eingeschaltet.
2. Am Messpunkt MP wird mit einem Multimeter die Spannung gemessen und dabei das Offset-Trimpoti gedreht, bis ca. 0 Volt zu messen sind.
3. Jetzt einen Widerstand mit 1758,4 Ohm (Potentiometer, das vorher eingestellt wurde) anschließen (nach der Tabelle entsprechen 200 Grad 1758,4 Ohm). Nun das Verstärkungs-Poti soweit aufdrehen, bis am Ausgang der Schaltung die gewünschte maximale Ausgangsspannung zu messen ist.
4. Nun den PT1000 wieder anschließen.



nominalen Ausgangsspannung von 1,49 V bei +25 °C. Die Ausgangsspannung nimmt dann Werte von 1,09 V (−55 °C) bis 1,99 V (+125 °C) an. Zusätzlich bietet der Baustein zwei Schaltausgänge für Übertemperatur- und Untertemperaturalarm. Dazu besitzt er eine 2,5-V-Spannungsreferenz und einen über externe Widerstände einstellbaren Fensterkomparator. Die beiden zugehörigen Open-Collector-Ausgänge können bis zu 20 mA Strom liefern. Die Betriebsspannung darf zwischen 4,5 und 13,2 V liegen. Bild 4.12 zeigt die Einstellung der Temperaturüberwachung mittels dreier Widerstände.

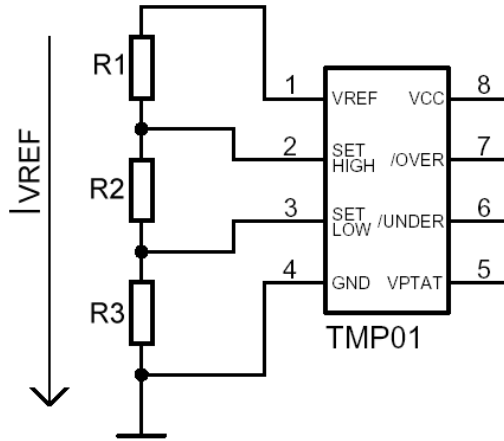


Bild 4.12: Einstellung der Stromüberwachung des TMP01

Dabei wird die Schalthysterese vom Strom durch die Widerstände bestimmt. Die Referenzspannung des Bausteins beträgt 2,5 V. Der Strom durch die in Reihe geschalteten Widerstände beträgt bei einer Hysterese von T Grad Celsius:

$$I_{VREF} = 7 + 5 * T \quad [\mu A] \quad (4.6)$$

Somit ist für $R1 + R2 + R3 < 357 \text{ k}\Omega$ die Hysterese gleich null. Ist I_{VREF} (bei einer Referenzspannung V_{REF} von 2,5 V) festgelegt, kann man für die Temperaturen T_{LOW} und T_{HIGH} die Schaltpunkte V_{LOW} und V_{HIGH} (in V) ermitteln sowie die Widerstände $R1$ bis $R3$ (in $\text{k}\Omega$) ausrechnen:

$$V_{LOW} = (T_{LOW} + 273,14) * 0,005 \quad (4.7)$$

$$V_{HIGH} = (T_{HIGH} + 273,14) * 0,005 \quad (4.8)$$

$$R1 = (V_{REF} - V_{HIGH}) / I_{VREF} \quad (4.9)$$

$$R2 = (V_{HIGH} - V_{LOW}) / I_{VREF} \quad (4.10)$$

$$R3 = V_{LOW} / I_{VREF} \quad (4.11)$$

Sie erhalten so neben der aktuellen Temperatur als Analogwert noch zwei Digitalsignale für die Grenzwerte.

Dank der internen Referenz vereinfacht sich auch eine Umwandlung der Ausgangsspannung in ein Stromsignal (4...20 mA). Es werden nur noch ein zusätzlicher OPV, ein Transistor, eine Schottky-Diode und fünf Widerstände benötigt. Die Schaltung in Bild 4.13 liefert einen zur Temperatur proportionalen Strom. Sie ist so dimensioniert, dass bei −40 °C ein Strom von 4 mA fließt und bei +85 °C der Maximalstrom von 20 mA. Die Gleichung dazu lautet:

$$I_{OUT} = \frac{1}{R5} \left(\frac{V_{PTAT} * R4}{R2} - \frac{V_{REF} * R3}{R1 + R3} \left(1 + \frac{R4}{R2} \right) \right) \quad [\mu A] \quad (4.12)$$

In unserem Fall resultiert daraus ein Gradient von 128 $\mu A/^{\circ}C$. Um die Widerstandswerte zu ermitteln, geht man von der konstanten Spannung V_{REF} aus. Demzufolge muss der Quotient $R4/R2$ die Variationsbreite des Stroms festlegen, wobei der Widerstandswert selbst keine Rolle spielt. Bei −40 °C beträgt V_{PTAT} 1,165 V und bei +85 °C 1,79 V. Wählt man 100 $\text{k}\Omega$ für $R4$, ergibt sich $R2$ zu 39,2 $\text{k}\Omega$. Mit Hilfe des Minimalwertes (4 mA/1,165 V) lassen sich $R1$ und $R3$ berechnen. Um den Messwert exakt einstellen zu können, kann $R3$ durch die Kombination eines Festwiderstandes mit einem Trimpoti (z. B. 95 $\text{k}\Omega$ + 5 $\text{k}\Omega$) ersetzt werden. Der Trimmer wird dann auf 12,3 mA bei 25 °C eingestellt.

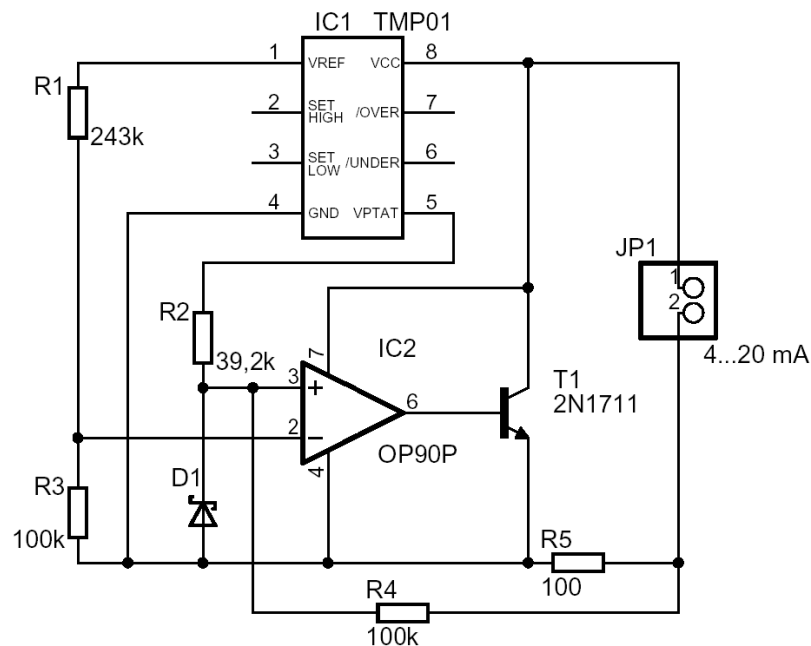


Bild 4.13: TMP01 mit Stromschleifenausgang

4.5 Temperaturmessung mit Thermoelementen

Thermoelemente haben sich für die Temperaturmessung schon seit Jahrzehnten bewährt. Ihre Vorteile liegen im sehr großen Temperaturbereich (bis über 2000 °C), in der guten Auflösung und der hohen Genauigkeit. Der einfache Aufbau aus zwei verschiedenen, an der Spitze zusammengeschweißten Metalldrähten macht sie preiswert. Es gibt sie in einer Vielzahl von Ausführungsformen und sie sind unempfindlich gegen Umgebungseinflüsse. Die Funktionsweise beruht auf dem Seebeck-Effekt: Unterschiedliche Metalle haben unterschiedliche Mengen freier Elektronen. Verbindet man zwei unterschiedliche Metalle, diffundieren aus dem Metall mit der größeren Menge mehr Elektronen in das andere Metall als umgekehrt. Dadurch entsteht ein „Elektronengefälle“ und so eine kleine, messbare Spannung. Da die Anzahl freier Elektronen mit der Temperatur zunimmt, steigt damit die abgegebene Spannung. Der Wert dieser Thermospannung ist proportional zur absoluten Temperatur der Kontaktstelle. Thermoelemente messen Temperaturen aber nicht absolut, sondern geben immer ein Messsignal ab, das der Temperaturdifferenz zwischen dem Messpunkt und einem Referenzpunkt entspricht. In Bild 4.14 ist oben eine einfache und genaue, aber sehr unpraktische Methode dargestellt. In Serie zu dem Mess-Thermoelement ist ein zweites Thermoelement geschaltet, welches sich in einem Eisbad (0 °C) befindet (Referenzstelle). Die Polarität der Thermoelemente wird so gewählt, dass sich beide Thermospannungen subtrahieren. Die resultierende Spannung an den Anschlussklemmen ist dann direkt proportional zur Temperatur der Messstelle bezogen auf 0 °C.

Das zweite Problem sind die Anschlussklemmen selbst, die ungewollt zwei neue Thermoelemente bilden, die ebenfalls Thermospannungen erzeugen. Im gezeigten Beispiel sind dies zwei gleiche Elemente aus Kupfer/Konstantan. Liegen beide Anschlussklemmen auf der gleichen Temperatur, so heben sich die Spannungen auf, und das Problem ist gelöst. Da man keinen Eiskübel mit sich herum-schleppen möchte, wurde in Bild 4.14 unten auf das Eisbad verzichtet und dafür die Temperatur der Vergleichsstelle gemessen. Da man die Temperatur der Vergleichsstelle selbst bestimmen kann und da diese sich normalerweise im Messgerät befindet, kann man davon ausgehen, dass die Temperatur im Bereich von -20...+70 °C liegt – ein Temperaturbereich, der problemlos mit einem Halbleitersensor gemessen werden kann.

Mit den ICs AD594 und AD595 liefert Analog Devices eine komplette Lösung dieses Problems. Alle gewünschten Funktionsblöcke sind darin enthalten. Bild 4.15 zeigt die Blockschaltung und zugleich die minimale äußere Beschaltung für die Messung von Thermoelementspannungen. Die ICs enthalten einen vollständigen Instrumentenverstärker und eine Vergleichsstellenkompensation für Thermoelemente. In Verbindung mit einer Eispunktreferenz erzeugt ein bereits geeichter Verstärker eine Ausgangsempfindlichkeit von 10 mV/K. Im normalen Betrieb wird der Ausgang (Pin 9) mit

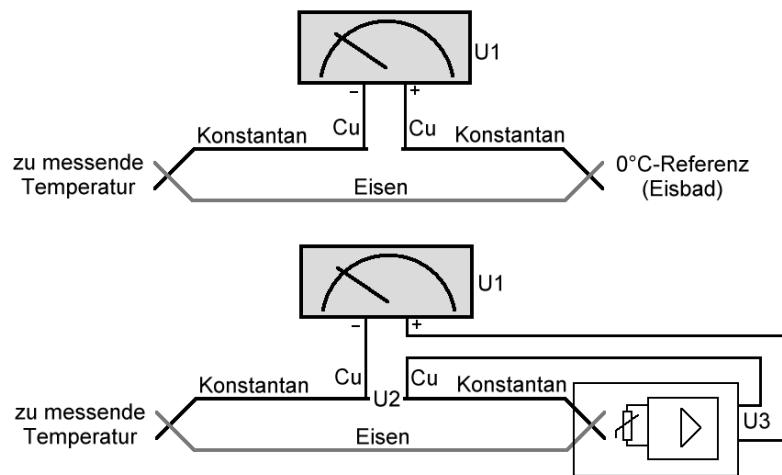


Bild 4.14: Prinzipieller Anschluss eines Thermoelements; oben die Grundschialtung unten das Prinzip der Eispunkt-Kompensation

dem Rückkopplungsnetzwerk (Pin 8) verbunden. Damit keine Fehler entstehen, muss der Gleichtaktspannungsbereich des AD594/595 eingehalten werden. Bei ordnungsgemäß angeschlossenen Thermoelementen ist dies der Fall. Liegt jedoch eine Unterbrechung an einer der beiden Thermoelementleitungen vor, wird der interne Verstärker übersteuert. Mit Hilfe des Übersteuerungsdetektors wird dann der Alarmtransistor durchgeschaltet. Die EispunktKompensation kann Spannungen mit positiven oder negativen Temperaturkoeffizienten erzeugen. Mit externen Widerständen ist es möglich, die EispunktKompensation an andere Thermoelementtypen anzupassen. Da die Vergleichsstellen-Kompensation auf der Voraussetzung beruht, dass Chip- und Gehäusetemperatur identisch sind, sollte man die Versorgungsspannung so niedrig wie möglich halten, um Fehler durch Eigenerwärmung des Chips zu vermeiden.

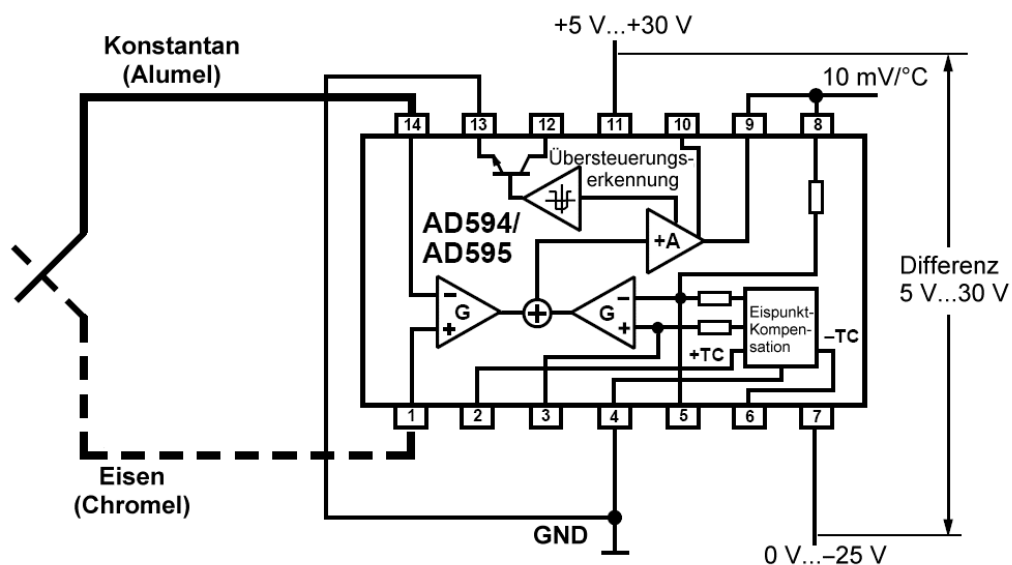


Bild 4.15: Anschluss-Schema und Blockschialtung des AD594/AD595

Die Bausteine AD594/AD595 benötigen keine externe Beschaltung. Nach dem Anschluss eines Thermoelements (Typ J oder K) und den Verbindungen nach Bild 4.15 sind sie arbeitsfähig. Mit einer Spannungsversorgung von +5 V und einem Eisen/Konstantan-Thermoelement sind Temperaturen von 0...300 °C messbar. Das Thermoelement wird entweder direkt an die Eingangspins 1 und 14 oder über isothermische Leiterbahnen angeschlossen. Die Stelle, an der die Thermoelementleitungen enden, bildet die Referenzverbindung. Sie muss die gleiche Temperatur haben wie der Baustein selbst. Beim Betrieb mit nur einer Versorgungsspannung wird der Anschluss für die negative Ver-

sorgungsspannung (Pin 7) mit Masse (Pin 4) verbunden. Wird der Alarmausgang nicht benötigt, so ist Pin 13 wie gezeichnet entweder an Masse oder an die negative Versorgung anzuschließen. Mit einer bipolaren Spannungsversorgung ist die Messung sowohl negativer Temperaturen als auch in einem erweiterten positiven Temperaturbereich möglich. Mit einer negativen Versorgungsspannung kann der Ausgang massebezogene oder auf positive Spannungen bezogene Lasten treiben. Eine Erhöhung der Versorgungsspannung von +5 V auf +15 V erweitert den Ausgangsspannungsbereich über die für Eisen/Kostant-Thermoelemente empfohlene Grenze von 760 °C hinaus. Der Gleichtaktspannungsbereich an den Thermoelementeingängen muss innerhalb des Gleichtaktbereichs des AD594/595 bleiben. Eine Verbindung vom Thermoelement zur Masseleitung sorgt für die Ableitung der Eingangsruheströme. Gegebenenfalls ist Pin 1 mit Masse zu verbinden.

Tabelle 4.1: Standardisierte Materialkombinationen für Thermoelemente

ANSI-Typ	Werkstoffe	Temperatur-Bereich	maximale Temperatur	mittlere Empfindlichkeit $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
J	Fe CuNi	-200...700	900	53
K	NiCr Ni	-200...1000	1300	39
T	Cu CuNi	-200...400	600	45
E	NiCr CuNi	-200...900	1000	76
S	PtRh Pt	0...1300	1700	10
C	W5Re W26Re	0...2300	2400	16

4.6 Temperaturmessung mit Quarzen

Die Resonanzfrequenz eines Quarzkristalls hängt, je nach seiner Herstellung, mehr oder weniger von der Umgebungstemperatur ab. Im Kopf eines Quarz-Temperaturfühlers befindet sich ein Schwingquarz, der bei 0 °C mit einer Frequenz von beispielsweise 28,2 MHz schwingt. Die Abhängigkeit der Fühlertemperatur beträgt 1 kHz/K und ist weitgehend konstant. Für absolute Temperaturmessung wird die Fühlerkristallfrequenz mit derjenigen eines Referenzkristalls verglichen, der auf Grund eines anderen Herstellungsverfahrens als beim Fühler fast keine Temperaturabhängigkeit besitzt und außerdem bei konstanter Temperatur betrieben wird. Die Mischfrequenz beider Quarzoszillatoren (Schwebungsfrequenz) wird durch einen elektronischen Zähler gemessen.

Das Quarzkristallthermometer zeichnet sich durch seine hohe Genauigkeit aus. Der Messbereich liegt zwischen -80 und +250 °C. Die Linearitätsabweichung in diesem Gebiet beträgt maximal $\pm 0,05\%$ und der absolute Fehler 0,02 K. Das Quarzkristallthermometer ist trotz seiner hohen Genauigkeit universell einsetzbar. Da Frequenzen gemessen werden, treten keine Probleme mit Leitungslängen und eingestreuten Brummspannungen auf.

4.7 Infrarot-Thermometer

Jeder Körper mit einer Temperatur über dem absoluten Nullpunkt (-273,15° C, 0 Kelvin) sendet an der Oberfläche eine seiner Temperatur proportionale elektromagnetische Strahlung aus. Ein Teil dieser Strahlung ist Infrarotstrahlung, die zur Temperaturmessung verwendet werden kann. Diese Strahlung durchdringt die Umgebungsluft und wird mit einer Linse auf ein Detektorelement fokussiert, das ein der Strahlung proportionales elektrisches Signal erzeugt. Dieses Signal kann verstärkt und weiterverarbeitet, z. B. auf einem Display angezeigt oder als analoges Signal von einem Controller verarbeitet werden.

Die Vorteile der berührungslosen Temperaturmessung bestehen unter anderem in der Messung an bewegten, schwer zugänglichen oder sehr heißen Objekten. Auch ergeben sich sehr kurze Mess- und Ansprechzeiten. Die Messung selbst ist rückwirkungsfrei und zerstörungsfrei, es erfolgt keine Beeinflussung des Messobjektes.

Bild 4.16 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Infrarot-Thermometers. Die vom Messobjekt ausgehende Infrarotstrahlung wird mit einer Eingangsoptik auf ein Infrarot-Detektorelement fokussiert, das ein der Strahlung proportionales elektrisches Signal erzeugt. Das anschließend verstärkte Signal

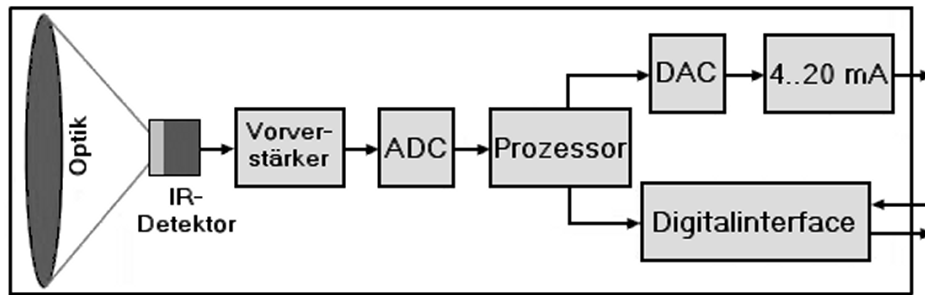


Bild 4.16: Prinzipieller Aufbau eines Infrarot-Thermometers

wird mit Hilfe von digitaler Signalverarbeitung in eine der Objekttemperatur proportionale Ausgabegröße umgesetzt und über ein Display zur Anzeige gebracht oder anderweitig ausgegeben.

Zur Kompensation von Umgebungstempereinflüssen wird mit Hilfe eines zweiten Detektors die Temperatur des Messgerätes bzw. seines optischen Kanals erfasst. Die Berechnung der Temperatur des Messobjektes erfolgt demnach in drei Schritten:

1. Konvertierung der empfangenen Infrarotstrahlung in ein elektrisches Signal
2. Kompensation von Geräte- und Objekthintergrundstrahlung
3. Linearisierung und Ausgabe der Temperaturinformation

Normalerweise stehen neben der Anzeige der Temperatur per Display weitere Ausgänge zur Verfügung (4 ... 20 mA, 0 ... 10 V, USB, RS485 etc.).

Thermische Detektoren arbeiten mittels Absorption von elektromagnetischer Strahlung. Die Veränderung der Temperatur bewirkt die Änderung einer temperaturabhängigen Eigenschaft des Detektors, die elektrisch ausgewertet wird.

Bei Strahlungsthermoelementen (Thermosäulen) nutzen den thermoelektrischen Effekt (siehe oben). Wenn die Erwärmung der Verbindungsstelle durch Absorption von Strahlung hervorgerufen wird, dann bezeichnet man dieses Bauelement als Strahlungsthermoelement. In der Regel befinden sich auf einem Chip kreisförmig um eine Detektorfläche angeordnete Thermoelemente aus Wismut/Antimon. Erwärmt sich die Detektorfläche, wird eine temperaturproportionale Signalspannung erzeugt, die an den Bondinseln abgegriffen werden kann (Bild 4.17 links).

Beim pyroelektrischen Detektor besteht der Sensor aus einem pyroelektrischen Material mit zwei aufgedampften Elektroden. Durch die bei der Absorption von Infrarotstrahlung hervorgerufene Temperaturänderung des Sensors ändert sich aufgrund des pyroelektrischen Effekts die Oberflächenladung. Es ergibt sich ein Ausgangssignal, das in einem Vorverstärker verarbeitet werden kann. Aufgrund der Natur der Ladungserzeugung im Pyroelektrikum muss der Strahlungsfluss hierbei kontinuierlich alternierend unterbrochen werden (Chopperung). Siehe (Bild 4.17 rechts).

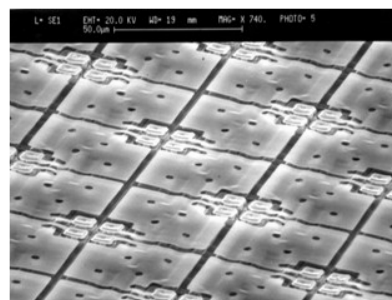
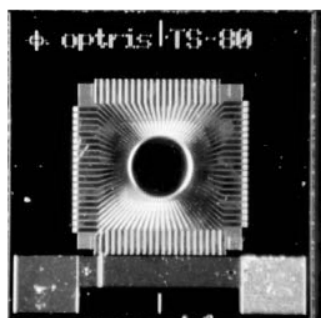


Bild 4.17: Strahlungsthermoelemente (links) und Ausschnitt eines Kamerasensors mit pyroelektrischen Detektoren (rechts)

Bei Bolometern wird die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstands ausgenutzt. Der Sensor besteht aus einem Widerstand, dessen Wert sich bei Absorption von Wärmestrahlung ändert. Die Widerstandsänderung ruft eine Änderung der über dem Bolometerwiderstand abfallenden Signalspannung hervor. Um hohe Empfindlichkeit zu erreichen, muss ein Material mit einem hohen elektrischen Temperaturkoeffizienten verwendet werden. In Bolometern, die bei Raumtemperatur arbeiten, wird sowohl der Temperaturkoeffizient des Widerstands von Metallen (Schwarzschild- und Dünnschichtbolometer) als auch der von Halbleitern (Thermistorbolometer) ausgenutzt.

Bei **Quantendetektoren** beruht die Wirkungsweise auf dem Fotoeffekt. Dabei werden durch die auffallenden Photonen der Infrarotstrahlung Elektronen im Halbleitermaterial auf höhere Energieniveaus gehoben; beim Zurückfallen wird ein elektrisches Signal (Spannung, Strom, Widerstandsänderung) erzeugt. Quantendetektoren sind sehr schnell (Mikro- bis Nanosekunden) wogegen die Temperaturänderung des Sensors eines thermischen Detektors relativ langsam ist.

Herzstück einer Wärmebild-Kamera ist in der weitaus überwiegenden Zahl ein focal plane array (FPA), ein integrierter Bildsensor mit 20.000 bis zu 1 Million Pixel. Jeder Pixel ist ein 17×17 bis $35 \times 35 \mu m^2$ grosses Mikrobolometer. Solche, nur 150 Nanometer dicken, thermischen Empfänger werden durch die Wärmestrahlung innerhalb von 10 ms um ca. ein Fünftel des Temperaturunterschiedes zwischen Objekt- und Eigentemperatur erwärmt. Der Absorptionsgrad der teiltransparenten Empfängerfläche wird durch Interferenz der hindurchgelassenen und danach auf der Oberfläche des Siliziumchips reflektierten Lichtwelle mit der nachfolgenden Lichtwelle erhöht. Mit der Eigentemperatur des Bolometers ändert sich aber auch dessen Widerstand, der in ein elektrisches Spannungssignal gewandelt wird. Schnelle A/D-Wandler digitalisieren das zuvor verstärkte und serialisierte Videosignal. Die folgende digitale Signalverarbeitung berechnet für jeden einzelnen Pixel einen Temperaturwert und erzeugt in Echtzeit die bekannten Falschfarbenbilder. Wärmebildkameras benötigen eine recht aufwändige Kalibrierung, bei der jedem Pixel bei verschiedenen Chip- bzw. Schwarzstrahlertemperaturen eine Reihe von Empfindlichkeitskennwerten zugeordnet wird.

Literaturhinweis: unter http://www.jumo.de/de_DE/support/faq-weiterbildung/literatur/themen/temperaturmesstechnik/FAS146.html kann ein kostenloses Buch mit dem Titel „Elektrische Temperaturmessung mit Thermoelementen und Widerstandsthermometern (FAS 146)“ heruntergeladen werden.

Ein ganz spezieller Temperatursensor ist das **Pyranometer**, das nicht hier, sondern im Abschnitt 12.4 ab Seite 145 behandelt wird.

Druck- und Kraftsensoren

Unter Druck versteht man die Kraft pro Fläche. Da bei gegebener Fläche Druck zu Kraft proportional ist, unterscheiden sich die verwendeten Messverfahren prinzipiell nur in der Ausführung der Sensoren. Unter Drucksensoren werden allgemein solche Messaufnehmer bezeichnet, die Drücke von Flüssigkeiten und Gasen messen, während man bei festen Körpern von Kraftsensoren spricht.

5.1 Dehnungsmessstreifen

Grundtyp der industriell eingesetzten Kraftsensoren ist der Dehnungsmessstreifen (DMS, strain gauge). Ein dünnes Metallplättchen verringert unter mechanischer Zugbeanspruchung seinen Querschnitt, wodurch sich sein elektrischer Widerstand erhöht. Diese Widerstandsänderung kann messtechnisch erfasst werden. DMS werden beispielsweise auf Maschinenteile geklebt, um ihre Deformation im Betrieb zu messen. Oder sie werden auf ein Stück Federstahl geklebt, anstatt die Längenänderungen metallischer Teile direkt zu messen. Zur elektrischen Anpassung des geringen Signals des DMS verwendet man Brückenschaltungen mit empfindlichen Verstärkern.

Die Dehnung (Zug) bzw. Stauchung (Druck) in Längsrichtung und die Widerstandsänderung stehen in einem festen Verhältnis zueinander, das als Empfindlichkeit oder k-Faktor bezeichnet wird. Bei Kenntnis der Empfindlichkeit k und der Widerstandsänderung δR lässt sich die Dehnung ϵ bestimmen. Oftmals werden zwei DMS so angebracht, dass der eine gestaucht und der andere gedehnt wird, um die Widerstands-Differenz in einer Brückenschaltung auszuwerten. Bild 5.1 zeigt dieses Prinzip.

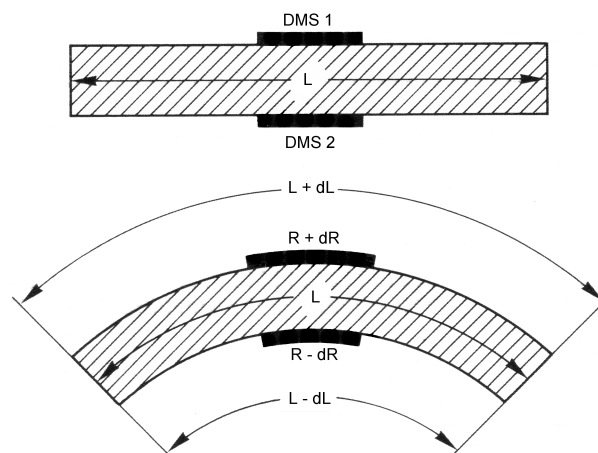


Bild 5.1: Anbringung von DMS an einen Biegebalken

Der Widerstand des unbelasteten DMS(-Drahtes) ist:

$$R = \rho \frac{l}{A} = \rho * \frac{4 * l}{D^2 * \pi} \quad (5.1)$$

Dabei sind:

ρ : spezifischer Widerstand

l : Drahtlänge

A : Querschnittsfläche

D : Durchmesser des Drahtes

Für den belasteten DMS gilt dann:

$$R + \Delta R = (\rho + \Delta\rho) * \frac{4 * (l + \Delta l)}{(D - \Delta D)^2 * \pi} \quad (5.2)$$

Durch Umformungen (einschließlich Taylorentwicklung) kommt man zur relativen Widerstandsänderung:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = k * \frac{\Delta L}{L_0} = k * \epsilon \quad (5.3)$$

wobei k der sogenannte k-Faktor ist (bei Metallen $k = 2$) und ϵ die relative Dehnung, die wieder vom Elastizitätsmodul des Materials abhängt.

Metall-DMS sind aus einer auf einem Trägerfilm aufgetragenen Metallfolie (z. B. Konstantan) herausgeätzt. Damit ein ausreichend hoher Widerstand erreicht wird, ist die Leiterbahn mäanderförmig ausgeführt. Die jeweilige Anwendung bestimmt Anordnung und Größe des Gitters und damit vor allem die Querempfindlichkeit (Widerstandserhöhung bei einer Deformation quer zur Messrichtung). Ein langes Messgitter mit wenig Umkehrstellen hat einen niedrigen und ein kurzes Messgitter mit vielen Umkehrstellen einen hohen Querempfindlichkeitsfaktor. Eine Verbreiterung des Querschnittes bei der Umkehrstelle reduziert ebenfalls die Querempfindlichkeit.

Der typische DMS ist ein Folien-DMS (Bild 5.2), bei dem die Messgitterfolie aus Widerstandsdraht (3-8 μm stark) auf einen dünnen Kunststoffträger kaschiert und ausgeätzt wird. Die meisten DMS haben eine zweite dünne Kunststoffolie auf ihrer Oberseite, die mit dem Träger fest verklebt ist und das Messgitter mechanisch schützt. Die Kombination von mehreren DMS auf einem Träger in einer geeigneten Geometrie wird als Rosetten-DMS oder Dehnungsmessrosette bezeichnet.

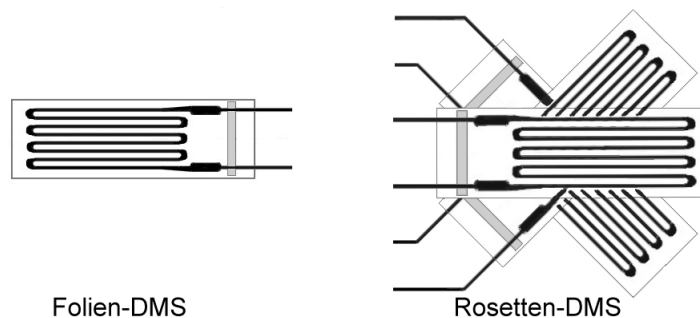


Bild 5.2: Typische Geometrie von DMS

Bei **Halbleiter-DMS** kommt zum oben beschriebenen Geometrie-Effekt der piezoresistive Effekt hinzu: der spezifische Widerstand der Halbleiter ändert sich ebenfalls unter Druckeinwirkung. Er hängt von der Orientierung des Halbleiter-Einkristalls und von der Dotierung ab. Bei Halbleiter-DMS ist der piezoresistive Effekt etwa 100 mal stärker als bei Metall-DMS. Sie werden zur Druckmessung entweder ebenfalls auf eine Träger-Struktur aufgeklebt, oder das Halbleitermaterial ist direkt aufgesputtert, so dass eine intensive Verbindung gewährleistet ist (hysteresefrei, alterungs- und temperaturbeständig). Es kann aber auch ein kompletter Biegebalken (Bild 5.1) in Silizium gefertigt sein, wobei die Leiterbahn des DMS durch Dotierung im Silizium gebildet werden kann.

Die DMS werden meist auf das Messobjekt geklebt. Die Qualität der Klebestelle ist entscheidend für die erreichbare Genauigkeit. Die Oberfläche muss vor der Verklebung entsprechend präpariert werden, und es empfiehlt sich, die vom DMS-Hersteller empfohlenen Spezialklebstoffe zu verwenden.

Die Angabe der **scheinbaren Dehnung** erlaubt die Bestimmung des zu erwartenden Messfehlers. Eine ungewollte Widerstandsänderung kann bei einem DMS auftreten, wenn sich infolge einer Temperaturänderung der spezifische Widerstand des DMS ändert und die unterschiedliche Längendehnung des Messobjektes und des DMS dies nicht kompensiert. Durch die Wahl der entsprechenden

Legierung des Metall-DMS kann für einen bestimmten Messobjektwerkstoff die scheinbare Dehnung zu null kompensiert werden. Die scheinbare Dehnung ist vor allem bei der Messung kleiner Dehnungen störend. Durch Einsatz von auf Zug und Druck belasteter DMS in Voll- oder Halbbrücken lassen sich diese Einflüsse zusätzlich minimieren. Halbleiter-DMS sind wesentlich temperaturempfindlicher als die klassischen Metall-DMS und weisen eine schlechtere Linearität auf.

5.2 Folien-Kraftsensoren

Für qualitative, aber gut reproduzierbare Kraftmessungen bieten sich die resistiven Folien-Kraftsensoren (FSR, force sensitive resistor) an. Sie sind erst seit etwa 10 Jahren auf dem Markt. Mit ihnen kann eine ganze Reihe neuer Applikationen realisiert werden. Eines der interessantesten Einsatzgebiete ist die KFZ-Technik, etwa die Sitzbelegungserkennung zur gezielten Auslösung des Beifahrer-Airbags. Diese Sensoren lassen sich unkompliziert in einer Spannungsteilerschaltung anschließen. Der FSR-Sensor besteht aus drei Komponenten, die Bild 5.3 zeigt:



Bild 5.3: Aufbau von FSR-Sensoren (mit Foto der Sensoren rechts)

- Die Trägerfolie für die FSR-Schicht. Auf ihrer Innenseite ist die schwarze FSR-Schicht aufgedruckt, ein halbleitendes Polymer.
- Die Klebeschicht, eine doppelseitig klebende Folie genau definierter Dicke. Ihre Aufgaben bestehen darin, die Komponenten des Sensors fest miteinander zu verbinden und einen konstanten Abstand zwischen den Trägerfolien sicherzustellen.
- Die Trägerfolie für die Elektroden. Auf ihrer Innenseite sind die Elektroden aus Silberleitpaste aufgedruckt, deren Finger ineinander verschachtelt sind, sich aber nicht berühren.

Ein FSR-Sensor ändert seinen elektrischen Widerstand in Abhängigkeit von der auf die aktive Oberfläche ausgeübten Kraft. Die Elektroden kontaktieren dann die FSR-Schicht, worauf zwischen deren Kontaktfingern Widerstandsbrücken aufgebaut werden. Je höher die ausgeübte Kraft ist, desto mehr Widerstandsbrücken werden geschlossen. Durch deren Parallelschaltung sinkt der an den Anschlüssen gemessene Widerstand. Der FSR-Sensor ist keine Wägezelle und kein Dehnungsmessstreifen, obwohl er ähnliche Eigenschaften aufweist. FSR-Sensoren sind jedoch keine hochgenauen Messwandler, sie eignen sich eher als Wandler für Bediengeräte. Auch neigt der Widerstandswert bei konstanter Kraft zum „Wandern“, d. h. er ändert sich mit der Zeit etwas, obwohl die Kraft konstant ist.

Der Druckmessbereich eines FSR-Sensors überdeckt drei Dekaden von $0,1 \text{ N/cm}^2$ bis 100 N/cm^2 . Der Leerlaufwiderstand ist größer als $2 \text{ M}\Omega$, der Widerstand bei Sättigung liegt bei einigen $\text{k}\Omega$. Die Kennlinie verläuft in etwa exponentiell. Die Sensoren sind im Fachhandel (Conrad) in verschiedenen Ausführungen erhältlich. Bild 5.4 zeigt eine Anwendung als Waage. Hierbei werden drei Sensoren ausgewertet. Die Waage besteht aus zwei Acrylglasscheiben von ca. 15 cm Durchmesser, wobei auf der unteren Scheibe die Sensoren befestigt sind. Die obere Scheibe sitzt mit drei Kunststoffpuffern auf den Sensoren und trägt das Wiegegut.

Die FSR-Sensoren lassen sich aber nicht nur für die direkte Druckmessung einsetzen, sondern beispielsweise auch zum Aufbau von Tastaturen, die unter rauen Bedingungen (Staub, Feuchtigkeit, Vandalismus usw.) ihren Dienst verrichten müssen. Die Sensoren lassen sich mit jedem beliebigen Material abdecken, sofern dieses eine gewisse Elastizität besitzt.

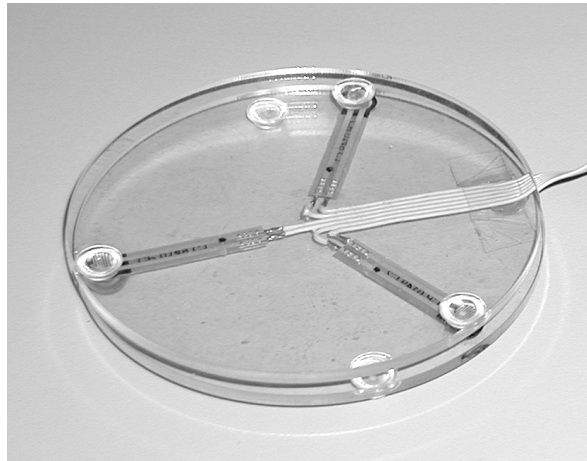


Bild 5.4: Foto einer einfachen Waage mit FSR-Sensoren

5.3 Drucksensoren

Die physikalische Größe Druck p ist definiert als die Kraft, welche senkrecht auf eine Fläche wirkt. Einheit des Druckes ist das Pascal (Pa) $1 \text{ Pa} = 1 \text{ N/M}^2$, wobei $9,81 \text{ N} = 1 \text{ kp}$ sind. 10^5 Pa entsprechen 1 bar , $1,02 \text{ kp/cm}^2$, $1,02 \text{ at}$ bzw. 750 Torr .

Die ersten Halbleiter-Drucksensoren (KPY10 und andere) bestanden eigentlich nur aus einer Messbrücke, die sich wie eine Widerstands-Messbrücke verhielt. Entsprechend aufwändig war die notwendige Schaltungstechnik. Für die Erfassung und Verstärkung des Signals wurde ein Instrumentenverstärker benötigt. Hinzu kam eine Temperaturkompensation. Inzwischen hat der Anwender die Wahl zwischen zahlreichen Typen, die mit unterschiedlichen Messprinzipien arbeiten:

- **Kapazitive Drucksensoren** basieren auf dem Kondensator-Prinzip. Eine Druckänderung bewirkt eine Kapazitätsänderung auf dem Chip. Dazu wird eine druckempfindliche Membran über einer hermetisch verschlossenen Kammer erzeugt. Die Membran bildet eine Platte des Kondensators, das Substrat die andere. Bei modernen Drucksensoren werden inzwischen mehrere Membranen integriert und parallel geschaltet, um die Größe des Ausgangssignals zu erhöhen. Beim kapazitiven Sensor KP100 (Infineon) sind es vier Felder mit jeweils 14 Membranen, wobei zwei Felder druckempfindlich sind und zwei Felder als Referenz dienen. Auf dem Chip wird auch gleich ein entsprechendes Digital-Ausgangssignal für den SPI-Bus erzeugt.
- Bei **piezoresistiven Drucksensoren** werden die Messwiderstände in Art einer integrierten Schaltung direkt auf ein dünnes Siliziumplättchen gebracht, das unmittelbar als druckempfindliche Membran funktioniert (gewissermaßen ein Nano-Biegebalken). Solche Sensoren können jedoch nur den Druck von Gasen oder Flüssigkeiten messen, direkter mechanischer Kontakt mit festen Gegenständen würde sie zerstören. Bei diesen Drucksensoren sind häufig bereits die Brückenwiderstände und manchmal sogar die Vorverstärker auf einem Halbleiterchip integriert zusammengebracht.
- Der **piezoelektrische Drucksensor** dagegen ist ein aktiver Sensor. Die durch mechanische Deformation eines Kristalls (Quarz, Piezo-Keramik) an seinen Außenflächen erzeugte Ladung ist proportional der Krafteinwirkung. Die erzeugte elektrische Energie ist sehr gering, zur Auswertung ist ein Ladungsverstärker mit hochohmigem Eingangswiderstand notwendig. Typische Anwendungen sind Kurzhub-Drucktaster, die auch vandalensicher ausgeführt werden können. Wegen ihrer Präzision und hohen Langzeitstabilität finden diese Sensoren vor allem in der industriellen Messtechnik Verwendung.

Bei den hier verwendeten Drucksensoren handelt es sich um piezoresistive Typen. Sie bestehen in ihrem prinzipiellen Aufbau aus dem Basis-Sensor mit Druckanschluss, einer Druckmessmembrane mit mechanisch-elektrischem Umformer und einer Messsignal-Verarbeitungs- und Auswertelektronik. Über den Druckanschluss gelangt das nichtaggressive, gasförmige Medium auf eine Druckmesszelle. Ihr Kernstück ist eine Messmembrane aus integrierten piezoresistiven Halbleiter-DMS. Diese bestehen meist aus vier diffundierten Mess-Widerständen, die als Vollbrücke geschaltet sind. Die Verformung der Membran unter Druckeinwirkung verursacht an den Übertragungsstellen Dehnungs- und

Stauchungszonen, die zu Widerstandsänderungen führen. Die empfindliche Brückenschaltung liefert eine druckproportionale Ausgangsspannung.

Die Drucksensoren sind meist temperaturkompensiert. Eine Temperaturkompensation von piezoresistiven Drucksensoren, die einen positiven Temperaturkoeffizienten haben, kann durch einen externen NTC-Widerstand erfolgen; ebenso ist ein exakter Abgleich der Messempfindlichkeit mittels externer Widerstände möglich. Teilweise werden zusätzliche Abgleichs- und Kompensationsglieder für die Messbrückensymmetrie und zum Ausgleich von Temperatureinflüssen mitgeliefert oder bereits bei der Herstellung der Messbereich kalibriert sowie der Abgleich des Nullpunktes durchgeführt.

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen Absolutdrucksensoren, Relativdrucksensoren und Differenzdrucksensoren:

- **Absolutdrucksensoren** (Bild 5.5 messen den Druckunterschied zwischen dem Messdruck und einem Vakuum. Die Druckmesszelle hat ein Vakuum als Referenzdruck. Der absolute Druck ist der Druck, der gegenüber dem evakuierten Raum gemessen wird. Ein typisches Beispiel ist das Barometer. Absolutdrucksensoren können Drücke von 1 bar bis 400 bar messen. Eine Variante des Absolut-Drucksensors ist der barometrische Drucksensor, der Drücke von 10 mbar bis 1200 mbar verarbeitet.

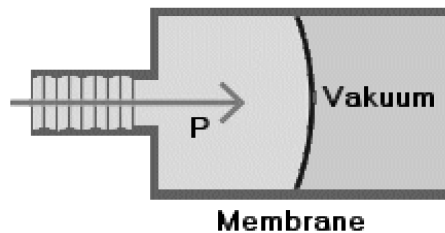


Bild 5.5: Absolutdrucksensor

- **Relativdrucksensoren** (Bild 5.6 messen den Druckunterschied zwischen Mess- und Umgebungsdruck (z. B. dem Luftdruck der Atmosphäre). Bei solchen Über- oder Unterdruckaufnehmern ist im Innenraum der Druckmessstelle eine Öffnung vorgesehen, so dass der Umgebungsdruck auf die Gegenseite der Membrane mit dem Silizium-DMS einwirken kann. Relativdrucksensoren können Drücke von 10 mbar bis 400 bar messen.

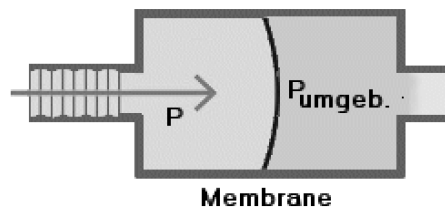


Bild 5.6: Relativdrucksensor

- Bei **Differenzdrucksensoren** (Bild 5.7 wirken zwei Drücke gegensinnig auf den Aufnehmer. Eine typische Anwendung sind Durchflussmessungen. Differenz-Drucksensoren können Differenzen von 10 mbar bis 7 bar messen.

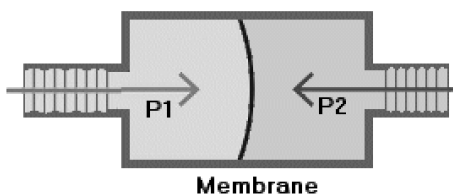


Bild 5.7: Differenzdrucksensor

Der atmosphärische Luftdruck auf eine Fläche resultiert aus der Gewichtskraft der Luftsäule über dieser Fläche. Im Gegensatz von z. B. Wasser ist Luft komprimierbar. Setzt man Luft unter Druck kann man ihre Dichte bis zu einem gewissen Grad erhöhen. Das führt dazu, dass in einer Luftsäule die Masse nicht gleich verteilt ist. Je weiter man in der Luftsäule nach unten geht, desto höher wird der Druck und damit auch die Dichte der Luft an dieser Stelle. Deshalb ist der Druckverlauf in einer Luftsäule nicht linear sondern exponentiell. Des weiteren kommt hinzu, dass die Temperatur in der Atmosphäre mit zunehmendem Abstand zur Erde abnimmt, was die Dichte zusätzlich beeinflusst.¹

Soll ein Druckmesser zum Ermitteln des Luftdrucks eingesetzt werden, sind einige Randbedingungen zu beachten: Der Luftdruck ist nicht nur vom Wettergeschehen abhängig, sondern auch von der Höhe über dem Meeresspiegel (Normal Null, NN). Wollen Sie den Luftdruck vergleichen, so müssen Sie ihn auf NN beziehen. Das kann mit der internationalen Höhenformel geschehen:

$$p_0 = \frac{p}{\left(1 - \frac{6.5 \cdot h}{288150}\right)^{5.255}} \quad (5.4)$$

Sie berücksichtigt neben der Höhenabhängigkeit des Luftdrucks auch die Abnahme der Temperatur mit der Höhe und erweitert damit die bekannte barometrische Höhenformel. Der gemessene Luftdruck p wird mit der Höhe h über NN korrigiert. Grob geschätzt kann man mit Druckverminderung von 1.2 hPa pro 10 m rechnen. Diese Formel ist auch wichtig bei der Anwendung des Drucksensors als Höhenmesser.

Lange Zeit war es recht mühsam, einen halbwegs genauen Druckmesser zu bauen. Vor etwa 15 Jahren kam dann von Bosch ein im Automobilsektor verwendeter Drucksensor in Dickschichttechnik auf den Markt, bei dem die Elektronik für die Messbrücke bereits enthalten war. Der Sensor braucht lediglich eine gut stabilisierte Versorgungsspannung U_v von 5 Volt und lieferte am Ausgang eine dem Druck proportionale Spannung gemäß der Formel:

$$U_a = \frac{4,55 \cdot P - 46}{180} \cdot \frac{U_v}{5} \quad (5.5)$$

Manchmal ist dieser Methusalem noch zu bekommen, und dann steht einer einfachen Schaltung, bestehend aus dem Spannungsregler 78L05 und dem HS20, nichts mehr im Wege.

Moderner und unproblematisch anzuschließen sind die Drucksensoren der MPX-Familie von Freescale (vormals Motorola Halbleiter), die auch gut erhältlich sind. Die Sensoren sind in unterschiedlichen Ausführungsformen, z. B. mit einem einzigen Spannungsausgang oder zwei Differenzausgängen, als Absolut-, Differenz- oder Relativdrucksensor, und mit verschiedenen Gehäusebauformen lieferbar.

Die Sensoren sind für Druckmessung nicht aggressiver Gase ausgelegt, man darf also niemals Flüssigkeiten einspülen oder gar mechanische Hebel direkt anwenden. Doch kann man Druckübertrager aus PVC-Schlauch herstellen. Beispielsweise lassen sich Flüssigkeitsniveaus in Behältern messen, indem ein luftgefüllter Schlauch in den Behälter hängt, an dessen anderem Ende der Drucksensor angeschlossen ist. Für die Sensoren mit nur einem Ausgang gilt in der Regel die Anschlussbelegung gemäß Tabelle 5.1 links. Der MPX2200AP besitzt einen Differenzausgang und damit eine abweichende Pinbelegung, die in Tabelle 5.1 rechts aufgeführt ist. Pin 1 ist durch eine Kerbe markiert.

Tabelle 5.1: Belegung der MPX-Drucksensoren

Standardbelegung		Differenzausgang	
Pin	Funktion	Pin	Funktion
1	Spannungsausgang	1	Masse (GND)
2	Masse (GND)	2	positiver Spannungsausgang
3	Betriebsspannung (Vcc)	3	Betriebsspannung (Vcc)
4	nicht anschließen	4	negativer Spannungsausgang
5, 6	nicht anschließen	5, 6	nicht anschließen

Die stabilisierte Spannungsversorgung muss mindestens mit einem Kondensatorpaar 10 μ F und 100 nF geblockt werden, oder man spendiert einen Spannungsregler. Am Ausgang wird vom Hersteller

¹In der Regel bewegt sich der Luftdruck zwischen 950 und 1050 hPa.

ein Kondensator von 470 pF empfohlen. Die übrigen drei Pins dürfen nicht angeschlossen werden. Der nutzbare Spannungsbereich am Ausgang beträgt 0,5 Volt (keine Druckdifferenz zwischen den beiden Druck-Anschlüssen) bis 4,5 Volt (100 kPa zwischen den Druck-Anschlüssen). Der Sensor misst je nach Bauart nur den Überdruck gegen die Atmosphäre (ein Anschluss-Stutzen) oder die Differenz zwischen beiden Druckanschlüssen, wobei der Anschluss auf der Beschriftungsseite relativ zum anderen Anschluss einen höheren Druck aufweisen muss. Als Beispiele für die gesamte Produktpalette seien zwei Sensoren herausgegriffen:

- MPX2200AP: Differenz Ausgang, temperaturkompensiert, Empfindlichkeit: 0,4 mV/kPa bei 10 V Versorgungsspannung, Linearitätsfehler $\pm 1\%$, Temperaturgang $\pm 1\%$.
- MPX5100AP: Spannungsausgang, temperaturkompensiert, Empfindlichkeit: 45 mV/kPa (integrierter Messverstärker) bei 5V Versorgungsspannung, Ausgangsspannung massebezogen, Ausgangsspannung proportional zum gemessenen Druck, absoluter Fehler $\pm 2,5\%$.

Der MPX2200AP braucht nur wenige Bauteile, um einsatzbereit zu sein. Die Schaltung in Bild 5.8 zeigt die nötige Beschaltung. Der Sensor verträgt einen Maximaldruck von 200 kPa, was einer maximalen Ausgangsspannung von $200 * 0,4 = 80\text{mV}$ entspricht. In der vorliegenden Schaltung ist der Verstärkungsfaktor des OPV so gewählt, dass am Ausgang eine Spannung zwischen 0,5 V (0 kPa) und 4,5 V (Maximum) abgenommen werden kann, was für die meisten A/D-Wandler passend ist. Der Offset von 0,5 V wird über einen Spannungsteiler aus R3, R7 und R5 und dem OPV als Impedanzwandler erzeugt. Mit R7 kann die Spannung exakt abgeglichen werden. Der Wert im Schaltplan (1 M Ω) ist ein Anhaltspunkt. Sie können für R7 zunächst ein Trimpoti einsetzen und dann durch den entsprechenden Festwiderstand ersetzen.

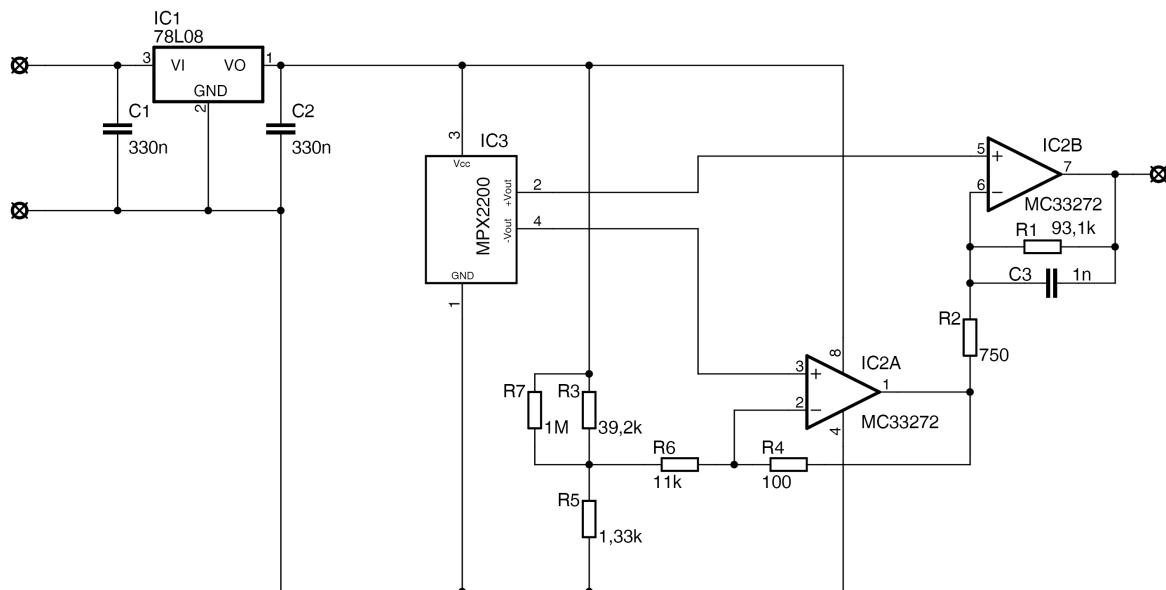


Bild 5.8: Druckmessung mit dem MPX2200

Noch einfacher geht es mit dem MPX5100, der die gesamte Verstärkerei bereits integriert hat. Der Sensor liefert für seinen Absolutwert-Messbereich von 15 bis 115 kPa eine Spannung zwischen 0,7 und 4,7 Volt. Beim Typ mit zwei Druckanschlüssen liegt der Anschluss für Überdruck immer näher an der Beschriftungsseite des Sensors, der Unterdruck-Eingang (bzw. die Vakuumkammer) weiter hinten. Der Sensor benötigt lediglich eine stabilisierte Versorgungsspannung von 5 V.

Interessant ist auch die Anwendung als Staudruckmesser zur Geschwindigkeitskontrolle eines strömenden Mediums oder zur Überwachung eines Luftfilters auf Verschmutzung. Bei all diesen Methoden wird die Differenz zwischen Stau- und Unterdruck gemessen – wozu sich ein Differenzdruckmesser vorzüglich eignet (bei den meisten MPX-Sensoren gibt es Varianten mit einem oder zwei Druckaufnehmern). Für die Staudruckmessung (Bild 5.9) werden die beiden Druckanschlüsse des Sensors beispielsweise mit zwei Halbschalen, z. B. den Hälften eines Ping-Pong-Balls, verklebt. Die Schalen verstärken den Staudruck auf der einen und den Unterdruck auf der anderen Seite.

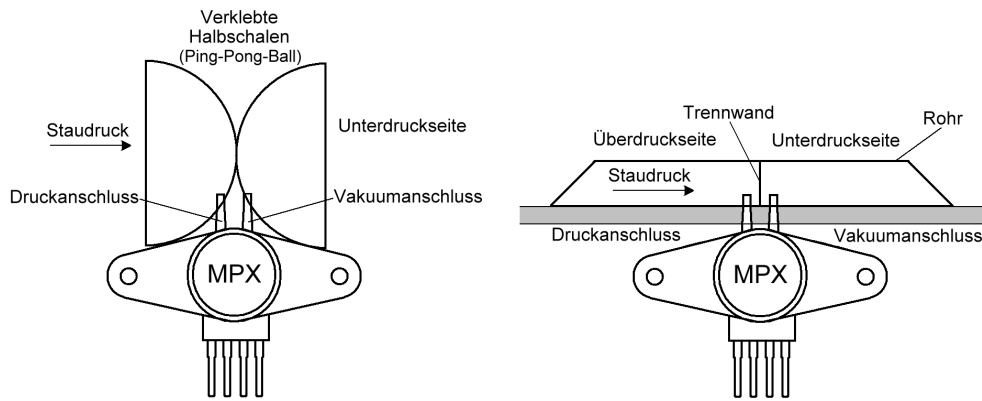


Bild 5.9: Staudruckmessung mit den MPX-Sensoren

Damit lässt sich nicht nur eine Aussage über die Strömungsgeschwindigkeit (z. B. Windgeschwindigkeit), sondern auch über deren Richtung (Maximum der Anzeige) machen. Bild 5.9 zeigt daneben eine weitere Möglichkeit des Fühlers in Form eines Rohres, das dicht am Fahrzeug oder auch Flugzeug angebracht werden kann. Der Sensor befindet sich dann innerhalb der Verkleidung. Gegebenenfalls kann die Trennwand auch als Lochblende ausgelegt werden. Bei der Überwachung eines Luftfilters wird man die beiden Druckanschlüsse auf beiden Seiten des Filters anbringen. Sicher fallen Ihnen noch weitere Varianten ein.

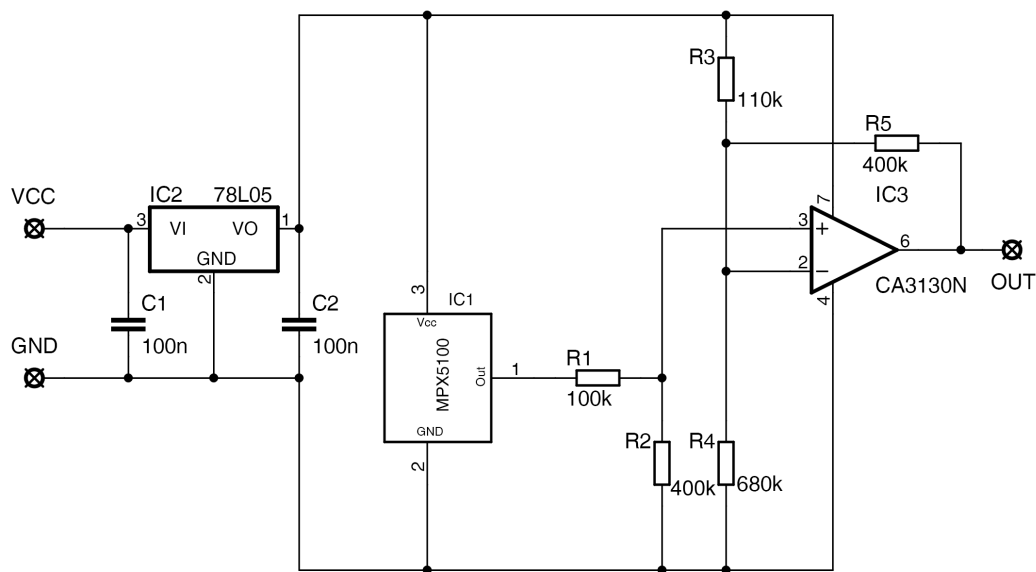


Bild 5.10: Messung des Luftdrucks mit dem MPX5100

Für die Messung des barometrischen Luftdrucks ist es günstig, nur einen Ausschnitt des Messbereichs zu wählen. Die Schaltung in Bild 5.10 zeigt dies exemplarisch. Es werden 3,7 V subtrahiert, was einem Druck von etwa 80 kPa entspricht (bei einer Empfindlichkeit von 45 mV/kPa). Die Skala beginnt also etwas unterhalb dessen, was man als „Tiefdruck“ bezeichnet.

Da nun die zur Verfügung stehende Spanne relativ klein ist (ca. 25 kPa, was etwa 1,13 V entspricht), spreizt man die Ausgabe um den Faktor 4, was dem A/D-Wandler einen Eingangspegel von maximal 4,5 V beschert. Einen genauen Abgleich kann man per Software vornehmen, indem man den Messwert mit dem aktuellen Luftdruck vergleicht (den es beim Wetteramt bzw. dessen Webseiten gibt) und ggf. einen Korrekturwert addiert.

Inzwischen werden von vielen Herstellern Drucksensoren angeboten, darunter auch solche mit Digitalschnittstelle (I²C oder SPI), die keinerlei Analoginterface mehr benötigen. Auch die Technik der Herstellung hat sich geändert. Zwar bleibt es beim piezoresistiven Sensor, jedoch spielt die Mikromechanik eine entscheidende Rolle (MEMS = Mikro Electro Mechanical Sensor). Alle mikromechanischen Druckmesszellen aus Silizium besitzen als druckempfindliches Element eine dünne Mem-

brane, die aus dem Siliziumchip herausgeätzt wird (Cavity). An geeigneten Stellen der Membrane werden im Halbleiterprozess lokal Fremdatome in den Siliziumkristall implantiert. Auf diese Weise entstehen Bereiche mit geänderter elektrischer Leitfähigkeit, die Widerstandseigenschaften besitzen. Sobald Druck auf die Membrane ausgeübt wird, deformiert sich mit der Durchbiegung der dünnen Siliziummembrane die molekulare Struktur des Kristalls. Insbesondere in den Widerstandsgebieten finden starke Kristallverschiebungen statt, die zu einer messbaren Änderung ihres Widerstandwertes führen (piezoresistiver Effekt). Durch eine Brückenschaltung und Instrumentenverstärker kann dieser Effekt erfasst und aufbereitet werden.

Die Abmessungen der Silizium-Messzellen hängen vom Druckbereich und der Herstellungstechnik ab. Sie betragen ca. $2 \times 2 \times 0,8 \text{ mm}^3$ für einen Messbereich von etwa 0,3 bis 30 bar. Die Absolutmesszellen bestehen aus einem geschlossenen Glas(Pyrex)-Sockel, dem Siliziumkörper und einer herausgeätzten dünnen Membranschicht. Die Membran hat abhängig vom zu messenden Druck eine Stärke zwischen 10 und 50 Mikrometern. In Bild 5.11 ist der prinzipielle Aufbau eines MEMS-Absolutdrucksensors gezeigt. Durch den Druck P_1 auf die Membranoberseite biegt sich diese in Richtung des niederen Drucks nach innen in die Cavity.

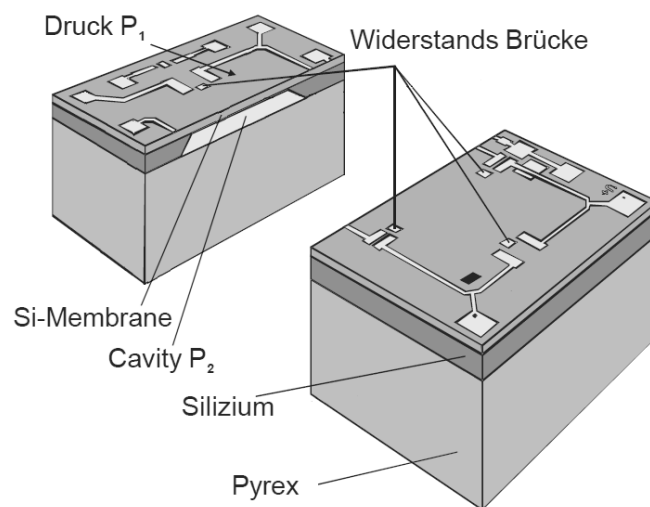


Bild 5.11: Prinzipieller Aufbau eines MEMS-Drucksensors (nach Unterlagen von AMSYS)

Ein Referenzdruck von 0 Bar in der Cavity ist technisch nicht zu realisieren. In der Praxis ist ein (geringer) Druck P_2 in der Cavity vorhanden, der einen Offset darstellt und die Messung verfälscht. In der Nullpunkt-Kalibrierung wird dieser Wert ermittelt und in der Signalauswerteschaltung elektronisch berücksichtigt. Dazu wird die Druck-Kennlinien des individuellen Sensors bei zwei Drücken, z. B. Nenndruck und Niederdruck aufgenommen. Die Gerade durch beide Punkte wird bis zum Drucknullpunkt extrapoliert. Der sich ergebende y-Achsenabschnitt entspricht der Offsetspannung, die auf den gewünschten Nullpunktwert kalibriert wird.

Andere Sensoren verlagern den Ausgleich des Offset und ggf. Nichtlinearitäten des Sensors auf die Auswertesoftware und legen nur die Kalibrierungswerte in einem EPROM im Sensor ab. Die Software muss diese Werte auslesen und dann bei jeder Messung aus dem Messwert und den Kalibrierungswerten den tatsächlichen Messwert errechnen.

Der komplette piezoresistive Absolutdrucksensor besteht aus der oben beschriebenen Messzelle, die auf ein Substrat aufgebaut wird, der Verstärker- und Auswerteelektronik und dem Gehäuse mit Druckanschluss und den elektrischen Verbindungen.

Wie einfach sich heute der Luftdruck messen lässt, verdeutlicht das Bild 5.12, das die Beschaltung eines der ersten Drucksensoren von Siemens, dem KPY10, zeigt, der Ende der 1980er Jahre auf den Markt kam. Hier mussten noch alles, was heutzutage in einem Drucksensor integriert ist, als zusätzliche Beschaltung realisiert werden.

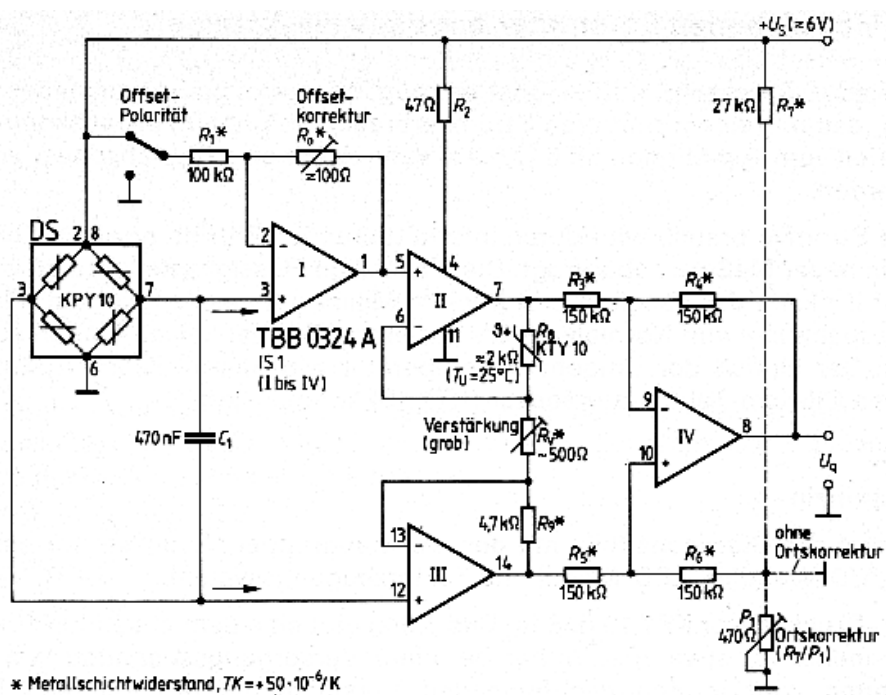


Bild 5.12: Beschaltung des KPY10

Weg-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeits-Sensoren

6.1 Potenziometer als Weg- oder Winkelsensoren

Ein Potenziometer besteht bekanntermaßen aus einer Widerstandsbahn und einem Schleifer. Je nach Stellung des Schleifers greift dieser einen bestimmten Teil der an der Widerstandsbahn eingespeisten Spannung ab (Spannungsteiler). Für lineare Wegmessungen im Bereich einiger Zentimeter oder Winkelmessungen sind neben Wegaufnehmern auf magnetischer (Hallsensoren, Feldplatten) oder optischer (Codelineale etc.) Basis Potenziometer geeignet. Die handelsüblichen Dreh- oder Schiebepotenzimeter (Kohleschicht- oder Drahtpotenziometer) sind jedoch für ernsthafte Sensor-Anwendungen zu ungenau.

Als Weg- und Winkelsensoren kommen Potenziometer mit einer hochgenauen Leitplastik-Widerstandsbahn mit Widerstandswerten zwischen 5 und 50 k Ω zum Einsatz. Ähnlich dem klassischen Schleifer-Potenzimetersystem ergeben sich für diese Systeme vielfältige Einsatzmöglichkeiten, z. B. für Stellsysteme in PKW- und LKW-Sitzen, Fensterheber, Cabriooverdecke, Spiegelsysteme, Medizintechnik, Positionierung von Solarpanels, Robotersysteme, Stellantriebe und vieles mehr.

Die Sensoren zur Wegmessung bestehen aus einem Substrat und einer Kollektorfolie, die durch einen Abstandhalter (Spacer) getrennt sind. Auf dem Substrat wird die Widerstandsbahn im Siebdruckverfahren aufgebracht. Auf der gegenüberliegenden Kollektorfolie ist eine niederohmige Kollektorbahn aufgedruckt. Ein mechanischer Druck, meist durch ein einfaches Druckstück ausgeführt, bringt die Kollektorfolie mit der Widerstandsbahn in Kontakt (Bild 6.1).



Bild 6.1: Widerstands-Wegaufnehmer (nach Novotechnik-Unterlagen)

Folienkollektor-Potenzimeter sind sehr flach und können auf ebenen Flächen in der jeweils erforderlichen Form aufgeklebt werden. Neben linearen Ausführungsformen sind auch kreisförmige Poten-

ziometer möglich. Ein weiterer Vorteil liegt darin, dass der Aufbau des Folien-Potenzimeters hermetisch dicht verklebt ist. Schmutz, Staub oder Feuchtigkeit können nicht eindringen. Die Handhabung ist unkritisch, da die empfindliche Potenzialbahn durch die Deckfolie geschützt ist.

Übrigens kann auch eine gute optische Maus dank ihrer hohen Auslösung als Wegsensor verwendet werden – sie muss lediglich einen guten Kontakt zu einer möglichst homogenen Fläche haben.

6.2 Beschleunigungs-Sensoren

Unter der Beschleunigung b versteht man die Änderung der Geschwindigkeit (Δv) eines Körpers innerhalb eines bestimmten Zeitabschnitts (Δt). Bei einer linearen Bewegung lässt sich die Beschleunigung als $b = \Delta v / \Delta t$ angeben. Nach Newton ist das Produkt aus der Masse des Körpers m und dessen Beschleunigung b gleich der einwirkenden Kraft: $F = m \cdot b$. Diese Trägheitskraft kann zur Messung der Beschleunigung verwendet werden.

Halbleiter-Beschleunigungssensoren lassen sich einteilen in:

Piezoresistive und piezoelektrische Sensoren: Sie bestehen aus einem Drucksensor, an dessen druckempfindlicher Fläche eine zusätzliche Masse, die „seismische Masse“ (träge Masse), befestigt ist. Bei Beschleunigung übt diese Masse aufgrund ihrer Trägheit eine Kraft auf den Sensor aus. Ebenso wie die piezoresistiven Drucksensoren werden Beschleunigungssensoren als integrierte Schaltung realisiert. Den prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 6.2. Die geometrische Auslenkung der seismischen Masse wird über piezoresistive Dehnungssensoren, die auf den dünnen Stegen angebracht sind, erfasst und der integrierten Auswertelektronik zugeleitet. Durch die Brückenanordnung lassen sich auch kleine Lageänderungen präzise erfassen. Bei der Auswertung der Signale kommt es neben der Verstärkung besonders auf eine sorgfältige Offset- und Temperaturkompensation an.

Mit Halbleiter-Beschleunigungssensoren können Frequenzen bis herunter zu einigen zehntel Hz verarbeitet werden, wobei hohe Empfindlichkeit durch die integrierte Signalverarbeitung zu erreichen ist. Daneben existieren immer noch die klassischen piezoelektrischen Messwertaufnehmer auf der Basis von Quarzkristallen. Sie werden vor allem bei robusten Anforderungen im Messbereich von einigen hundert g und bei Frequenzen von einigen kHz eingesetzt.

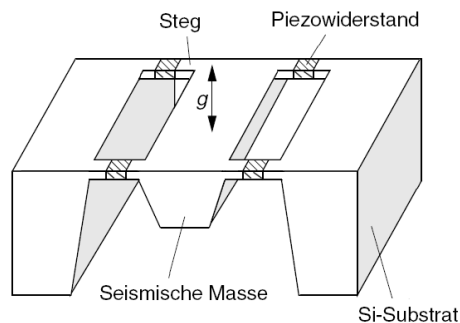


Bild 6.2: Prinzip des piezoresistiven Beschleunigungssensors

Kapazitive Sensoren: Eine alternative Ausführungsvariante besteht aus einem Differentialkondensator, bei dem die Trägheitskräfte zu messbaren Frequenzänderungen eines Oszillators führen. Ein weit verbreiteter Beschleunigungssensor-Typ besteht im Prinzip aus zwei festen Kondensatorplatten, zwischen denen eine federnd gelagerte und mit einer seismischen Masse versehene Platte pendeln kann. Bewegt sich dieses Pendel, ändert sich das Kapazitätsverhältnis der beiden aus der Mittelplatte und den fixen Platten gebildeten Teilkondensatoren. Indem die Kondensatoren als frequenzbestimmende Teile eines Oszillators eingesetzt werden, kann die Kapazitätsänderung relativ einfach gemessen werden.

Die kapazitiven Halbleitersensoren sind auch temperaturstabiler als die Piezo-Sensoren, so dass sich in vielen Fällen zusätzliche Maßnahmen zur Temperaturkompensation erübrigen. Mit Ruhekapazitäten bis zu 100 pF und einer Auflösung im Bereich von Bruchteilen eines pF lassen sich sehr große Aussteuerungsbereiche erzielen. Auch sind kapazitive Sensoren weniger empfindlich

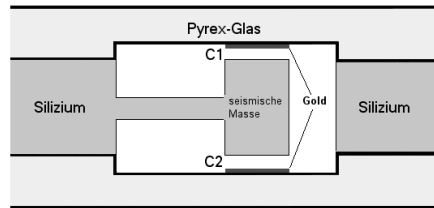


Bild 6.3: Prinzip des kapazitiven Beschleunigungssensors

gegenüber Querbeschleunigungen. Daher bauen komplexe, integrierte Beschleunigungssensoren heute meist auf kapazitiven, mikromechanischen Sensoren auf.

Beschleunigungssensoren messen jede Beschleunigung, die auf sie wirkt. Liegt der Sensor auf dem Tisch, misst er die Erdbeschleunigung von $1\text{ g} = 9,81\text{ m/s}^2$. Beschleunigungssensoren sind meist zwei- oder dreidimensional ausgelegt, so dass für mehrere Achsen ein einziger Sensor ausreicht. Anwendungen finden Sie beispielsweise in ESP-Systemen in Autos, die u. a. über die Querbeschleunigung ausrechnen können, ob das Fahrzeug seitlich driftet oder gar schleudert. Eine andere wichtige Aufgabe übernehmen sie zusammen mit Gyroskopen in Trägheitsnavigationssystemen, die dann sowohl die Lage im Raum als auch die Bewegung feststellen können. Ein anderes Einsatzgebiet sind beispielsweise elektronische Wasserwaagen für die Bauindustrie, bei denen Beschleunigungssensoren ebenfalls die Erdbeschleunigung ausnutzen.

Beispielhaft für solche Sensoren ist die Chipfamilie ADXL von Analog Devices. Sie umfasst Ein-, Zwei- und Dreiachs-Accelerometer verschiedener Empfindlichkeiten. Bild 6.4 zeigt das Schaltschema des Zweiachsen-Sensors ADXL 320. Die analogen Ausgangssignale können direkt in den A/D-Wandler des Mikrocontrollers eingespeist werden.

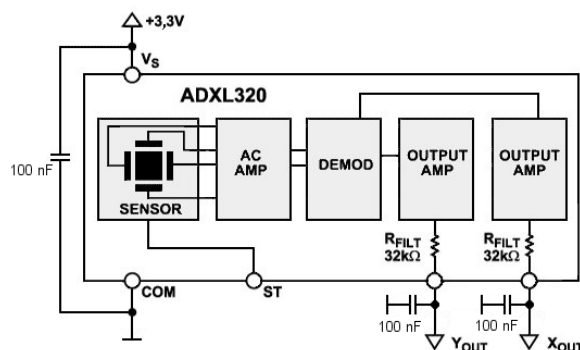


Bild 6.4: Blockschaltung des ADXL 320

Bei Freescale wird ein in der Handhabung recht einfacher Dreiachs-Accelerometer unter der Bezeichnung MMA7260QT angeboten, den ich Ihnen hier vorstellen möchte. Bild 6.5 zeigt das Blockschaltbild. Der Beschleunigungssensor arbeitet kapazitiv. Zwischen zwei festen Kondensatorplatten ist eine bewegliche Platte angeordnet, deren Kapazität sich gegenüber den beiden Nachbarn ändert, wenn auf den Baustein eine Beschleunigung einwirkt.

Der Chip wird mit 3,3 V versorgt. Wie man sieht, hat der Baustein nur wenige Anschlüsse. Mit dem Sleep-Mode-Anschluss kann er in den stromsparenden Ruhemodus versetzt werden. Die beiden g-Select-Eingänge erlauben die Festlegung der maximal auftretenden Beschleunigung und damit eine Anpassung des Ausgangssignals an diese. Dabei gilt:

g-Sel. 1	g-Sel. 2	Beschleunigung	Empfindlichkeit
0	0	$\pm 1.5\text{ g}$	800 mV/g
1	0	$\pm 2.0\text{ g}$	600 mV/g
0	1	$\pm 4.0\text{ g}$	300 mV/g
1	1	$\pm 6.0\text{ g}$	200 mV/g

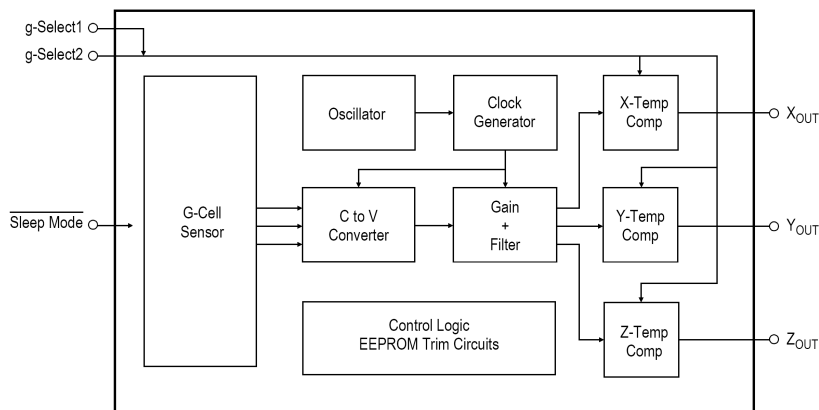


Bild 6.5: Blockschaltung des MMA7260 (nach Freescale-Unterlagen)

An den drei analogen Ausgängen steht für jede Achse eine zur Beschleunigung proportionale Spannung an. Bei 0 g beträgt die Ausgangsspannung typisch 1,65 V, so dass auch negative Beschleunigungen messbar sind. Da der Baustein intern getaktet ist, liegt ein leichtes Rauschen auf den Ausgängen, das mit einem RC-Tiefpass gefiltert werden muss. Um Aliasing-Effekten aus dem Weg zu gehen, sollte auch beachtet werden, dass möglichst kein Bauelement in der Nähe des MMA7260 mit der gleichen (oder nahen) Taktfrequenz (11 kHz) arbeitet.

Auch sollte die Verbindung der Ausgänge zum A/D-Wandler möglichst kurz sein. Die recht bescheidene externe Beschaltung zeigt Bild 6.6 links, dort sieht man auch den Blockkondensator. Beim Platinenlayout ist zu beachten, dass die Unterseite des MMA7260 leitende Verbindung zum IC hat, also keine Leiterbahnen oder andere Verbindungen unterhalb des SMD-Bausteins liegen dürfen. Eine Massefläche auf der Lötseite der Platine ist dagegen sogar ratsam. Die Richtungen der jeweiligen Beschleunigungsachsen sind in Bild 6.6 rechts zu sehen. Das Testen des Bausteins ist ganz einfach, da wir immer die Erdbeschleunigung mit 1 g ($9,81 \text{ m/s}^2$) zur Verfügung haben. Liegt der Baustein flach auf dem Tisch, zeigen sich an den Ausgängen folgende Spannungen: X = 1,65 V, Y = 1,65 V und Z = 2,45 V. Entsprechende Wertekombinationen erhalten Sie für die anderen Achsen.

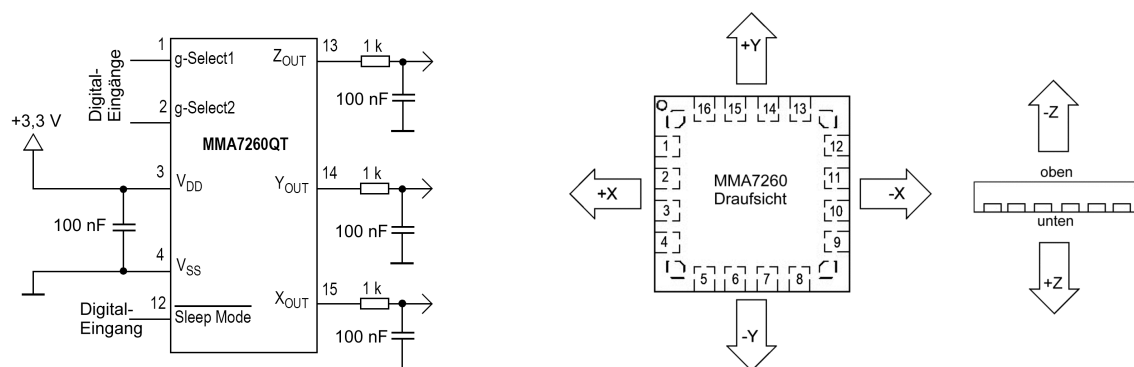


Bild 6.6: Externe Beschaltung des MMA7260 und Lage der Achsen

Übrigens: Misst man die Beschleunigung in genügend kurzen Abständen (kurz genug, um zwischen zwei Messungen eine *konstante* Beschleunigung annehmen zu können), kann man daraus auch den Weg und die Geschwindigkeit errechnen. Ebenso ist es möglich, anhand der Erdbeschleunigung aus den Werten für X, Y und Z die Lage des Sensors im Raum, d. h. den Winkel gegenüber den Koordinatenachsen zu bestimmen. Bild 6.7 zeigt den Zusammenhang zwischen Lage und Ausgangswerten, wobei hier der Baustein immer parallel zu den Koordinatenachsen liegt.

Um Drehbewegungen zu messen, werden sogenannte Gyroskope verwendet. Typische Vertreter liefert beispielsweise die ADXRS-Familie von Analog Devices. Diese sind im Gegensatz zu Beschleunigungssensoren in der Regel nur für eine Achse ausgelegt. Die Bausteine geben einen Analogwert

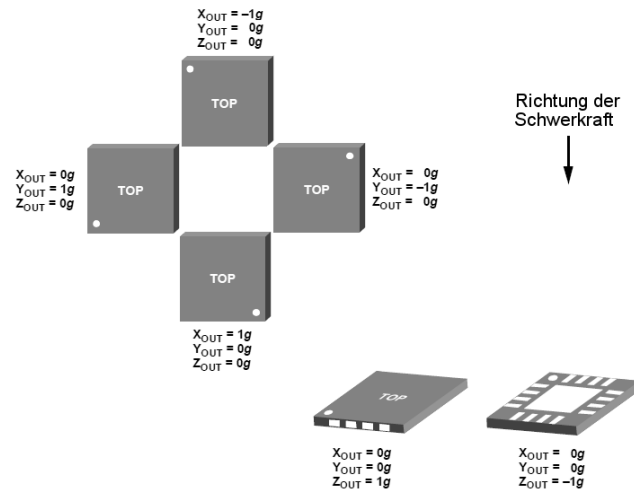


Bild 6.7: Lage und Ausgabe eines 3-Achsen-Beschleunigungssensors

aus, der zu einer Umdrehungsrate (Grad/Sekunde) proportional ist. Beim ESP-System in Autos wird damit die Drehung des Fahrzeugs um die Hochachse gemessen – ob das Fahrzeug seitlich driftet oder sogar schleudert.

6.3 Geschwindigkeits-Sensoren

Kennt man die Beschleunigung b innerhalb eines Zeitintervalls Δt , lässt sich die Geschwindigkeit daraus ableiten: $v = \Delta b * \Delta t$ – man muss nur häufig genug den Beschleunigungswert messen. Die Geschwindigkeit kann aber auch mit anderen Methoden bestimmt werden, z. B. durch die klassischen Messung von Weg und Zeit: $v = \Delta s / \Delta t$.

Aber auch die Ausgangsspannung eines entsprechend konstruierten Generators ist proportional zur Drehgeschwindigkeit. Koppelt man einen solchen Generator mit einem drehenden Maschinenteil oder dem Rad eines Fahrzeugs, kann die Geschwindigkeit direkt als Analogwert weiterverarbeitet werden. Noch einfacher arbeiten die sogenannten Fahrradcomputer, hier wird bei jeder Umdrehung des Reifens ein Impuls erzeugt (per Magnet an einer Speiche und Reed-Kontakt am Rahmen). Aus dem Reifenumfang und der Anzahl der Impulse pro Sekunde ergibt sich die Geschwindigkeit – und letztendlich auch die gefahrene Strecke.

Bei der Umweltsensorik gibt es einen Geschwindigkeitswert, der von vielfachen Interesse ist, die Windgeschwindigkeit. Deshalb soll hier als Beispiel für Geschwindigkeitsmessung die Messung der Windgeschwindigkeit dienen: „Änemon“ ist das griechische Wort für Wind. Und so dient ein Anemometer zur Messung der Windgeschwindigkeit. Am häufigsten wird das Schalenkreuz-Anemometer verwendet. Das Anemometer hat eine senkrechte Achse und drei oder vier Schalen, die den Wind aufnehmen. Bild 6.8 zeigt einen typischen Vertreter dieser Gattung. Besonderes Augenmerk muss hier natürlich auf Wetterfestigkeit gelegt werden.

Je schneller der Wind weht, desto schneller drehen sich die offenen Halbkugeln (Schalen oder Schöpfer). Die erzeugte Wechselspannung oder die Anzahl der Umdrehungen pro Minute wird elektronisch aufgezeichnet. Zählt man die Umdrehungen pro Sekunde hat man ein Maß für die Geschwindigkeit des Windes. Normalerweise ist das Anemometer noch mit einer Windfahne ausgerüstet, mit der man die Windrichtung erkennen kann.

Bei sehr niedrigen Windgeschwindigkeiten ist die Messung wegen der notwendigen Überwindung des Anlaufwiderstandes, der auch bei relativ niedrigen Reibungswiderständen im Drehlager des Flügelrades noch vorhanden ist, etwas ungenau. Bei modernen handgehaltenen Instrumenten ist das Flügelrad sehr klein und die Lagerreibung sehr gering.

Andere Anemometertypen sind Ultraschall- oder Laseranemometer. Sie messen die Phasenverschiebung von an Luftmolekülen reflektiertem Schall oder Licht. Ein Ultraschallanemometer (Bild 6.9 besteht meist aus vier, an den Ecken eines offenen Tetraeders angebrachten Ultraschallsendern. Jedes dieser Geräte sendet Ultraschallwellen an die drei anderen Sensoren, wobei der Wind die Schallwellen sowohl horizontal als auch vertikal versetzt, so dass der Schall entsprechend zeitverzögert den



Bild 6.8: Schalenkreuz-Anemometer

nächsten Sensor erreicht. Aus dieser Verzögerung berechnet die Messelektronik die horizontale und vertikale Windgeschwindigkeit. Vorteile des Ultraschallanemometers sind die höhere Genauigkeit, das Fehlen von Trägheit im System und die zusätzliche Erfassung der vertikalen Windkomponente. Da die Schallgeschwindigkeit stark von der Temperatur der Luft abhängig ist, wird die Laufzeit des Schalles auf jeder der beiden Messstrecken in beide Richtungen gemessen. Dadurch kann der Einfluss der von der Temperatur abhängigen Schallgeschwindigkeit auf das Messergebnis durch Subtraktion der Reziproken der gemessenen Laufzeiten ausgeschaltet werden.



Bild 6.9: Ultraschall-Anemometer

Hitzdrahtanemometer messen die Windgeschwindigkeit, indem sie die Temperaturdifferenz zwischen einem Draht auf der Windseite und einem auf Windschattenseite (Leeseite) sehr genau bestimmen.

Kapazitive Sensoren

7.1 Feuchtesensoren

Zum Erfassen von Wettergeschehen hätten wir mit Temperatur und Luftdruck schon zwei der drei wichtigsten Parameter elektronisch erfasst. Dann brauchen wir eigentlich nur noch ein Hygrometer. Am bekanntesten unter den Luftfeuchtemessgeräten ist wohl das Haarhygrometer. Es enthält ein Haar, das sich bei Feuchtigkeit ausdehnt. Der Längenunterschied zwischen 0% und 100% relativer Luftfeuchte beträgt dabei etwa 2,5% der Länge. Zudem ist die Längenausdehnung nicht linear. Es kamen Menschen-, Schaf- oder Pferdehaare zur Anwendung, heute werden auch Kunstfasern verwendet. Solche Haar-Messelemente wurden auch in industriellen Qualitätssensoren eingesetzt. Die Ausdehnungsbewegungen der Haare wurden durch ein Spannungsmessgerät in elektrische Signale umgewandelt.

Zuvor sollen einige wichtige Begriffe erläutert werden, denn man unterscheidet u. a. zwischen absoluter Feuchte, Sättigungsfeuchte und relativer Feuchte:

- Die **absolute Feuchte** F_{abs} gibt diejenige Wassermenge an, die in einem bestimmten Luftvolumen enthalten ist. Es gilt

$$F_{abs} = \text{Masse des Wassers} / \text{Luftvolumen} (g/m^3).$$

- Die **Sättigungsfeuchte** F_{sat} gibt die maximal mögliche Wassermenge an, die in einem bestimmten Luftvolumen enthalten sein kann. F_{sat} ist von der Temperatur abhängig und steigt mit dieser stark an. Umgekehrt kondensiert Wasser aus der Luft, wenn die Temperatur sinkt. Es gilt

$$F_{sat}(\theta) = \text{maximale Masse des Wassers} / \text{Luftvolumen} (g/m^3).$$

- Die **relative Feuchte** F_{rel} ist eine Angabe, die sich aus dem Verhältnis von absoluter Feuchte zur Sättigungsfeuchte ergibt. Es gilt

$$F_{rel} = F_{abs} / F_{sat}(\theta) * 100\%.$$

Die Angabe der relativen Feuchte ist sehr verbreitet, weil viele durch die Luftfeuchtigkeit ausgelöste Reaktionen in erster Linie mit der relativen Feuchte verknüpft sind (Rostbefall, Schimmelbildung, körperliches Befinden usw.).

Auch die meisten Sensoren liefern den Wert der relativen Feuchte. Für Belüftungssysteme muss jedoch oft die absolute Luftfeuchte bekannt sein. In diesem Fall muss die relative Luftfeuchte in die absolute Luftfeuchte umgerechnet werden. Dazu muss mindestens die Temperatur bekannt sein. Zwar sind noch weitere Größen beteiligt, doch mit den folgenden Beziehungen ist eine gute Näherung aus dem Dampfdruck P_d (in hPa) und der Temperatur T (in °C) möglich:

$$P_d = F_{rel} / 100 * 6,1078 * 10^{\frac{(7,5 * T)}{(237,5 + T)}}$$

Die absolute Luftfeuchte (in g/m^3) ergibt sich dann aus der Gleichung:

$$F_{abs} = \frac{216,7 * P_d}{(273,15 + T)}$$

(Quelle: www.wettermail.de/wetter/feuchte.html).

Der am häufigsten eingesetzte elektronische Sensor ist der kapazitive Sensor. Im Prinzip handelt es sich um einen Plattenkondensator, in dem sich eine dünne Kunststoff-Polymerschicht als elektrisches Dielektrikum befindet. Die untere Platte ist auf einem kleinen Glas- oder Keramiksubstrat als Trägermaterial aufgedampft. Darauf wird ein Polymerfilm in Dünnschichttechnik aufgebracht. Als obere Kondensatorplatte ist ein dünner, dampfdurchlässiger Goldfilm aufgedampft. Die Polymerschicht ist hygroskopisch und kann Wassermoleküle einlagern. Wasser hat eine hohe Dielektrizitätskonstante, also verändert sich die Kapazität des Sensors abhängig von der Feuchtigkeit. Zur Messung der Kapazität kann der Sensor dann wieder als frequenzbestimmendes Glied eines Oszillators dienen.

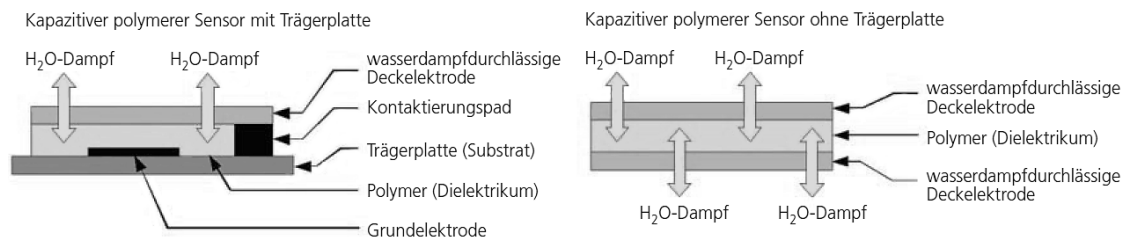


Bild 7.1: Schichtenaufbau kapazitiver Sensoren

Bild 7.1 zeigt die beiden Möglichkeiten des Aufbaus. In Bild links ist der prinzipielle, klassische Aufbau eines Polymersensors dargestellt. Durch die wasserdampfundurchlässige Substratplatte kann keine Diffusion in das polymere Dielektrikum stattfinden, sondern nur über die Deckelektrode. Anders ist dies bei einem Aufbau ohne Substrat. Hier wird das Polymer beidseitig von Deckelektroden eingehüllt (im Bild rechts), wodurch die Feuchtigkeitsanpassung an die Umgebungsluft schneller erfolgen kann.

Gemäß der folgenden Gleichung ist damit auch der Kondensatorwert eine Funktion der Feuchtigkeit. Genauer gesagt, kann man sich den resultierenden Kondensator vorstellen als die Parallelschaltung eines fiktiven Kondensators mit vollständigem trockenem Dielektrikum (C_0) zu einem, der die Kapazitätsänderung infolge des Feuchtegehalts im Dielektrikum (C_{rF}) repräsentiert:

$$C = \epsilon_0 * \epsilon_{rF} * \frac{F}{d} \quad (7.1)$$

$$C = C_0 + C_{rF} \quad (7.2)$$

F : Fläche, d : Abstand, ϵ_0 : absolute Dielektrizitätskonstante und ϵ_{rF} : relative Dielektrizitätskonstante.

Ein polymerer kapazitiver Feuchtesensor hat eine Reihe von Vorteilen gegenüber anderen (z. B. offenen oberflächenaktiven Kondensatoren):

- Verschmutzung: Weil die Deckelektroden nur Wasserdampf in das Polymerdielektrikum eindiffundieren lassen, bleiben auf der Sensoroberfläche angelagerte Stoffe wie Staub, Schmutz und Öl ohne Auswirkungen auf das Messergebnis.
- Hochfeuchteinsatz: Der Sensor ist auch für den Hochfeuchteinsatz geeignet, weil er den ganzen Messbereich von 0 bis 100% relativer Feuchte abdeckt.
- Langzeitstabilität: Geeignete Polymere sind extrem formstabil und chemikalienresistent. Dadurch unterliegt die Messgenauigkeit nur einer geringen Alterung.
- Ansprechzeit: Das Ein- und Ausdringen von Wasserdampf hängt stark von der Geschwindigkeit der auf den Kollektor anströmenden Luft ab. In ruhender Luft kann die Zeit zur vollständigen Angleichung im Stundenbereich liegen. Bei einer Anströmung von mehr als 3 l/min sind ca. 90% des Endwerts bereits nach ca. 15 s erreicht. Eine Veränderung der Feuchtigkeitsbedingungen lässt sich dagegen bereits im Minutenbereich feststellen.
- Reinigung: Auf der Sensoroberfläche angelagerte Substanzen lassen sich gut mit Alkohol im Ultraschallbad entfernen.

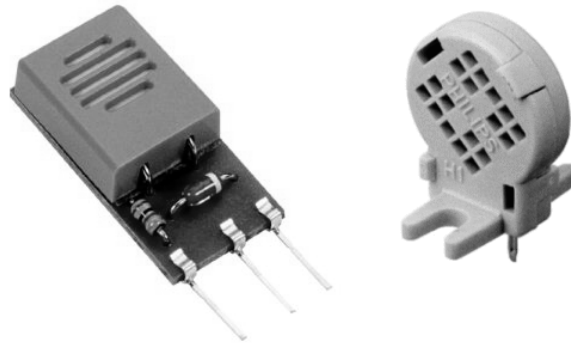


Bild 7.2: Bauformen kapazitiver Feuchtesensoren

In den letzten Jahren werden zunehmend kapazitive Feuchtesensoren (Bild 7.2) eingesetzt, die wartungsfrei sind. Frühere Geräte waren empfindlich gegenüber bestimmten Gasen oder wenn der Sensor mit Flüssigkeiten in Berührung kam; diese Probleme sind jedoch vom Tisch. Für alle Feuchtesensoren, egal ob kapazitiv oder auf Widerstandsbasis, muss bei der Messung eine Wechselspannung verwendet werden, da durch Gleichspannung der Sensor seine Struktur verändert.

Das älteste Modell ist der Valvo Feuchtesensor LFS10 (im Bild 7.2 rechts). Er ist für Printmontage ausgelegt, seine Kapazität bei 25 °C, 43% relativer Luftfeuchte beträgt 122 pF, $\pm 15\%$, der Messbereich umfasst 10...90% relative Luftfeuchte, und die Empfindlichkeit beträgt 0,4 pF/% rel. Feuchte. Die maximale Betriebsspannung beträgt 15 V. Vom Messprinzip her hat sich da bis heute nicht viel geändert; den Sensor gibt es immer noch im Handel, und die Nachfolgemodelle anderer Hersteller arbeiten nach dem gleichen Prinzip – lediglich die technischen Daten sind unterschiedlich.

Die durch Feuchteschwankungen verursachten Kapazitätsänderungen liegen in der Regel im Bereich von 40pF bis 60 pF. Die Abhängigkeit der Kapazität von der Feuchte ist dabei leider nicht ganz linear. Eine direkte Messwertanzeige erfordert daher eine Linearisierung durch schaltungstechnische Maßnahmen oder per Software. Die Feuchtesensoren besitzen einen konstanten Kapazitätsanteil C_0 und einen feuchteabhängigen Anteil ΔC . Die in den Feuchtesensoren auftretenden Kapazitätsänderungen müssen in ein entsprechendes elektrisches Signal umgewandelt werden. Eine solche Umwandlung ist mit der in Bild 7.3 dargestellten Prinzipschaltung durch Differenzimpulsmessung möglich.

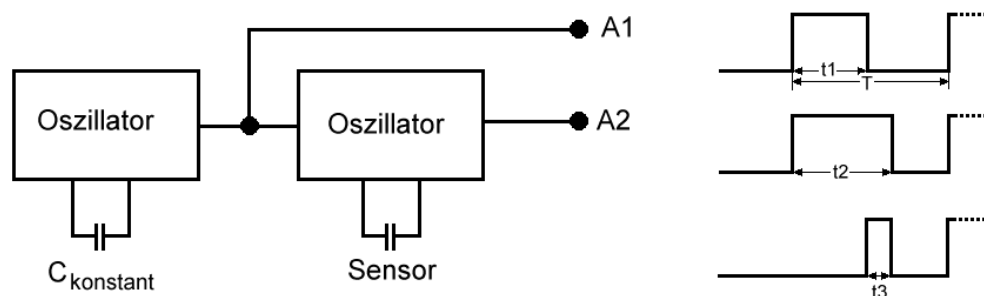


Bild 7.3: Prinzipschaltung zur Bildung der Differenzimpulse

Der erste Oszillator erzeugt Rechteckimpulse mit der Dauer t_1 . Sein Kondensator hat den Wert C_0 (der konstante Kapazitätsanteil des Sensors). Gegebenenfalls werden hier Kondensatoren parallelgeschaltet oder ein Trimmkondensator verwendet. Der Oszillator synchronisiert den zweiten Oszillator, bei dem die Dauer t_2 der Impulse proportional der Sensorkapazität $C_s = C_0 + \Delta C$ ist. Zwischen den Ausgängen A1 und A2 lassen sich Differenzimpulse mit der Dauer $t_3 = t_2 - t_1$ bilden, deren Länge t_3 zum Wert von ΔC proportional ist. Wählt man die Periodendauer T der Rechteckspannungen beispielsweise zu $T = 2 * t_1$ und haben alle Impulse die gleiche Amplitude U_B , gilt für den arithmetischen Mittelwert der Ausgangsspannung

$$U_0 = \frac{t_3}{T} * U_B = \frac{\Delta C}{2 * C_0} * U_B \quad (7.3)$$

Die Temperatur- und Spannungsabhängigkeit des Verhältnisses t_3/T ist sehr gering, wenn die Eigenschaften beider Oszillatoren weitgehend gleich sind (z. B. Aufbau mit einem einzigen IC) und

die Sensorkapazität ($C_s = C_0 + \Delta C$) sowie die Festkapazität den gleichen Temperaturkoeffizienten haben. In den Messwert U_0 geht die Speisespannung direkt ein; sie muss daher stabilisiert werden.

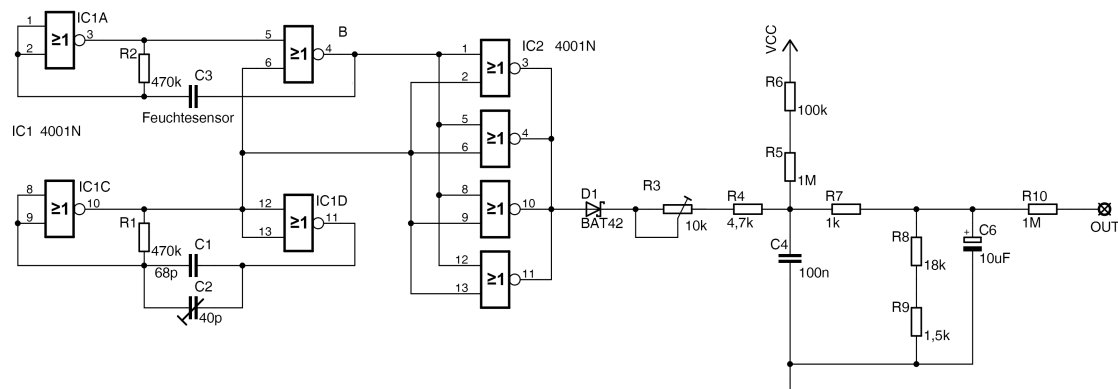


Bild 7.4: Schaltung zur Kapazitätsmessung von Feuchtesensoren

In Bild 7.4 ist die Schaltung eines elektronischen Feuchtemessers praktisch ausgeführt, die vom Prinzip her auf die damalige Valvo-Applikation zurückgeht und mit 5 Volt versorgt wird. Die eigentliche Differenzimpuls-Messschaltung ist mit zwei CMOS-NOR-Gatterbausteinen aufgebaut; man hätte aber genauso gut einen Zweifach-Timer ICM7556 nehmen können. Die beiden oberen NOR-Gatter bilden den Oszillator O2 mit variabler Impulsbreite, die beiden unteren den Oszillator O1, der frei mit einer Frequenz von etwa 10 kHz schwingt. Die Feineinstellung der Frequenz erfolgt durch die Parallelschaltung eines Festkondensators mit einem Trimmkondensator, wobei die Kapazität des Festkondensators knapp unter der C_0 des Sensors liegen sollte. O2 wird durch O1 synchronisiert, arbeitet also mit der gleichen Frequenz wie O1. Die Impulsdauer ist von der Kapazität $C_0 + \Delta C$ des Sensors und damit von der Feuchte abhängig. Die in beiden Oszillatoren erzeugten Impulse gelangen an die Eingänge eines weiteren ICs des Typs CD 4001, das die Differenzimpulse bildet. Die vier NOR-Gatter dieses Bausteins sind parallel geschaltet, um einen relativ niederohmigen Ausgang zu erhalten, an den sich dann die Linearisierung und D/A-Wandlung anschließt. Wie sich es gehört, werden beide Bausteine mit Blockkondensatoren versehen (im Schaltplan nicht eingezeichnet).

Die Differenzimpulse laden über die Schottkydiode D1 und $R3' = R3 + R4$ den Kondensator C4 auf, während gleichzeitig ein der Kondensatorspannung proportionaler Entladestrom über $R4' = R7 + R8 + R9$ fließt. Die am Kondensator auftretende Ausgangsspannung U_0 ist dem arithmetischen Mittel der Impulsausgangsspannung nicht proportional. Durch geeignete Dimensionierung von C4, $R3'$ und $R4'$ in Verbindung mit einem zusätzlichen Strom über $R5' = R5 + R6$ lässt sich die Funktion der Ausgangsspannung so gestalten, dass sie relativ linear von der Feuchte abhängt. An diese Linearisierungsschaltung schließt sich dann der A/D-Wandler an, wobei das Signal nochmals geglättet wird.

Mit dieser Schaltung ist bei sorgfältigem Abgleich eine Genauigkeit von 1% bis 2% im Messbereich (relative Feuchte zwischen 20% und 90%) erreichbar. Außerhalb dieses Bereiches steigt der Fehler an. Um eine gute Genauigkeit zu erreichen, müssen Sie die Schaltung abgleichen:

1. Anschluss eines Kondensators anstelle des Feuchtesensors, der einer rel. Feuchte von 0% entspricht und Abgleich von C2 auf minimale Anzeige.
2. Anschluss eines Kondensators anstelle des Feuchtesensors, der einer rel. Feuchte von 100% entspricht und Abgleich des Trimmers R3 auf den gewünschten Endwert.
3. Einbau des Feuchtesensors und Abgleich von C2, bis der Sollwert der aktuellen rel. Feuchte angezeigt wird.

Für die beiden ersten Punkte kann man die Werte dem Datenblatt des Sensors entnehmen. Um den letzten Punkt durchführen zu können, brauchen Sie einen Referenzwert. Die rel. Feuchte der Luft, die sich in einem geschlossenen Behälter über einer darin enthaltenen gesättigten Kochsalzlösung befindet, hat im Temperaturbereich von +15 °C bis +20 °C einen Wert von 76%.

Den Abgleich können Sie mit Hilfe eines luftdicht verschlossenen Behälters durchführen: Der Sensor kommt in den Behälter und wird mit möglichst kurzer Leitungsführung mit der Schaltung verbunden (Einfluss der Kapazität der Zuleitung). Dann bringen Sie einen mit der gesättigten Kochsalzlösung

Tabelle 7.1: Relative Feuchte verschiedener gesättigter Salzlösungen

Salzlösung	Temperatur (°C)							
	15	20	25	30	35	40	45	50
Kaliumsulfat K_2SO_4	97	97	97	96	96	96	96	96
Kaliumnitrat KNO_3	94	93	92	91	89	88	85	82
Kaliumchlorid KCl	87	86	85	85	84	82	81	80
Ammoniumsulfat $(NH_4)_2SO_4$	81	81	80	80	80	79	79	78
Natriumchlorid $NaCl$	76	76	75	75	75	75	75	75
Natriumnitrit $NaNO_2$	-	65	65	63	62	62	59	59
Ammoniumnitrat NH_4NO_3	69	65	62	59	55	53	47	42
Natriumbichromat $Na_2Cr_2O_7$	56	55	54	52	51	50	47	-
Magnesiumnitrat $Mg(NO_3)_2$	56	55	53	52	50	49	46	-
Kaliumkarbonat K_2CO_3	44	44	43	43	43	42	-	-
Magnesiumchlorid $MgCl_2$	34	33	33	33	32	32	31	30
Kaliumazetat CH_3COOK	21	22	22	22	21	20	-	-
Lithiumchlorid $LiCl$	13	12	12	12	12	11	11	11

getränkten Wattebausch in den Behälter ein und verschließen ihn luftdicht. Nach einer Wartezeit von mindestens 30 Minuten stellen Sie die Anzeige auf 76% ein. Tabelle 7.1 enthält die Feuchtwerte verschiedener Salze bei unterschiedlichen Temperaturen.¹

Tipp

Die gezeigte Schaltung lässt sich im Prinzip an alle kapazitiven Sensoren anpassen und so recht vielseitig verwenden. Auch kann man den Ausgang direkt digital auswerten, indem man anstelle der Linearisierungsschaltung auf digitalem Weg die Impulsbreite misst (Periodendauermessung). Beispielsweise kann man den Takt eines Quarzoszillators durch den Ausgang des 4001 freigeben und für die Dauer des feuchteabhängigen Impulses die anfallenden Taktimpulse zählen – schon hat man einen der rel. Feuchte proportionalen Digitalwert.

Nun wieder eine Messschaltung für die Faulen. Die Firma Humirel (<http://www.humirel.com/>) stellt diverse Feuchtesensoren für unterschiedliche Anwendungsbereiche her, darunter auch den bei Conrad erhältlichen Typ HTM1505 (Best.-Nr. 180003). Alternativ kann auch der Nachfolgetyp HTM1735 mit ganz leicht abweichenden Daten eingesetzt werden. Es handelt sich dabei um ein Modul, das nicht nur die rel. Feuchte, sondern auch per Heißleiter die Temperatur erfasst. Die Feuchtemessung basiert auf dem Sensor HS1101LF. Das Modul ist rund 13 mm lang und wird mit 5 Volt versorgt. Bild 7.5 zeigt ein Foto und eine Zeichnung mit der Pinbelegung.

Die Temperaturmessung erfolgt mit einem NTC, dessen Nennwert 10 kΩ bei 25 °C beträgt. Im Datenblatt finden Sie eine Tabelle, aus der die Temperaturgleichung und die Temperatur-Widerstands-Zuordnung hervorgeht. Da die Temperaturmessung an anderer Stelle ausführlich behandelt worden ist, soll hier nur der Feuchtesensor besprochen werden.

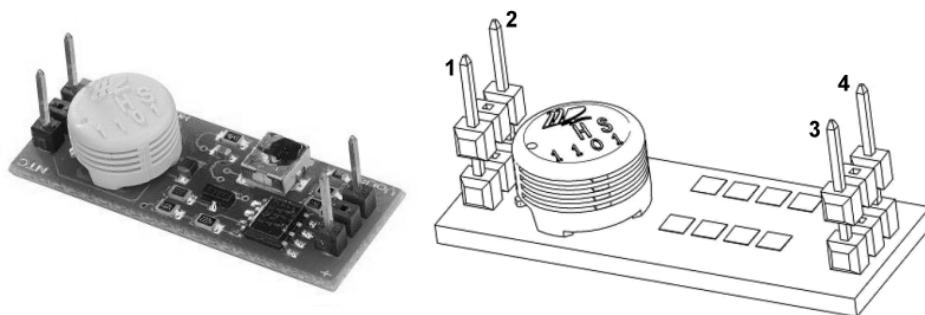


Bild 7.5: Humirel-Feuchte- und Temperatursensor HTM1505

¹Vorsicht: Einige der Salze sind nicht ganz ungiftig! Die Tabelle finden Sie übrigens überall, wo es um die rel. Feuchte geht.

Die rel. Feuchte wird in den Spannungsbereich von 1 V (0% F_{rel}) bis 4 V (100% F_{rel}) umgesetzt. Dabei beträgt die Genauigkeit $\pm 2\%$ (bei 55% F_{rel}). Im Bereich von 10 bis 95% rel. Feuchte folgt die Ausgangsspannung der Gleichung

$$V_{out} = 30.21 * F_{rel} + 814 \quad [mV] \quad (7.4)$$

Tabelle 7.2 zeigt einige Werte (in Fünferschritten).

Tabelle 7.2: Relative Feuchte in % und Ausgangsspannung des HTM1505

F_{rel}	V_{out} (mV)	F_{rel}	V_{out} (mV)	F_{rel}	V_{out} (mV)	F_{rel}	V_{out} (mV)
10	1080	35	1890	60	2625	85	3375
15	1250	40	2040	65	2770	90	3530
20	1420	45	2190	70	2920	95	3695
25	1580	50	2335	75	3065		
30	1735	55	2480	80	3220		

Der Anschluss des Moduls gestaltet sich recht einfach, da nur vier Pins beschaltet werden müssen. Die Pins liegen im 2,54-mm-Raster, das Modul kann bequem auf eine Interface-Platine aufgesteckt oder aufgelötet werden. Die Beschaltung ist (Pinnummern siehe Bild 7.5):

Pin	Funktion	Pin	Funktion
1	NTC-Widerstand	2	Masse
3	Vcc = 5 Volt	4	V_{out} – rel. Feuchte

Die Ausgangsspannung V_{out} kann direkt dem A/D-Wandler zugeführt werden. Das höchste der Gefühle wäre ein nachgeschalteter Operationsverstärker als Impedanzwandler. Der Temperatursensor wurde, wie gesagt, an anderer Stelle behandelt – und so gibt es für den HTM1505 auch keine Schaltung.

Die Feuchte-Sensoren der HIH-4000-Serie können direkt an einen Controller oder andere Geräte angeschlossen werden, da die Ausgangsspannung nahezu linear zur gemessenen Feuchte ist. Mit einem typischen Stromverbrauch von lediglich 0,2 mA eignet sich die HIH-4000-Serie auch für batteriebetriebene Systeme mit einem geringen Stromverbrauch. Der Feuchte-Sensor besitzt ein per Laser abgeglichenes, kapazitives Messelement aus Duroplast auf Polymerbasis mit integrierter On-Chip-Signalkonditionierung. Der mehrschichtige Aufbau des Messelements bietet einen Schutz vor den meisten Anwendungsrisiken wie Kondensation, Staub, Schmutz, Ölen und Umwelteinflüssen. Die Ausgangsspannung V_{out} kann direkt dem A/D-Wandler zugeführt werden. Bild 7.6 zeigt den Sensor und die höchst einfache Beschaltung. Die Relative Feuchte berechnet sich zu:

$$F_{rel} = \frac{V_{out} - 0,16}{0,00672} \quad (7.5)$$

Will man es noch genauer haben, muss auch die Temperatur berücksichtigt werden:

$$F_{rel,comp} = \frac{F_{rel}}{1,0546 - 0,00216 * t} \quad (7.6)$$

Auf dem Markt sind aber nicht nur Feuchtesensoren mit Analogausgang erhältlich. Das kleine SMD-Sensormodul **SHT11** von Sensirion liefert ein kalibriertes, digitales Signal für die rel. Feuchte und die Temperatur. Auf dem Chip sind zwei Sensorelemente, A/D-Wandler, der Kalibrierungsspeicher und eine digitale Schnittstelle integriert. Die Messeinrichtung in diesem System ist ein Single-Chip-Multisensormodul mit einem kalibrierten, digitalen Signalausgang. Der nur streichholzkopfgroße Sensor besteht aus zwei kalibrierten Mikrosensoren für relative Feuchte und Temperatur, die auf einem Chip mit einem 14-Bit-A/D-Wandler gekoppelt sind. Der Anschluss an den Rechner erfolgt über eine serielle 2-Draht-Schnittstelle (Takt- und Datenleitung, wie wir es schon von anderen Komponenten her kennen). Weitere Vorteile sind Langzeitstabilität, geringe Drift sowie eine kurze Ansprechzeit von vier Sekunden. Jeder Sensor wird werkseitig kalibriert und die ermittelten Koeffizienten in den Speicher des Sensor-Chips übertragen. Diese Werte werden während der Messung für die interne Messwertberechnung herangezogen. Der Sensor wird mit einer stabilisierten Spannung von

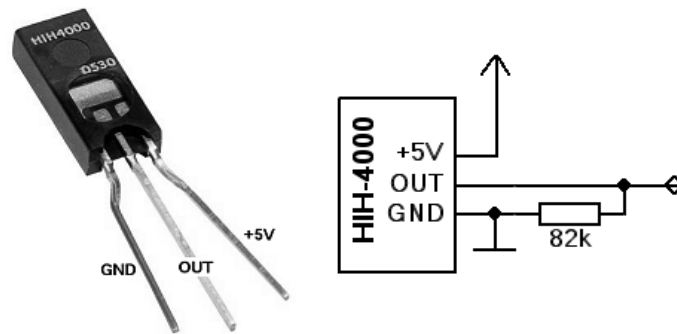


Bild 7.6: Honeywell-Feuchtesensor HHIH4000

2,5 bis 5,5 Volt versorgt. Das Originaldatenblatt und eine Applikationsschrift in englischer Sprache können von der Homepage des Herstellers Sensirion (<http://www.sensirion.com>) heruntergeladen werden. Ein sehr gutes Datenblatt in deutscher Sprache stellt der deutsche Vertriebspartner Driesen-Kern (<http://www.driesen-kern.de>) zum Download bereit.

7.2 Flüssigkeiten kapazitiv erkennen

Die folgende Schaltung wertet eine Kapazitätsänderung aus – wie schon beim Feuchtesensor am Anfang des Kapitels. Zur Detektierung von Flüssigkeiten in einem Kunststoff-Rohr oder -Schlauch werden zwei Elektroden einander gegenüber am Rohr oder Schlauch angebracht (z. B. selbstklebender Kupferstreifen etc.). Je nachdem, ob der Schlauch leer ist oder sich Flüssigkeit darin befindet, ändert sich die Kapazität. Deshalb könnte rein prinzipiell die im Abschnitt 7.1 verwendete Schaltung zum Einsatz kommen.

Ich möchte hier eine Schaltungsvariante vorstellen, die eventuell von einem Controller leichter ausgewertet werden kann und die ihrerseits prinzipiell auch mit einem Feuchtesensor funktionieren sollte. Die beiden Elektroden am Schlauch/Rohr stellen einen Kondensator dar, der dazu verwendet wird, die Frequenz eines Oszillators festzulegen. Wegen der kleinen Kapazität hat der Oszillator eine relativ hohe Frequenz, die mit einem Binärteiler auf praktikable Werte heruntergeteilt wird.

Für Oszillator und Frequenzteiler wird der CMOS-Baustein 4060 eingesetzt. Es handelt sich um einen Oszillator mit 14 nachgeschalteten binären Teilerstufen, von denen 10 Ausgänge herausgeführt sind (Q1, Q2, Q3 und Q11 fehlen). Die Ausgänge liefern Rechtecksignale, welche die Oszillatorfrequenz f_0 jeweils um den Faktor 2^n herunterteilen. Somit liefert Qn ein Rechtecksignal, das der um 2^n geteilten Oszillatorfrequenz entspricht. Beispielsweise ist an Q4 die durch 16 geteilte Oszillatorfrequenz verfügbar und an Q12 $f_0/4096$. Der Baustein bietet den Vorteil, recht lange Periodendauern erzeugen zu können. Die Taktfrequenz selbst steht nicht zur Verfügung, weil die Oszillatoranschlüsse nicht belastet werden dürfen.

Der Oszillator wird für diese Anwendungen mit einem RC-Glied beschaltet. Die frequenzbestimmenden Bauteile R1 und C werden dabei an die Pins 9 und 10 angeschlossen, während R2 die Rückkopplung auf das interne CMOS-Gatter herstellt. In dieser Betriebsart sind Frequenzen bis zu einigen 100 kHz möglich. Die Periodendauer des Oszillators berechnet sich annähernd zu

$$t = 2,2 * R1 * C \quad (7.7)$$

Für R2 sollte man den zwei- bis zehnfachen Wert von R1 wählen. Der Drehschalter für Platinenmontage an den Ausgängen des 4060 erlaubt die Wahl der für Software und Controller optimalen Periodendauer. Hier gilt: Nicht der absolut gemessene Wert ist wichtig, sondern die zuverlässige Unterscheidung zweier Wertebereichen.

7.3 Kapazitive Touch-Sensoren

Touch-Sensoren sind Sensoren, die bei Berührung durch den Menschen mit einem Finger oder der Hand ein bestimmtes Signal ausgeben. Diese Sensoren sind deshalb bestens geeignet, um moderne interaktive Systeme aufzubauen. Die Vorteile liegen auf der Hand: Der Wegfall beweglicher Teile führt

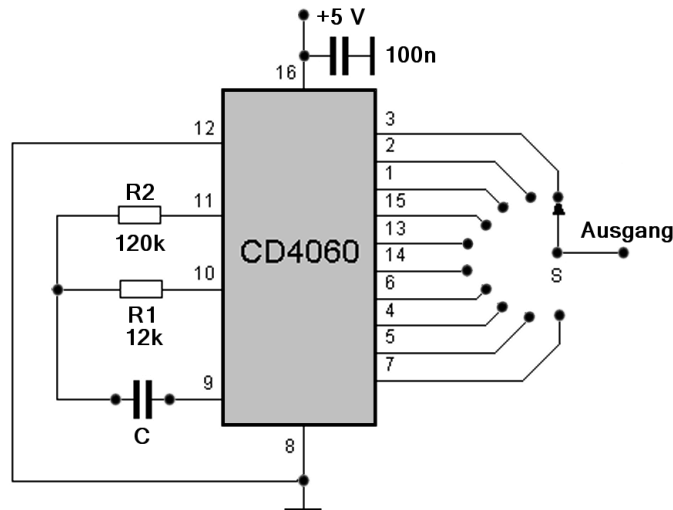


Bild 7.7: Erkennen von Flüssigkeiten durch Änderung der Oszillatorfrequenz des 4060. C ist die Messelektrode.

zu weniger Verschleiß und erlaubt auf einfache Art und Weise die Konstruktion von staub- und wasserdichten Bedienfeldern. Weiterhin geben die Berührungssensoren dem Designer zusätzliche Freiheitsgrade beim Gestalten der Geräte, was insbesondere bei weißer Ware und kleinen Konsumgütern wie MP3-Playern und Mobiltelefonen gerne genutzt wird. SO bestehen sogenannte Slidebars meist einfach auch einigen in einer Reihe angeordneten Touch-Sensoren.

Das Prinzip wurde bereits kurz bei den Displays erläutert. Auch hier macht man sich den Effekt der kapazitiven Kopplung zu Nutze. Bei Annäherung des Fingers verändert sich das elektrische Feld im Bereich des Berührungspunktes, was Verschiebungsströme verursacht. Gelangt ein Körperteil in den Einzugsbereich eines Touchsensors, wird das Feld um die Sensorfläche und die umgebenen Gegenstände kurzfristig geändert. Da der menschliche Körper zu großen Teilen aus Wasser und Kochsalz besteht, ist er ein guter Leiter und demzufolge in der Lage, das Umfeld des Touchsensors zu verändern.

Die meist verbreitete Anwendung für Touchsensoren basiert auf der Durchdringung von isolierenden Materialien. Die Sensorfläche (im Normalfall ein Flächensensor aus Kupferblech oder vergleichbaren Materialien) wird hinter einer isolierenden Fläche montiert. Berührt man die Fläche, wird der „Touch“ durch das isolierende Material erkannt. Man kann aber auch einen Gegenstand direkt zum Sensor machen. Der Gegenstand muss dabei aus einem leitenden Material bestehen. Dieses kann aber durchaus mit einer Isolationsschicht (Lack) überzogen sein. Je nach Größe und Platzierung sind verschiedene Reichweiten zu erzielen.

Erste Versuche lassen sich mit dem NE555 machen (Bild 7.8). Der Baustein arbeitet als Monoflop zur Impulsverlängerung und „Entprellung“, indem durch die Miniflop-Funktion Netzbrumm etc. ausgefiltert werden. Als Touch-Feld wird eine kleine Metallplatte am Triggereingang angeschlossen. Durch kapazitive Einkopplungen ändert sich der Triggerlevel und der Baustein schaltet. Nachteilig ist, dass keinerlei Regelung existiert, die es dem Sensor erlaubt, sich auf die Umgebung einzustellen.

Sinnvoller ist es jedoch, kapazitive Berührungssensoren zu verwenden. Quantum bietet mit seiner QT-Reihe einfach einsetzbare Berührungs- bzw. Annäherungssensoren mit unterschiedlichen Eigenschaften an. Beispielhaft soll hier das Modell QT118 betrachtet werden. Der Baustein erzeugt kurze Bursts, um die Kapazität zwischen seinen beiden Eingängen zu bestimmen. Beim Einschalten wird die Ruhekapazität des gesamten Systems erfasst und bildet die Triggerschwelle für das Erkennen einer Annäherung an den Sensor. Die Empfindlichkeit hängt damit einerseits von der Kapazität C_x der Sensorfläche gegenüber der Erde, andererseits von einem Keramik Kondensator C_s zwischen den beiden Sensoreingängen ab. Dieser Kondensator (2nF ... 470 nF, typ. 10 nF) bestimmt auch die Empfindlichkeit des Sensors, je größer er ist, desto größer darf auch C_x sein. Damit der Baustein funktioniert muss C_s immer sehr viel größer als C_x sein. C_x rangiert in der Größenordnung von 10 bis 20 pF, wogegen C_s mit 10 nF um den Faktor 1000 größer ist, aber so klein wie möglich sein sollte. Für die Empfindlichkeit gilt $E = k * C_s / C_x$, wobei der Faktor k von Elektrodengröße und anderen Umgebungsbedingungen abhängt. Dem Kondensator C_s soll immer ein Widerstand von 470 kΩ parallel

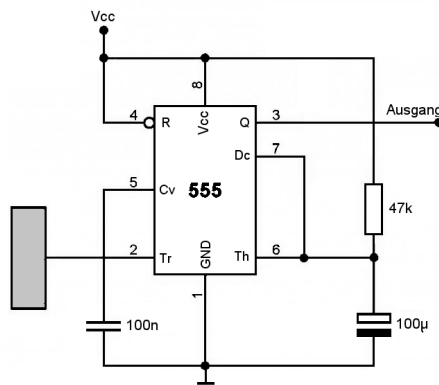


Bild 7.8: Touch-Sensor mit NE555

geschaltet werden (Entladung etc.). Bild 7.9 zeigt die Schaltung. Dort ist auch noch ein Schutzwiderstand R_E von ca. 10 k Ω zwischen Elektrode und Baustein geschaltet.

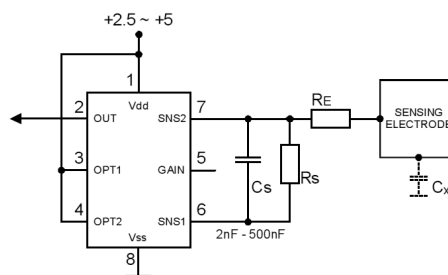


Bild 7.9: Touch-Sensor QT118

Der QT118 hat noch ein weiteres Feature. Wenn man C_s durch die Parallelschaltung eines Kondensators mit einem Piezo-Summer (ohne eigene Elektronik) ersetzt, wird beim Berühren des Sensors für 75 ms ein Ton von etwa 4 kHz ausgegeben. So ein Piezo-Element stellt ja prinzipiell auch nur einen Kondensator dar. Im Datenblatt des Chips ist auch gezeigt, wie der Baustein über eine Zweidrahtleitung ferngespeist werden kann.

Die Anschlüsse OPT1, OPT2 und GAIN erlauben die Einstellung verschiedener Eigenschaften des QT118 per Verdrahtung.

- GAIN erlaubt die Einstellung der Empfindlichkeit des Sensors, indem die interne Triggerschwelle verändert wird. Die Empfindlichkeit des Sensors hängt unter anderem ab von C_s und C_x , Form, Orientierung und Größe der Elektrode, der Isolierschicht, der Erdung von Schaltung und dem zu detektierenden Objekt sowie dem Objekt selbst ab. Der GAIN-Eingang erlaubt eine Grobeinstellung der Empfindlichkeit in drei Schritten:

- hoch: GAIN offen
- mittel: GAIN verbunden mit SNS1 (Pin 6)
- niedrig: GAIN verbunden mit SNS2 (Pin 7)

Die Empfindlichkeit kann auch durch die Variation von Elektrodengröße und Isolierschicht beeinflusst werden. Eine größere Elektrode kann die Empfindlichkeit aber auch negativ beeinflussen, weil dann ja auch C_x größer wird (C_x sollte so klein wie möglich gehalten werden). Mehr dazu im Datenblatt.

- OPT1 und OPT2 legen das Verhalten des Ausgangs fest. Die folgende Tabelle listet alle Möglichkeiten auf:

Ausgangssignal	OPT1 (3)	OPT2 (4)	max. Dauer
Gleichspannung	Vdd	Vdd	10s

Gleichspannung	Vdd	Gnd	60s
Toggle	Gnd	Gnd	10s
Impuls	Gnd	Vdd	10s

Die maximale Dauer legt, fest wie lange der Ausgang nach einer Berührung höchstens aktiv ist. Die maximale aktive Zeit beim Toggle-Mode ist 10 Sekunden, danach rekaliert sich der Baustein, lässt aber das Ausgangssignal unverändert. Beim Impuls-Mode erzeugt der Chip jedesmal, wenn eine Berührung detektiert wird, einen positiver Impuls von 95 ms Dauer. In diesem Mode wird kein Signal für einen Piezo-Summer erzeugt.

Der Baustein erzeugt zusätzlich an seinem Ausgang einen „Heartbeat“, der dem angeschlossenen Controller die Kontrolle über seine Sensoren erlaubt. Vor jeder Messung (im Datenblatt „QT Burst“ genannt) wird der Ausgang für 350 μ s in den Tristate-Zustand versetzt. Damit kann jederzeit festgestellt werden, ob der Chip noch arbeitet. Da der Ausgang im Ruhezustand auf Massepegel liegt, würde bei einem Pullup-Widerstand am Ausgang ein positiver Impuls entstehen. Bei aktivem Sensor geht der Ausgang auf High-Potential, solange die Elektrode berührt wird. Bei einem Pulldown-Widerstand entstünden logischerweise Low-Impulse. Der Heartbeat kann durch ein RC-Glied gefiltert werden. Bei CMOS-Eingängen genügt ein Kondensator von ca. 100 pF zwischen Ausgang und Masse.

Der Baustein kann mit 2,5 bis 5 Volt Spannung versorgt werden; er nimmt zwischen 10 und 20 μ A auf. Die Stromversorgung muss konstant gehalten werden, da sonst ggf. Schwingungen auftreten, die eine Sensoraktivierung vortäuschen können. Speziell schnelle Spikes oder Flanken stören empfindlich. Daher ist ein Blockkondensator von 100 nF empfehlenswert. Sinnvoll ist es auch, für den QT118 (oder alle eingesetzten QT118) einen separaten Spannungsregler vorzusehen (z. B. 78L05).

Für das Platinenlayout sind auch einige Regel zu beachten, damit keine Schwingungseffekte oder dergleichen auftreten. Wenn Sie die folgenden 4 Regeln beachten, sollte es auf Anhieb funktionieren:

- Unter dem IC selbst sowie unter C_s und R_s sollte eine Massefläche angeordnet werden, it nicht jedoch unter R_e und den Leitungen, die zur Sensorelektrode führen (sonst würde die Massefläche wie ein Teil des C_x wirken und die Empfindlichkeit reduzieren).
- C_s , R_s , R_e und der Blockkondensator sollten möglichst nahem am IC angeordnet werden. Sinnvoller Weise werden überall SMD-Bauelemente eingesetzt.
- R_e sollte so groß wie möglich gemacht werden. Der Wert an sich ist unkritisch – Schwankungen im Bereich von $\pm 50\%$ machen nichts aus.
- Die Leitungen zur Elektrode sollen in möglichst störungsfreier Umgebung verlegt werden. Das beste ist natürlich, Elektrode und Sensorplatine zu kombinieren.

Weitere Tipps findet man im Datenblatt und unter der URL <http://www.qprox.com>.

Schallsensoren

In diesem Abschnitt geht es um den Schall, den unsere Ohren nicht wahrnehmen können, den Ultraschall. Für den hörbaren Schall haben wir meist im Computer beste Voraussetzungen der Erfassung: Mikrofon und Soundkarte. Mikrofone sind somit Sensoren für Schalldruck, speziell im hörbaren Bereich. Durch den Schalldruck wird eine Membran in Schwingung versetzt. Die verschiedenen Mikrofontypen unterscheiden sich durch die Art, wie die mechanische Schwingung der Membrane in elektrische Spannung umgesetzt wird:

- Dynamische Mikrofone basieren auf dem Induktionseffekt. Die Membrane bewegt eine Spule in einem Permanentmagnetfeld. Für den Einsatz als Sensor relativ ungeeignet.
- Elektretmikrofone wirken kapazitiv. Die Membrane, eine dünne Kunststofffolie, die durch eine spezielle Technologie permanent elektrisch geladen ist, bewegt sich gegen eine feststehende Elektrode. Elektret-Mikrofonkapseln sind sehr preiswert, benötigen aber eine Hilfsspannung.
- Piezoelektrische Mikrofone erzeugen eine relativ hohe Spannung durch die Biegungen der Membrane, die auf den Piezokristall übertragen wird. Sie sind als Mikrofon für hörbaren Schall veraltet (sogenannte Kristallmikrofone). Bei Ultraschall-Mikrofonen wird der Piezokristall direkt als Membran verwendet.

Mit Mikrofonen kann man im hörbaren Bereich sowohl Frequenzen als auch den Schalldruck (Amplituden) messen. Auf diese Messverfahren wird in diesem Buch nicht eingegangen, obwohl es gerade in diesem Bereich Anwendungen gibt, die etwas außerhalb der eingefahrenen Spuren liegen. So weiß ich von der Überwachung von Alarmsirenen durch Akustiksensoren. Die zweite „abartige“ Anwendung war die Überwachung von Gerätelüftern in Schaltschränken eines Fernsehstudios. Der Luftstrom aus den Lüftern erzeugte ein beträchtliches Rauschen in einem Mikro, so dass ein nachgeschalteter Komparator vollkommen ausreichte, um einen Lüfterausfall zu detektieren.

8.1 Schallsensoren

Eigentlich ist ja ein Mikrofon der Schallsensor. Es geht also nun darum, mit dem von Mikro aufgefangenen Signal etwas anzustellen. Am einfachsten ist da das binäre Detektieren bestimmter Schallergebnisse – mit anderen Worten, die Unterscheidung zwischen „normaler“ Lautstärke und „zu laut“. Klassisches Beispiel dazu sind die sogenannten Klatsch- oder Soundschalter, aber auch die Peak-Detektoren im Tonstudio.

Die Schaltung besteht aus einem ganz konventionellen zweistufigen Transistorverstärker mit T1 und T2, der das Signal genügend weit anhebt. Mit R1 kann die Verstärkung (in Grenzen) eingestellt werden: Reagiert die Schaltung nicht, wird R1 erhöht (max. 100 k Ω); ggf. kann R1 auch verkleinert werden. Die verstärkte Wechselspannung wird über C5 ausgekoppelt, mit D1 und D2 gleichgerichtet und mit C8 gesiebt. Es schließt sich eine Schaltstufe mit T3 und einem Relais an. Da beim Einschalten

Empfindlichkeit der Schaltung eingestellt werden. Hinter dem Poti wird das Signal wie schon in der vorhergehenden Schaltung gleichgerichtet und geglättet. Sobald die Spannung an der Basis des zweiten Transistors 0,6 V überschreitet, schaltet dieser durch, wodurch der BC238C sperrt und der Ausgang auf +U_b geht. Herrscht Ruhe, ist der BC238C durchgeschaltet und der Ausgang liegt auf Massepotential.

Tip

Wenn Sie den Ausgang eines Verstärkers an den Analogeingang eines Mikrocontrollers anschliessen, sollten Sie bedenken, dass das Audiosignal eine Wechselspannung ist und daher auch negative Spannungsanteile besitzt, die gekappt würden (der A/D-Wandler kann in der Regel nur positive Werte verarbeiten). Abhilfe schafft hier ein symmetrischer Spannungsteiler zwischen V_{CC} und GND, der den A/D-Wandler-Eingang auf ein mittleres Potential zieht (z. B. 2,5 V bei $V_{CC} = 5$ V). Damit wäre es prinzipiell auch möglich, Audiosignale zu sampeln.

Man kann die Schaltung auch noch zu einem sogenannten Klatsch-Schalter erweitern: Mit einem Monoflop, wofür wieder der Timer NE555 verwendet wird, verlängert man die akustischen Signale und leitet sie dann auf einen Zähler, der als Flip-Flop arbeitet. Die Schaltung zeigt Bild 8.3. Die beiden LED geben Aufschluss über die Tätigkeit der Schaltung, man kann sie auch weglassen.

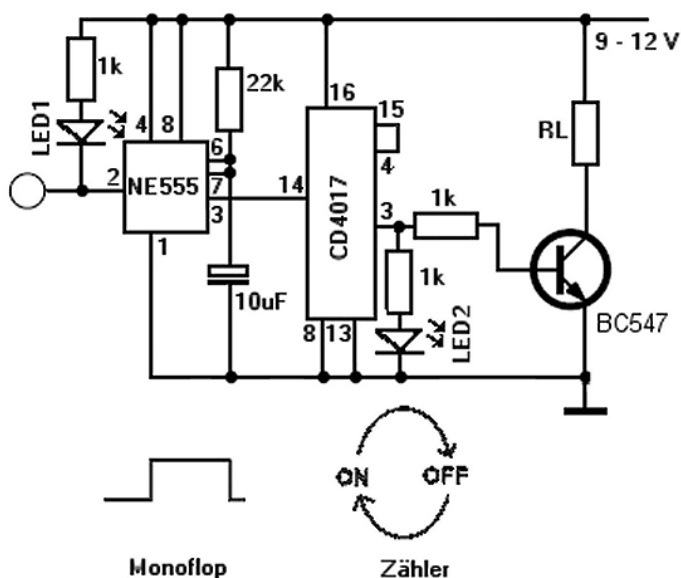


Bild 8.3: Schaltung der Klatschschalter-Erweiterung

8.2 Ultraschallsensoren

Unter Ultraschall versteht man akustische oder mechanische Schwingungen oberhalb von 20 kHz. Der technische Anwendungsbereich von Ultraschall bei Übertragungen im Medium Luft reicht von ca. 30 kHz bis etwa 300 kHz. Geräusche im Ultraschallbereich werden auch von ausströmenden Gasen, Sprüh- oder Korona-Entladungen verursacht und können von Ultraschall-Sensoren detektiert werden.

Ultraschall-Sensoren werden als Abstands- oder Entfernungssensoren verwendet. Sie bestehen aus einem Ultraschall-Lautsprecher und einem darauf abgestimmten Ultraschall-Mikrofon, beides meistens in Piezo-Technik. Der Lautsprecher sendet einen kurzen Schallimpuls aus. Dessen Laufzeit durch den Raum, bis er vom Mikrofon aufgenommen wird, ist proportional zum Weg, den das Ultraschallsignal zurückgelegt hat. Die zu erfassenden Objekte können auch optisch transparent (Glas) oder flüssig sein. Schallabsorbierende Oberflächen und Medien reflektieren den Schall diffus und beeinflussen somit den Erfassungsbereich des US-Sensors. Die Sensoren sind weitgehend feuchtigkeitsunempfindlich. Sehr starke Luftströme mit Windgeschwindigkeiten über 10 m/s können die Ultraschallkeule ablenken. Ebenso beeinträchtigen heiße Objekte die Ausbreitung des Ultraschalls.

Die Schallgeschwindigkeit (etwa 320...350 m/Sekunde; 343 m/s für 20 °C in Luft) ist relativ langsam, misst man sie an der Geschwindigkeit elektronischer Schaltkreise. Sie lässt sich daher leicht elektro-

nisch auswerten. Probleme gibt es eher durch mangelhafte Reflexion am Messobjekt, durch störende Echos und durch Ultraschall-Signale fremder Quellen, weshalb die Ultraschall-Entfernungsmessung als nicht besonders zuverlässig gilt. Ein sehr typisches Einsatzgebiet ist die Einparkhilfe bei Mittelklassefahrzeugen, erkennbar an den diskret in den Stossfänger eingelassenen Ultraschallwandlern.

Ein Vorteil von US-Sensoren ist ihre Unempfindlichkeit gegenüber Umgebungsschall, da sie in einem weit höheren Frequenzbereich als der Hörbereich arbeiten. Da Ultraschallwellen eine Wellenlänge von nur 1 cm haben können, sind auch Echos von schmalen Objekten feststellbar. Sollen große Reichweiten erzielt werden, müssen Ultraschallsender und Empfänger zueinander in Sichtkontakt ausgerichtet sein bzw. sich auf derselben Achse befinden. Entfernungen bis zu 10...30 m können durchschnittlich damit überbrückt werden.

Mit komplexeren Sensoren auf Ultraschall-Basis lassen sich zusätzlich zur Entfernung Bewegungsrichtungen und Geschwindigkeiten feststellen (Doppler-Effekt). In Kombination mit einer Infrarot-Signalübertragung lässt sich mit drei Ultraschall-Entfernungssensoren die automatische Ortsbestimmung einer Person oder eines Gegenstandes im Raum realisieren.

Piezo-Ultraschallwandler werden aus oxydischen Werkstoffen gefertigt. Sie bestehen aus zwei gegensätzlich polarisierten, meist quadratischen Plättchen, die miteinander verbunden sind. Bei Anlegen einer äußeren Spannung biegen sich diese durch, wobei Ultraschall an die umgebende Luft abgestrahlt wird. Der Wirkungsgrad ist mit maximal zehn Prozent der zugeführten Leistung verhältnismäßig gering. Piezo-Ultraschallwandler haben je nach Werkstoff und Aufbau eine bestimmte Eigenfrequenz. Um eine optimale Ultraschallabstrahlung zu erreichen, muss daher der Ultraschalloszillator dem Wandlerelement ein Signal mit der Resonanz-Frequenz zuführen. Die heute zur Verfügung stehenden US-Piezo-Wandler haben meistens eine Eigenfrequenz von 38 kHz bis 42 kHz bei einer Wandlerkapazität von ca. 100...200 pF. Zur Umwandlung von Ultraschall in ein elektrisches Signal wird empfängerseitig ein baugleiches Wandlerelement (Ultraschallmikrofon) mit derselben Eigenfrequenz verwendet, wodurch Sender und Empfänger aufeinander abgestimmt in Resonanz stehen. Ein bekannter Hersteller solcher Sensoren ist MuRata Electronics (<http://www.murata.com>).

Bei etlichen Anbietern sind Sender und Empfänger leicht unterschiedlich; der eine ist auf maximale Schallleistung, der andere auf maximale Empfindlichkeit gezüchtet. Solche Sensoren werden immer paarweise abgegeben und sind als Pärchen auch auf die gleiche Resonanzfrequenz selektiert. Man sollte daher solche Paare nicht trennen.

Ein zentraler Anwendungsbereich für Ultraschall sind wie gesagt die Abstandsmessung und die Überwachung von Räumen. Bei einer Ultraschallschranke sind Sender und Empfänger getrennt voneinander untergebracht. Der Sender strahlt dauernd eine kugelförmige Schallkeule ab, die über Luft zum Empfänger gelangt, der auf den Sender ausgerichtet ist. Unterbricht ein Objekt die Schallwellen, wird die Ausgangsstufe des Empfängers durchgeschaltet. Alternativ sind Sender und Empfänger nebeneinander angeordnet, wobei der Empfänger anspricht, wenn das Sendersignal von einem Objekt reflektiert wird.

Bei der Entfernungsmessung wird die Zeit zwischen dem Senden eines kurzen Ultraschall-Bursts die Zeit bis zum Eintreffen des Echos gemessen, woraus die Entfernung zu einem Objekt ermittelt werden kann,¹ etwa bei der Einparkhilfe. Es genügt in diesem Fall sogar ein einziger US-Sensor, der zwischen Empfang und Senden jeweils umgeschaltet wird. Da der Schall in der Luft bei 20 °C 343 m/s zurücklegt (er braucht also 2,9 mS für einen Meter), kann man die Entfernung eines Objekts aus der Laufzeit berechnen:

$$\text{Entfernung} = 343 * 2 * \text{Laufzeit} = 686 * \text{Laufzeit} \quad [\text{m, s}] \quad (8.1)$$

Der Faktor 2 kommt hinzu, weil das Signal ja den doppelten Weg zurücklegt: hin zum Objekt und wieder zurück.

Schaltungstechnisch ist die Realisierung gar nicht so schwer. Bild 8.4 zeigt einen Ansatz. Der US-Sender auf der linken Seite besteht aus dem schon bekannten Oszillator, aufgebaut mit einem Sechsfach-Inverter, wobei C1 die Taktfrequenz bestimmt (ggf. sind die Widerstände anzupassen), die der Resonanzfrequenz des US-Wandlers entspricht. Der zweite Sechsfach-Inverterbaustein dient nur als Verstärker (deshalb auch die Parallelschaltung von jeweils drei Invertern), der für höhere Lautstärke gegenphasig angesteuert wird. Der nachgeschaltete Trafo passt die Impedanz des US-Wandlers an. Der Empfänger besteht aus einer klassischen Verstärkerschaltung mit einem Operationsverstärker, deren Ausgangssignal gleichgerichtet und gesiebt wird.

¹Etwas, das die Fledermäuse absolut perfekt beherrschen.

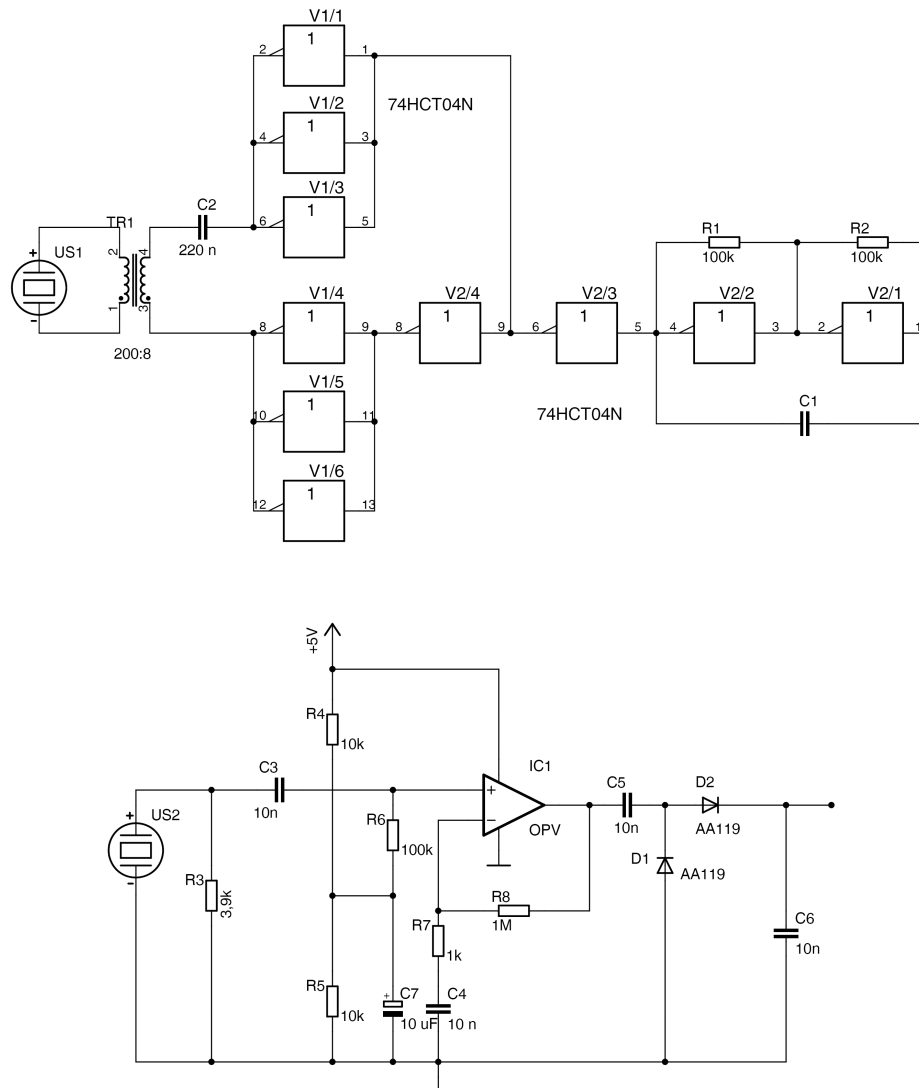


Bild 8.4: Prinzipschaltung für einen Ultraschall-Abstandssensor (oben: Sender, unten: Empfänger)

Wenn man diese beiden Komponenten an einen Mikrocontroller anschließen würde, könnte man per Software den Abstand zu einem Objekt ermitteln. Dazu muss der Mikrocontroller in der Lage sein, den Sendeteil ein- und auszuschalten. Außerdem wird das Ausgangssignal des Empfängers per A/D-Wandler überwacht. Der Ablauf einer Messung stellt sich dann folgendermaßen dar:

- Der Controller schaltet den Sender kurzzeitig ein und erzeugt damit einen kurzen Ultraschall-Burst.
- Danach wird das Empfängersignal ausgewertet und so die Zeit bis zum Eintreffen des Echos gemessen. Nach obiger Formel kann dann die Entfernung des Objektes berechnet werden.

Da unser Linux-System jedoch kein Echtzeit-Betriebssystem ist (jedenfalls nicht bei einem installierten Standard-Linux-Kernel), würde hier die Messung recht ungenau – wir müssen uns also etwas anderes ausdenken.

Für erste Experimente reicht die folgende einfache Schaltung eines Abstands-Sensors. Wenn Sie einen Blick auf Bild 8.5 werfen, werden Sie feststellen, dass die Sendekapsel US2 (Typ 'Q') nicht an einen herkömmlichen Oszillator angeschlossen ist, der auf der Resonanzfrequenz schwingt, sondern am Ausgang des Empfangsverstärkers liegt. Der Empfänger US1 (Typ 'R') liefert das Eingangssignal für einen einfachen, zweistufigen Transistorverstärker. Am Collector von T2 erscheint also das von US1 aufgenommene, verstärkte Ultraschall-Signal, dessen Herkunft jedoch noch unklar ist. Ganz einfach – der Verstärker wird mit dem Poti R9 auf maximale Empfindlichkeit eingestellt. Nun genügt bereits

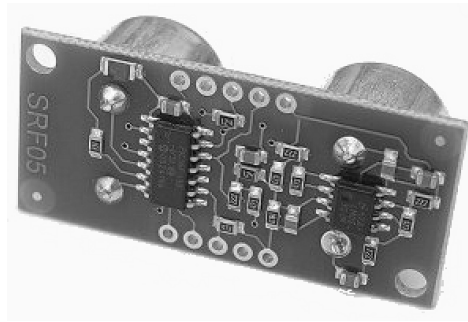


Bild 8.6: US-Reflexsensor-Modul SRF05

- Mode-Eingang auf Masse: Auslösen einer Messung und Rückmeldung erfolgen auf einer einzigen Leitung.

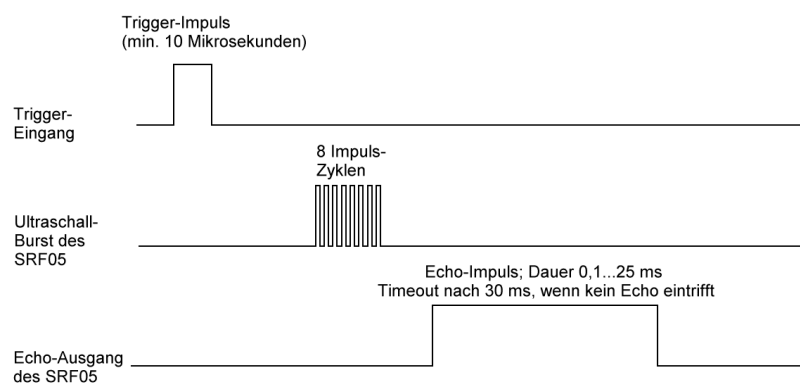


Bild 8.7: Timing einer Messung mit dem US-Reflexsensor-Modul SRF05

Dem Computer bleibt nur noch die Zeitmessung. Das Timing einer Messung ist in Bild 8.7 dargestellt. Der Computer löst durch einen mindestens 10 μs langen Impuls am Trigger-Eingang des Moduls einen Ultraschall-Burst aus. Das Modul antwortet an seinem Ausgang mit einem Impuls, dessen Dauer von der Entfernung des Objekts vom Sensor abhängt (0,1 ms...25 ms) und der frühestens 0,7 ms nach Auslösen des Triggers auftritt.

Wird kein Hindernis innerhalb einer Entfernung von 4 m detektiert, geht der Ausgang auf jeden Fall nach 30 ms auf 0-Pegel. Teilt man die gemessene Zeitspanne (Angabe in μs) durch 58, erhält man die gemessene Entfernung in cm, wobei die Genauigkeit im Bereich von drei bis vier cm liegt. Die Messung kann maximal alle 50 ms wiederholt werden – das Modul braucht also immer eine Pause zwischen zwei Messungen. Ein Datenblatt findet man unter <http://www.robot-electronics.co.uk/htm/srf05tech.htm>.

Noch besser gefällt mir aber der SRF02 vom gleichen Hersteller. Er besitzt nur einen einzigen US-Sensor, der als Sender und Empfänger arbeitet. Die Platine des Moduls ist daher kaum größer als der Sensor selbst, obwohl er mit I²C-Interface und serieller Schnittstelle (mit TTL-Pegel) ausgestattet ist. Die Übertragungsparameter sind fest auf 9600 bps, 1 Startbit, 2 Stoppbits und ohne Parity-Bit eingestellt. Bis zu 16 Ultraschallsensoren des Typs SRF02 lassen sich an einer einzigen Schnittstelle anschließen. Die minimale Messstrecke des SRF02 liegt bei 15 cm, die maximal detektierbare Entfernung beträgt ca. 6 m. Die Entfernung kann das Modul wahlweise in Zentimeter, Inch oder als Zeitangabe μs ausgeben.

Bild 8.8 zeigt ein Photo und Bild 8.9 die Platinenunterseite mit den fünf Anschlüssen (Lötaugen). Die Belegung unterscheidet sich abhängig von der Schnittstelle; sie ist in Tabelle 8.1 aufgeführt. Pin 4 entscheidet über den Betriebsmodus.

Im I²C-Modus wird der SRF02 immer als normaler Slave betrieben. Seine Standard-Slave-ID ist 0xE0 (hex). Man kann die Slave-ID per Befehl ändern und dabei unter den geradzahlgigen Slave-IDs zwischen 0xE0 und 0xFE wählen (also 0xE0, 0xE2, 0xE4 usw.); es lassen sich also 16 Ultraschallsensoren anschließen. Die Leitungen SDA und SCL besitzen keinen Pullup-Widerstand auf dem Sensor-Modul, es müssen also an irgend einer Stelle des Busses die Pull-Up-Widerstände vorhanden sein.



Bild 8.8: Photo des US-Reflexsensor-Moduls SRF02

Tabelle 8.1: Pinbelegung des SRF02

Modus	Pin 1	Pin 2	Pin 3	Pin 4	Pin 5
RS232	Vcc (+5 V)	RXD	TXD	GND	GND
I ² C	Vcc (+5 V)	SDA	SCL	offen	GND

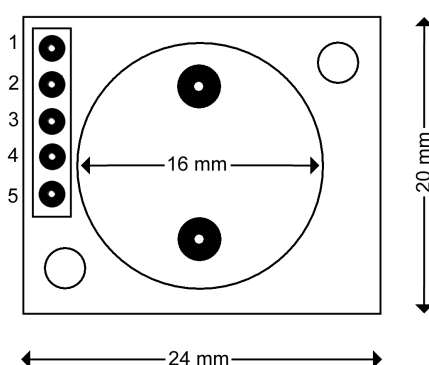


Bild 8.9: Platinenlayout des US-Reflexsensor-Moduls SRF02

Um die Slave-ID zu ändern, darf nur ein einziger SRF02 am Bus angeschlossen sein. Die Slave ID wird geändert, indem man eine Vier-Byte-Sequenz, bestehend aus 0xA0, 0xAA, 0xA5 und der neuen Slave ID, an das Modul sendet. Man muss also vier aufeinander folgende I²C-Schreibbefehle nutzen, wobei der Abstand zwischen jeder Register-Schreiboperation 50ms betragen sollte. Die ID gibt das Modul beim Einschalten durch Blinken der roten LED bekannt. Diese blinkt einmal lang und dann 0...15 mal – je nach ID (für 0xE0 keinmal, für 0xE2 einmal, für 0XE4 zweimal usw.). Der Sensor SRF02 besitzt sechs interne Register:

Register	Ergebniswert beim Lesen	Funktion beim Schreiben
0	Firmware Release	Befehlsregister
1	Ungenutzt (liefert 0x80)	nicht erlaubt
2	Entfernung MSB	nicht erlaubt
3	Entfernung LSB	nicht erlaubt
4	Autotune Minimum MSB	nicht erlaubt
5	Autotune Minimum LSB	nicht erlaubt

An das Register 0 werden alle Befehle geschickt, beispielsweise der Start-Befehl für die Entfernungsmessung. Beim lesenden Zugriff auf das Register erhält man immer die Versionsnummer der derzeitigen Firmware. Die möglichen Befehle werden weiter unten beim seriellen Modus besprochen, wobei im I²C-Modus nur die Befehle mit den dezimalen Codes 80–83, 86–88, 92, 96, 160, 165 und 170 möglich sind.

Die Register 2 und 3 geben zusammen die Entfernung in Zentimeter, Inch oder μ s zurück, je nachdem, welche Maßeinheit über das Befehlsregister festgelegt wurde. Aus den beiden Byte-Registern bildet man den Entfernungswert durch die Umrechnung $Entfernung = (Wert(Register2) * 256) + Wert(Register3)$.

Die Register 4 und 5 enthalten die kleinste messbare Entfernung. In der Regel sind dies etwa 15 cm, es kann jedoch je nach Umgebung und Umgebungstemperatur minimale Abweichungen geben.

Die Entfernungsmessung kann bis zu 65 ms dauern. Während dieser Zeit greift der Sensor nicht auf die I²C-Schnittstelle zu; mehr als 15 Messungen pro Sekunde sind also bei diesem Sensor nicht möglich. Es ist am einfachsten, wenn man nach dem Start der Messung 65 ms wartet, bevor man das Ergebnis ausliest. Gerade bei geringeren Entfernungen geht der Messvorgang jedoch deutlich schneller. Es gibt einen Trick, um nach dem Start einer Messung festzustellen, ob der Sensor diese schon beendet hat: Man fragt dazu wiederholt die Firmwareversion ab. Da der Sensor während der Messung nicht auf I²C-Befehle reagiert, wird immer 255 anstelle der Firmwareversion zurückgeliefert. Man muss diese Abfrage nur so lange wiederholen, bis der richtige Wert retourniert wird und kann nun die Entfernung auslesen.

Im **seriellen Modus** arbeitet das Modul prinzipiell genauso. Die Übertragungsrate beträgt, wie schon erwähnt, 9600 bps (8N2), und die Schnittstelle arbeitet mit TTL-Pegeln. Es ist also ggf. noch ein RS232-Pegelumsetzer nötig. Zur Steuerung des SRF02 werden pro Befehl zwei Bytes übertragen. Das erste Byte beinhaltet die Sensor-ID und das zweite Byte den Befehlscode. Die Sensor-IDs haben im seriellen Modus die Nummern 0 bis 15. Bei der Auslieferung ist 0 eingestellt. So können auch in diesem Modus bis zu 16 Sensoren an eine Verbindung angeschlossen werden. Dazu werden alle RXD-Eingänge der SRF02-Module gemeinsam an die Sendeleitung des Rechners angeschlossen (immer auf der Basis der TTL-Pegel). Ebenso schließt man alle TXD-Ausgänge der Module zusammen an den Rechner-Eingang. Dies geht gut, weil der TXD-Ausgang automatisch hochohmig geschaltet wird, wenn ein SRF02 nicht sendet. Und da aufgrund der unterschiedlichen IDs immer nur ein SRF02 sendet, gibt es keine Konflikte.

Tabelle 8.2: Steuerbefehle des SRF02

Befehl dezimal	Befehl hex	Funktion
80	0x50	startet Messvorgang (gemessen wird in der Einheit Inches)
81	0x51	startet Messvorgang (gemessen wird in der Einheit cm)
82	0x52	startet Messvorgang (gemessen wird in der Einheit μ s)
83	0x53	startet Messvorgang (gemessen wird in der Einheit Inches); automatisches Zurücksenden des Ergebnisses
84	0x54	startet Messvorgang (gemessen wird in der Einheit cm); automatisches Zurücksenden des Ergebnisses
85	0x55	startet Messvorgang (gemessen wird in der Einheit μ s); automatisches Zurücksenden des Ergebnisses
86	0x56	synchroner Messvorgang (gemessen wird in der Einheit Inches)
87	0x57	synchroner Messvorgang (gemessen wird in der Einheit cm)
88	0x58	synchroner Messvorgang (gemessen wird in der Einheit μ s)
89	0x59	synchroner Messvorgang (gemessen wird in der Einheit Inches); automatisches Zurücksenden des Ergebnisses
90	0x5A	synchroner Messvorgang (gemessen wird in der Einheit cm); automatisches Zurücksenden des Ergebnisses
91	0x5B	synchroner Messvorgang (gemessen wird in der Einheit μ s); automatisches Zurücksenden des Ergebnisses
92	0x5C	erzeugt einen 40-kHz-Impuls mit genau acht Zyklen
93	0x5D	gibt die Firmwareversion zurück (ein Byte)
94	0x5E	gibt die Entfernung als High- und Low-Byte zurück
95	0x5F	gibt die minimal messbare Entfernung zurück (High- und Low-Byte)
96	0x60	startet automatische Kalibrierung
160	0xA0	1. Sequenz zum Ändern der Sensor-ID
165	0xA5	3. Sequenz zum Ändern der Sensor-ID
170	0xAA	2. Sequenz zum Ändern der Sensor-ID

Das Modul kennt in diesem Modus 20 verschiedene Befehle (die immer von der ID angeführt werden), wobei man nicht alle Befehle benötigt. Nach dem Starten eines Messvorgangs (Befehlscode 80–83) muss 70 ms gewartet werden, bis die Daten sicher anstehen. Danach kann man die Daten mit dem Befehlscode 94 abrufen; der SRF02 sendet die Entfernung in Form von High- und Low-Byte zurück. Die Befehle 83–85 bewirken das Gleiche wie die Befehle 80–83, doch wird hier automatisch die Entfernung zurückgesendet, sobald die Messung abgeschlossen ist. Bei den Befehlen 86–91 wird kein Ultraschallsignal ausgesendet. Der SRF02 erwartet vielmehr, dass ein anderer Sensor den Ultraschallton aussendet. Dieser Modus kann zur Synchronisation mehrerer Sensoren genutzt werden. Die restlichen Befehle können der Tabelle 8.2 entnommen werden.

Zum Ändern der Sensor-ID darf nur ein einziger SRF02 angeschlossen sein. Die Sensor-ID wird geändert, indem man eine Vier-Byte-Sequenz, bestehend aus 0xA0, 0xAA, 0xA5 und der neuen Sensor-ID, an das Modul sendet. Die ID gibt das Modul beim Einschalten durch Blinken der roten LED bekannt. Diese blinkt einmal lang und dann 0...15 mal, je nach ID.

Nachteilig bei den SRFxx-Sensoren ist der relativ hohe Preis und die Tatsache, dass sich der Sensor manchmal aufhängt (Störfestigkeit?). Letzteres kann man beheben, indem der Controller den Sensor auch ein- und ausschalten kann. Aber für den Anschluß an ein geschlossenes System wie den PC ist er natürlich bestens geeignet.

Scheut man keinen höheren Software-Aufwand und soll das Ganze auf einem Mikrocontroller laufen, kann man schon Ultraschallsensoren für weniger als fünf Euro einsetzen. Hier muss allerdings die Laufzeit zwischen Aussenden des „Pings“ und dem Eintreffen des Echos vom Controller gemessen werden. Das geht nur, wenn der Controller ein Realzeit-Betriebssystem oder gar keines besitzt.

Das Ultraschall Modul HC-SR04, das es inzwischen sogar bei Amazon und Ebay gibt, eignet sich zur Entfernungsmessung im Bereich zwischen zwei Zentimetern und ca. drei Metern mit einer Auflösung von etwa 30 Millimetern. Es benötigt nur eine einfache Versorgungsspannung von fünf Volt bei einer Stromaufnahme von etwa 2 mA. Nach Triggerung mit einer fallenden Flanke (TTL-Pegel) misst das Modul innerhalb von 20 ms selbstständig die Entfernung und wandelt diese in ein PWM-Signal um.

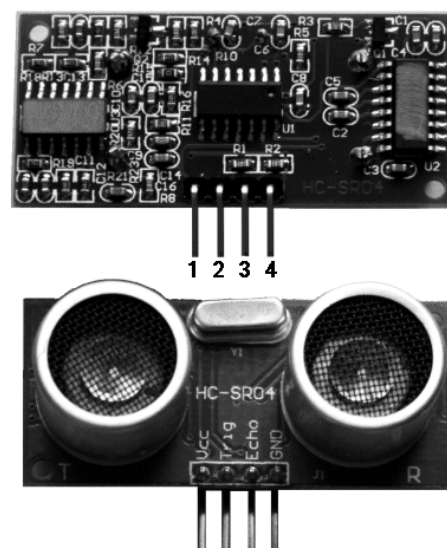


Bild 8.10: Vorder- und Rückseite des US-Reflexsensors HC-SR04

Das Sensor-Modul (Bild 8.10) besitzt nur vier Anschlüsse:

Pin	Funktion
1	VCC, Versorgungsspannung 5V
2	Triggereingang, TTL-Pegel
3	Ausgang Messergebnis, TTL-Pegel
4	GND

Das Auslösen der Messung geschieht durch die fallende Flanke am Triggereingang eines mindestens 10 Mikrosekunden langen High-Impulses. Das Modul sendet darauf nach ca. 250 Mikrosekunden

ein 40-kHz-Burst-Signal aus acht Impulsen. Danach geht der Ausgang sofort auf High-Pegel, und das Modul wartet auf den Empfang des Echos. Sobald ein Echo detektiert wurde geht der Ausgang wieder auf Low. Die gemessene Entfernung ist proportional zur Echo-Puls-Weite am Ausgang, siehe Bild 8.11. 20 ms nach der Triggerung kann eine weitere Messung stattfinden. Wird jedoch kein Echo empfangen, bleibt der Ausgang für insgesamt 38 ms auf High-Pegel und zeigt so den Misserfolg an.

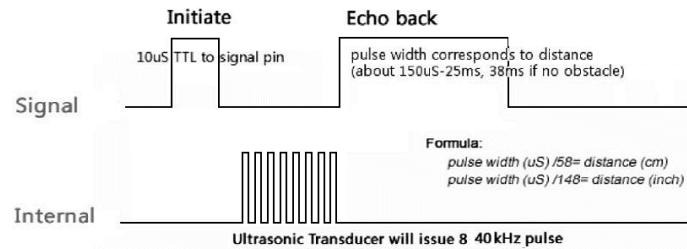


Bild 8.11: Signalverhalten des US-Reflexsensors HC-SR04

Die besten Messergebnisse ergeben sich, wie bei allen US-Sensoren, bei Reflexion an glatten, ebenen Flächen. Bei Distanzen bis 1 m ist das Material der Fläche recht unkritisch. Auch recht kleine Objekte werden zuverlässig erkannt. Kleine Objekte werden noch auf eine Distanz von ca. 30 cm sicher erfassen. Die gemessene Entfernung kann durch die folgende Formel berechnet werden:

$$\text{Entfernung} = \frac{\text{Schallgeschwindigkeit} * \text{Laufzeit}}{2} \quad [\text{m, s}] \quad (8.2)$$

Der Faktor 2 kommt hinzu, weil das Signal ja den doppelten Weg zurücklegt: hin zum Objekt und wieder zurück. Unter Berücksichtigung dieser Tatsache und wenn man die Schallgeschwindigkeit bei ca. 20° C verwendet, kann die Formel vereinfacht werden:

$$\text{Entfernung} = \frac{\text{Laufzeit} [\mu\text{s}]}{58,3} \quad [\text{cm}] \quad (8.3)$$

Ein weiterer Faktor ist die Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit in der Luft. Näherungsweise kann man die Schallgeschwindigkeit in Abhängigkeit der Temperatur im Bereich von -20° C bis +40° C mit folgender Formel berechnen:

$$v = 331,5 + 0,6 * t \quad [\text{m/s}] \quad (8.4)$$

wobei t die Umgebungstemperatur in Grad Celsius ist. Für 20° C Raumtemperatur ergibt sich also: $v = 331,5 + (0,6 \times 20) = 343,5$ m/s. Die Tabelle 8.3 enthält einige Werte die rechnerisch für die Laufzeit zu erwarten sind:

Tabelle 8.3: Zu erwartende Laufzeiten bei 0 und 20 Grad

Entfernung [m]	Laufzeit [ms] bei 20° C	Laufzeit [ms] bei 0° C
0,02	0,117	0,121
0,10	0,583	0,603
0,50	2,915	3,017
1,00	5,831	6,033
2,00	11,662	12,066
3,00	17,492	18,100

Gassensoren

Man mag es kaum glauben, aber Gassensoren gibt es schon seit mehr als 40 Jahren. Was damals mit wenigen, relativ unempfindlichen Sensoren begann, führte im Laufe der Jahre zu einer breiten Auswahl an innovativen Methan-, Flüssiggas- und CO_2 -Detektoren für alle nur denkbaren Einsatzgebiete. Die ausgezeichnete Stabilität und hohe Empfindlichkeit der Sensoren erlauben dabei den Aufbau von langlebigen und wartungsfreien Messeinrichtungen. Neben dem ursprünglich schwerpunktmäßigen Einsatz in der Sicherheitstechnik erobern die Gassensoren immer mehr Anwendungsgebiete.

9.1 Gassensoren nach dem Taguchi-Prinzip

Begonnen hat es mit Sensoren auf Zinkoxid-Basis nach dem Taguchi-Prinzip. Sie wurden um 1965 von der japanischen Firma Figaro (<http://www.figarosensor.com/>) erstmalig industriell produziert.

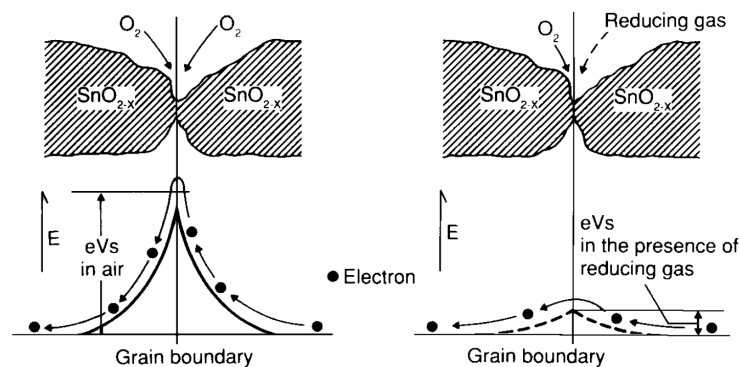


Bild 9.1: Prinzip von Gas-Sensoren (nach Figaro-Unterlagen)

Taguchi-Gassensoren reagieren auf alle oxidierbaren und reduzierbaren Gase. Inerte Gase wie Helium, Stickstoff oder CO_2 erzeugen hingegen keine Sensorreaktion. Das gassensitive Material ist beheiztes Metalloxid, zum Beispiel Zinndioxid (SnO_2), oft mit katalytisch aktiven Substanzen angereichert. Das Material wird direkt oder über einen Träger elektrisch kontaktiert, was die Messung elektrischer Eigenschaften ermöglicht, zum Beispiel den Widerstand. Wenn ein Metalloxidkristall in der Luft auf eine gewisse Temperatur aufgeheizt wurde, adsorbiert es Sauerstoff-Ionen auf der Oberfläche. In der Kristalloberfläche werden Spenderelctronen auf den adsorbierten Sauerstoff übertragen, wodurch positive Raumladungen zurückbleiben. Diese bilden ein elektrisches Oberflächenpotential, das als Potentialbarriere den Elektronenfluss behindert. In der wirksamen Schicht des Sensors fließt nach Anlegen einer äußeren Spannung elektrischer Strom über die Kontaktstellen (Korngrenzen) der Zinndioxid-Mikrokristalle. Der Stromfluss wird durch den adsorbierten Luftsauerstoff behindert. Auf diese Potentialbarriere geht der sich gasabhängig ändernde elektrische Widerstand der

Sensorwirkschicht zurück. Wird dem Sensor ein oxidierbares Gas, beispielsweise Kohlenstoffmonoxid, angeboten, nimmt die Schichtdicke des negativ geladenen Sauerstoffs ab. Der Einfluss der Potentialbarriere an den Korngrenzen nimmt ab. Als Folge dessen nimmt der elektrische Widerstand der Wirkschicht ab. Dies ist im Bild 9.1 visualisiert. Links sehen Sie den Zustand in der normalen Luft, rechts bei Anwesenheit eines oxidierbaren Gases.

Die Beziehung zwischen dem Sensorwiderstand und der Konzentration des angebotenen oxidierbaren Gases kann über einen gewissen Bereich der Gaskonzentration mit folgender Gleichung ausgedrückt werden:

$$R_s = A * C^\alpha \quad (9.1)$$

Dabei ist:

R_s der elektrische Widerstand des Gassensors,
 A eine Materialkonstante (temperaturabhängig),
 C die Gaskonzentration und
 α die Steigung der R_s -Geraden aus dem Datenblatt.

Vereinfacht gesagt, haben Gassensoren nach dem Taguchi-Prinzip in Normalluft einen bestimmten elektrischen Widerstand, der sich bei Angebot oxidierbarer Gase verringert und sich bei Angebot reduzierbarer Gase erhöht. Die Sensoren werden je nach Typ auf Temperaturen zwischen etwa 200 °C und 370 °C aufgeheizt, um die chemische Reaktion zu beschleunigen. Es haben sich verschiedene Bauformen entwickelt.

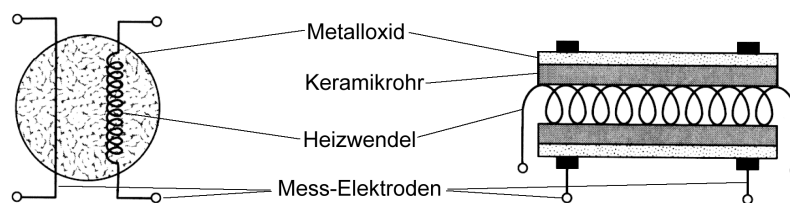


Bild 9.2: Prinzipieller Aufbau von Gassensoren

Links im Bild 9.2 besteht der Sensor aus einer Sinterpille des entsprechenden Metalloxids. Die Messelektroden zur Widerstandsmessung sowie eine Heizspirale sind direkt in der Sinterpille eingebettet. Der Widerstand wird zwischen Messelektrode und Heizwendel gemessen. Dieser Sensor rechts im Bild 9.2 besteht aus einem Keramikröhrchen (beispielsweise aus Al_2O_3), um das die Metalloxidschicht gelegt ist. Die Kontaktierung des Metalloxids geschieht über Goldelektroden an den Enden. Der Heizdraht befindet sich isoliert innerhalb des Keramikröhrchens. Bei anderen Sensoren besteht der Aufbau nicht aus einem Keramikröhrchen, sondern erfolgt in Dickschichttechnik. Der Sensor selbst ist durch ein Draht- oder Nylongewebe gegen mechanische Einflüsse geschützt.



Bild 9.3: Bauformen von Gas-Sensoren

Werden dem Sensor Mischgase angeboten, summieren sich die elektrischen Reaktionen der Wirkschicht zu einem einzigen Signal. Aus dem sich gasabhängig ändernden elektrischen Widerstand als Summensignal ist kein Rückschluss auf die chemische Natur des angebotenen Gases möglich. Luftfeuchte wirkt auf den Sensor wie Gas: hohe Luftfeuchte vermindert den Grundwiderstand des

Sensors. Die Reaktion des Sensors auf einzelne Gase verändert sich mit der Luftfeuchte. Außerdem driftet das Signal auf längere Zeit etwas auf und ab. In der Tabelle 9.1 sind einige Sensoren aus dem Lieferprogramm von Figaro aufgeführt.

Tabelle 9.1: Figaro-Gassensoren (Auswahl, siehe auch Bild 9.3)

TGS 711	Hohe Empfindlichkeit für geringe Kohlenstoffmonoxyd-Konzentrationen. Mögliche Messbereiche liegen zwischen 50...500 ppm Kohlenstoffmonoxid.
TGS 712D	Hohe Empfindlichkeit für geringe Kohlenstoffmonoxyd-Konzentrationen. Mögliche Messbereiche liegen zwischen 20...200 ppm Kohlenmonoxid.
TGS 800	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Kohlenstoffmonoxyd, Methan, Isobutan, Hydrogen und Ethanol.
TGS 812	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Gift-Gasen (Kohlenstoffmonoxyd, Ammoniak, Schwefeldioxyd usw.) und organischen Dämpfen (Alkohol, Benzin usw.). Geringe Empfindlichkeit gegenüber Methan. Geeignet für Rauchmelder und Alkohol-Detektoren.
TGS 813	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Propan-, Butan- und Methangas. Geringe Empfindlichkeit gegenüber Alkohol und Kohlenstoffmonoxyd. Geeignet für Gasdetektoren.
TGS 814D	Hohe Empfindlichkeit für geringe Ammoniak-Konzentrationen. Mögliche Messbereiche liegen zwischen 30...100 ppm. Geringe Empfindlichkeit gegenüber Wasserstoff.
TGS 815D	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Propan-, Butan- und Methangas. Geeignet für Gas-Detektoren.
TGS 816	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Propan-, Butan- und Methangas. Geringe Empfindlichkeit gegenüber Alkohol und Kohlenstoffmonoxyd. Einsatz zur Abgas-Überwachung bei Gasheizkörpern, Boilern usw.
TGS 817	Hohe Empfindlichkeit gegenüber organischen Lösungsmitteln wie Alkohol etc., Freon und Kohlenstoffmonoxyd (500–1000 ppm). Geeignet für Alkohol-Tester und Einsatz in Kühlanlagen.
TGS 822	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Kohlenstoffmonoxyd, Ammoniak, Schwefeldioxyd, Alkohol, Benzin usw. Geeignet für Rauchmelder und Alkohol-Detektoren.
TGS 826	Hohe Empfindlichkeit gegenüber Ammoniak (NH ₃). Geeignet für die Dichtheitskontrolle bei Kühlgeräten und in der Landwirtschaft.
TGS 911	Geringe Heizspannung (1,2 V) für Batteriebetrieb. Hohe Empfindlichkeit für Methan, Propan, Butan usw. Gute Reproduzierbarkeit für genaue Messungen. Einsatz in Messgeräten auch unter korrosiver Atmosphäre. Abgasmessungen möglich.

Wenn nichts anderes angegeben wurde, arbeiten die Sensoren mit einer Heizspannung von 5 V und haben eine maximale Betriebsspannung von 24 V. Der Arbeitswiderstand muss mindestens 4 k Ω betragen.

Die Preise für die Sensoren liegen – je nach Typ – zwischen 10 und 100 Euro, sie sind also nicht ganz billig, insbesondere wenn man bedenkt, dass ihr Leben nicht ewig währt.¹ Außerdem brauchen die meisten Sensoren bei der ersten Inbetriebnahme eine Einlaufzeit von mehreren Tagen. Danach pendeln sie sich auf einen Basis-Widerstandswert ein (bei normaler Luft natürlich). Dieser Wert wird im Datenblatt immer als R_0 bezeichnet; er ist bei jedem Sensor individuell und liegt um die 100 k Ω . Aus diesem Grund gibt das Datenblatt auch immer das Verhältnis zwischen Gaskonzentration und dem Quotienten R/R_0 an. R ist dabei der aktuelle Widerstand des Sensors bei Begasung, er kann um den Faktor 100 (oder mehr) niedriger als R_0 sein. Daher werden die Gassensoren oft auch nur als Schwellwertsensoren eingesetzt, die ab einer bestimmten Gaskonzentration einen Alarm auslösen. Wegen des nicht fest liegenden Wertes von R_0 ist es auch schwer, eine für alle Fälle passend dimensionierte Schaltung vorzugeben.

Ich möchte mit der Schaltung in Bild 9.4 beginnen, bei der ein Sensor der TGS8xx-Reihe angeschlossen wird und bei einem einstellbaren Grenzwert der Ausgang des OPV relativ schnell kippt. Diese Schaltung ist typisch für Gaswarner, die vor einer zu hohen Gaskonzentration warnen. Zur Anpassung an den einzelnen Sensor und sonstige Gegebenheiten sind zwei Spindel-Trimmpotis (R1 und R2) vorgesehen. Gegebenenfalls können Sie auch noch R6 als Trimmpoti auslegen und so die Hysterese beeinflussen. Auch der Typ des OPV ist unkritisch – Sie können fast jeden Verstärker einsetzen.

Aufgrund des großen Bereichs von R_0 der Sensoren kann keine fertig dimensionierte Messschaltung präsentiert werden, obwohl man die Schaltung in Bild 9.4 als Ausgangspunkt für eigene Versuche

¹Einige Sensoren werden deswegen nur für eine kurze Messperiode eingeschaltet.

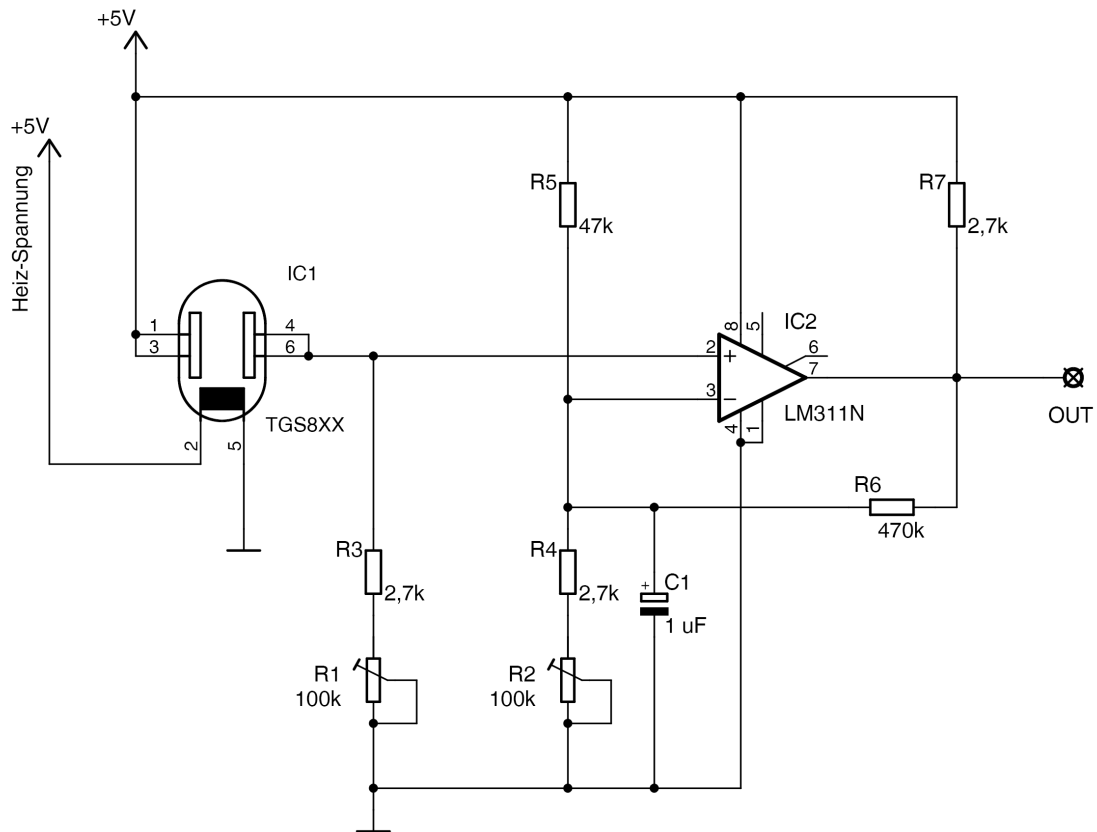


Bild 9.4: Gaswarner mit TGS8xx

nehmen kann. Zusätzlich möchte ich anhand einer allgemeinen Schaltung in Bild 9.5 die Abgleichbedingungen beschreiben. Die Schaltung wird mit einer konstanten Spannung versorgt, der Gassensor befindet sich in der Messbrücke. Für den Bezugs-Widerstand R_{G0} soll $U_a = 0$ V sein, also gilt:

$$\frac{Rv}{R_{G0} \parallel R3} = \frac{R1}{R2} \quad (9.2)$$

Bei der maximalen Gaskonzentration soll $U_a = U1$ sein. Somit ergibt sich:

$$U_a = V_{cc} * \frac{R1}{(R1 + R2)} \quad (9.3)$$

Die Ausgangsspannung verhält sich zwar linear zur Änderung des Leitwerts des Sensors (dessen Widerstand ja mit zunehmender Gaskonzentration sinkt), aber sie steigt nicht linear zur Gaskonzentration. Es ist also notwendig, eine Messreihe aufzunehmen und auf deren Basis die Gaskonzentration aus der Ausgangsspannung des Verstärkers abzuleiten – was sich vorzüglich per Software erledigen lässt.

9.2 Katalytische Gassensoren

Eine geringe Temperaturabhängigkeit, eine hohe Unempfindlichkeit gegenüber alkoholischen Dämpfen sowie Reaktionszeiten zwischen 10 und 15 s zeichnen beispielsweise die neuartigen katalytischen Gassensoren, z. B. TGS6810 und TGS6812, von Figaro aus. Durch den vernachlässigbaren Einfluss thermischer Faktoren kann eine Temperaturkompensation entfallen. Ein weiterer Vorteil der in ihrer Art bislang einzigartigen katalytischen Gassensoren gegenüber gängigen Halbleiter-Gassensoren ist die lineare Ausgangskennlinie. Dank der konstanten Auflösung lassen sich auch höhere Gaskonzentrationen sehr genau erfassen. Die im Vergleich zu anderen traditionellen katalytischen Gassensoren deutlich reduzierte Empfindlichkeit gegenüber alkoholischen Verbindungen wurde durch den speziellen Aufbau der Sensoren erreicht. Der TGS6810 erkennt beispielsweise alle Methan- und Flüssiggas-

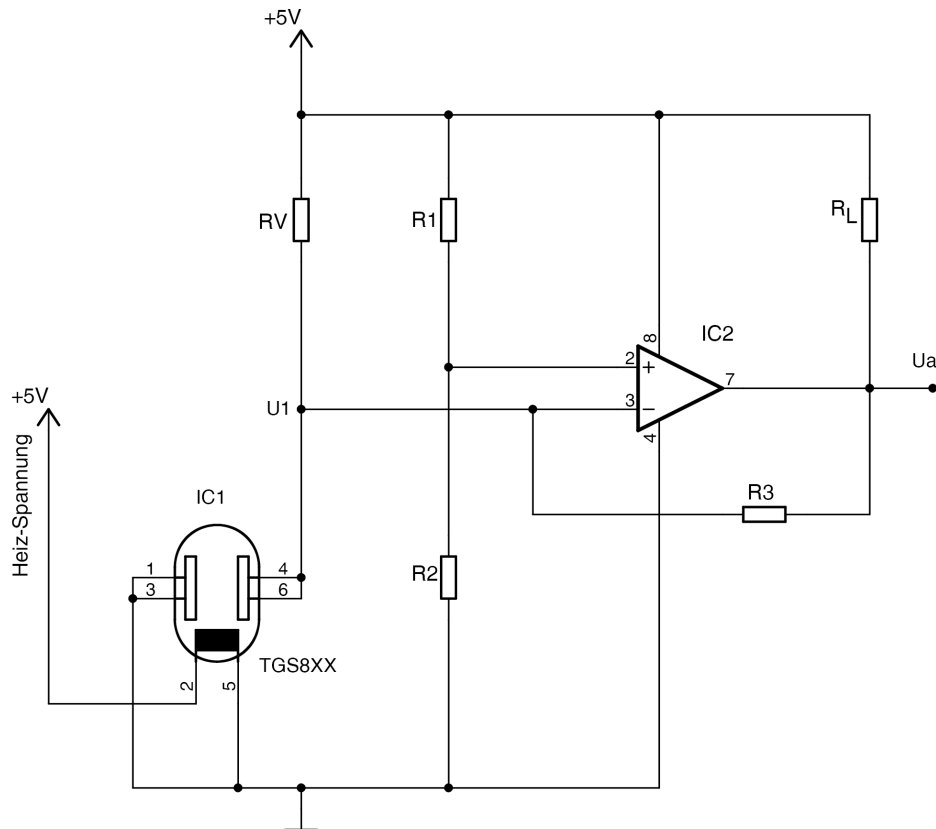


Bild 9.5: Grundsaltung der Gasmessung mit TGS8xx

gemische, der TGS6812 alle Methan-, Flüssiggas- und Wasserstoffgemische bis an die untere Zündgrenze. Die Gassensoren benötigen eine Versorgungsspannung von 3V AC/DC, der Leistungsverbrauch beträgt typisch 535 mW.

Gleich zwei Gase, Methan und Kohlenstoffmonoxid, lassen sich mit dem Halbleiter-Gasdetektor TGS3870 aufspüren. Der Sensor reagiert unempfindlich auf Alkoholdämpfe und ist daher ideal für den Einbau in Alarm-Melder im Consumer-Bereich geschaffen. Die Tabelle 9.2 listet knapp einige „Sensoren der dritten Generation“ aus dem Lieferprogramm von Figaro auf.

Tabelle 9.2: Figaro-Gassensoren der dritten Generation (Auswahl)

KE 25/50	Sauerstoff
TGS 2201	Kohlenmonoxid und Stickoxide
TGS 2442	Kohlenmonoxid
TGS 2620	Alkohole, Toluene, Xylene
TGS 3870	Methan und Kohlenmonoxid
TGS 4160	Kohlenstoffdioxid-Sensor, CO ₂ -Sensor
TGS 4161	Kohlenstoffdioxid-Sensor, CO ₂ -Sensor
TGS 6810	Methan, Butan, Propan, Erdgas
TGS 6812	Methan, Butan, Propan, Erdgas, Wasserstoffgemische

Vor dem Einsatz eines der aufgeführten Sensoren ist auf jeden Fall das Studium des Datenblatts angebracht, denn manche Sensoren stellen besondere Anforderungen an die Schaltung. Beispielsweise fordern die CO₂-Sensoren einen extrem hohen Eingangswiderstand des nachfolgenden OPV. Auch sinkt die Lebensdauer mit höherer Konzentration des zu detektierenden Gases. Nachdem die Sensoren der dritten Generation mit kurzen Vorheizzeiten auskommen, spricht nichts dagegen, die Sensorschaltung nur zur Messung einzuschalten. Auch sind alle Sensoren empfindlich gegen Kondenswasser, hohe Luftfeuchtigkeit, hohe Temperaturen oder mechanische Erschütterungen. Auch Löthitze

bekommt ihnen nicht gut (weshalb die Sensoren der TGS8xx-Reihe immer mit Fassung geliefert werden). Selbst lang dauernde Lagerung bekommt ihnen nicht; der Hersteller empfiehlt Einschweißen in einen Plastikbeutel (der mit reiner Luft gefüllt ist).

Aufbau und elektrische Ansteuerung unterscheiden sich bei den Sensoren. Bild 9.6 zeigt zwei Beispiele: links die Anschaltung des TGS3870 und rechts den TGS6812, wobei Ersterer recht kapriziös in der Ansteuerung ist. Für den **TGS3870** gilt nämlich:

1. Für die Dauer von 5 Sekunden wird eine Heizspannung von 0,9 V an den Heizwiderstand R_h angelegt.
2. Dann wird für die Dauer von 15 Sekunden eine Heizspannung von 0,2 V an den Heizwiderstand R_h angelegt.
3. Nun erst wird die Versorgungsspannung für den Sensor (+5 V) eingeschaltet und die Ausgangsspannung des Sensors gemessen.
4. Die Versorgungsspannung des Sensors wird sofort nach der Messung wieder abgeschaltet.

Der Sensorwiderstand bewegt sich im Bereich von 0,35...3,5 k Ω bei Methan und 4...40 k Ω bei CO₂.

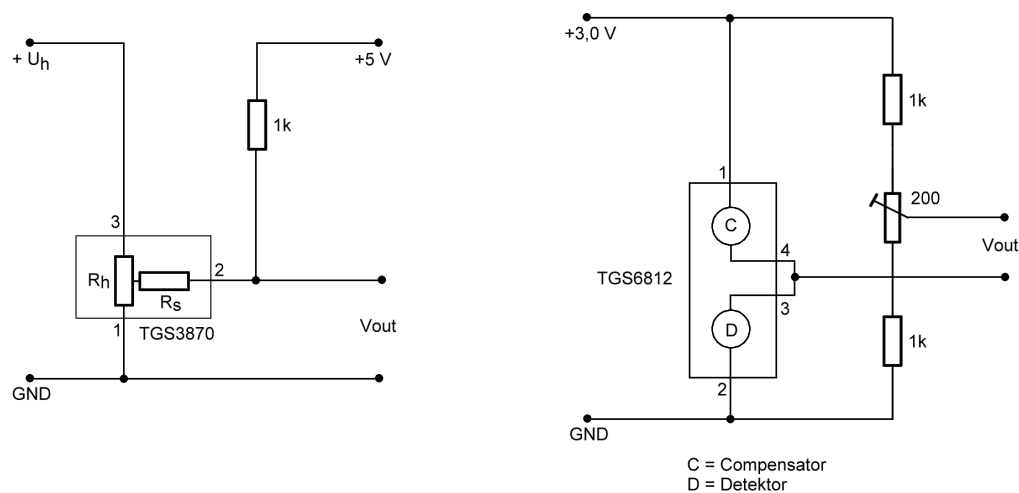


Bild 9.6: Innenschaltung der Sensoren TGS3870 und TGS6812

Beim **TGS6812** geht es weniger spannend zu. Der Sensor enthält das eigentliche Sensorelement (D) und ein Referenzelement (C), das nicht sensitiv auf Gas reagiert. Diese beiden Elemente lassen sich, wie Bild 9.6 zeigt, als Messbrücke schalten. Diese Brücke liefert einen stabilen Basiswert in reiner Luft; das Poti dient der Nullpunkteinstellung. Befindet sich hingegen Gas in der Luft, wird die Brücke verstimmt und liefert eine zur Gaskonzentration proportionale Spannung (12...18 mV bei 4000 ppm Wasserstoff, 12...18 mV bei 5000 ppm Methan und 7...11 mV bei 1800 ppm Isobutan). Betrieben wird die Brücke mit einer stabilisierten Spannung von 3,0 V. Die Aufheizzeit liegt bei 30 Sekunden, die Reaktionszeit bei weniger als 15 Sekunden.

Der CO₂-Sensor **TGS4161** ist ein weiterer Entwicklungsschritt. Zwar ist hier auch wieder das Prinzip von Heizung und Sensor verwirklicht, aber der Detektor besteht aus zwei Elektroden mit einem festen Elektrolyt dazwischen. Bei Begasung verhält sich der Sensor daher ähnlich wie eine Batterie – er produziert elektrische Energie. Es versteht sich von selbst, dass hier die Energie-Entnahme aus dem Sensor so gering wie möglich gehalten werden muss, denn einerseits kann der winzige Sensor verständlicherweise keinen nennenswerten Strom liefern, und andererseits „verbraucht“ er sich bei der Messung. Daher schreibt auch das Datenblatt vor, dass der Sensor nur an Verstärker mit einem Eingangswiderstand von mehr als 100 G Ω (100 000 000 000 Ω) und einem Bias-Strom von weniger als 1 pA angeschlossen werden darf.

Abhängig von der CO₂-Konzentration von 350...3500 ppm kann am Sensorausgang eine Spannung von 44...72 mV gemessen werden. Die Heizung des Sensors erfolgt mit stabilisierten 5 V. In Bild 9.7 ist eine Schaltung mit dem TGS4161 dargestellt. Der verwendete OPV vom Typ TLC271 (Texas Instruments) erfüllt die oben gestellten Anforderungen. Unter der Bezeichnung „AM-4-4161 Evaluation

Module“ liefert Figaro auch ein mit einem Mikroprozessor bestücktes Evaluierungsboard für diesen Sensor.

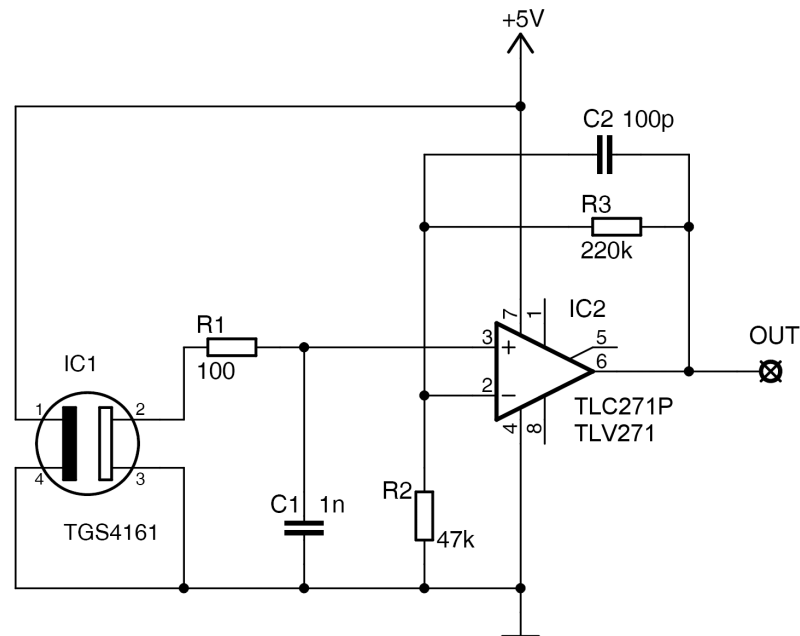


Bild 9.7: CO₂-Messung mit dem TGS4161

Die Schaltung ist recht schlicht, sie besteht eigentlich nur aus dem Sensor und dem OPV, der als Elektrometervverstärker betrieben wird. Das RC-Glied am Sensor (R1,C1) verhindert hochfrequente Störeinkoppelungen. Mit R2 und R3 wird die Verstärkung der Schaltung eingestellt (etwa 5,7-fach), und C2 wirkt ganz leicht integrierend. Natürlich sind auch bei dieser Schaltung wieder die üblichen Entkopplungskondensatoren vorzusehen.

Neue CO₂-Sensoren, die noch nicht in Betrieb waren, haben einen starken Drift und müssen daher vor dem ersten Einsatz ca. 48 h mit der Heizspannung (5 V) beaufschlagt werden. Ebenfalls ist nach jedem Anlegen der Betriebsspannung eine „Vorheizphase“ von etwa fünf Minuten abzuwarten.

Will man den Sensor nicht ständig heizen, kann er auch bei Bedarf vom Mikrocontroller aus eingeschaltet werden, wie es in Bild 9.8 gezeigt wird. Da sich normalerweise die Gaskonzentration nur langsam ändern, kann so in regelmäßigen Zeitabständen kurz gemessen werden und danach geht die Schaltung wieder in den Stromsparmodus (das schont natürlich auch den Sensor). Diese Schaltung kann auch für andere Sensoren eingesetzt werden.

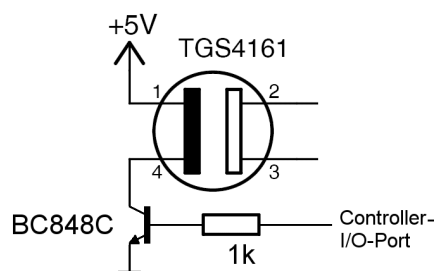


Bild 9.8: Ein- und Ausschalten des TGS4161

9.3 Kohlenstoffmonoxid- und Sauerstoffsensoren

Mit dem TGS 5042 (Bild 9.9) stellt Figaro einen Sensor für Kohlenstoffmonoxid vor, der für industrielle Brandschutzanlagen oder Lüftungssteuerungen für Tiefgaragen etc. gedacht ist. Durch seinen

geringen Stromverbrauch ist er auch für Batteriebetrieb geeignet. Er unterscheidet sich von konventionellen CO-Sensoren durch einige Vorteile: Sein Elektrolyt ist umweltfreundlich und gegen Auslaufen geschützt. Der Sensor spricht schon auf Konzentrationen von weit weniger als 1 % CO an und hat einen Arbeitstemperaturbereich von -40 bis +70 Grad. Sein Gehäuse sieht aus wie eine AA-Batteriezelle. Er besitzt hohe Empfindlichkeit und große Genauigkeit, wobei die Ausgangsspannung linear zur CO-Konzentration ist. Gegenüber Ethanol und anderen Gasen ist der Sensor relativ unempfindlich. Die Ansprechzeit liegt im Bereich von nur einer Minute.

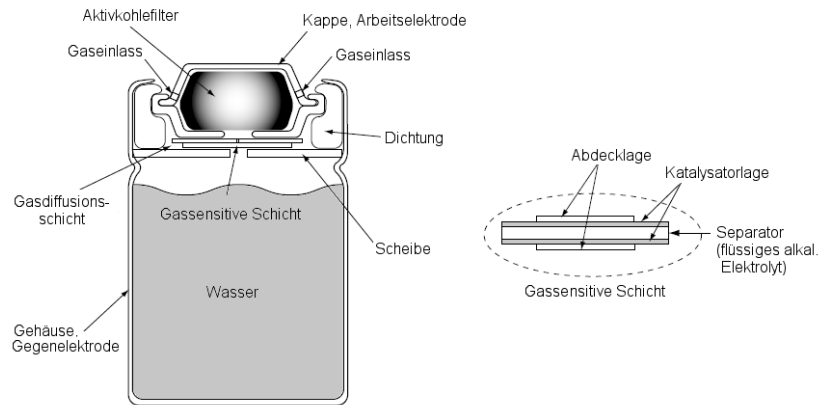


Bild 9.9: CO-Messung mit dem TGS5042

Das Bild 9.9 zeigt den prinzipiellen internen Aufbau des TGS 5042. Die eigentliche CO-empfindliche Schicht befindet sich zwischen der mit Wasser gefüllten becherförmigen Gegenelektrode und dem Kopf als Arbeitselektrode (entspricht dem Pluspol einer Batterie). Der Kopf ist mit einem Aktiv-Kohle-Filter ausgestattet, damit der Sensor gegenüber anderen Gasen unempfindlich ist. Die wirk-same Schicht besteht aus einem Alkali-Elektrolyten zwischen zwei katalytischen Elektroden.

Bild 9.10 zeigt die Grundsaltung eines CO-Sensors mit TGS 5042. Der Sensor liefert im Bereich von 0 ... 1000 ppm CO einen Strom von 1 bis 3,75 nA/ppm. Der Messverstärker erzeugt am 100k-Widerstand eine Spannung im Bereich einiger hundert mV bei 0,1 % CO-Konzentration. Der 1M-Widerstand verhindert lediglich Polarisationserscheinungen bei ausgeschalteter Versorgungsspannung. Die Spannung über dem Sensor sollte nie größer als 10 mV werden, um ihn nicht zu beschädigen. Die typische zu erwartende Genauigkeit bei kalibrierten Eckpunkten liegt übrigens selbst mit der einfachen Prinzipschaltung bei rund 15 % im Bereich von 100 bis 500 ppm CO. Trotz Wasserfüllung wiegt der komplette Sensor nur 12 g.

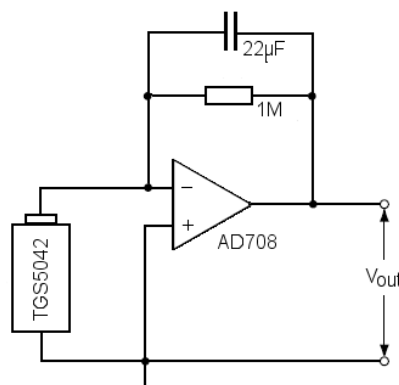


Bild 9.10: Grundsaltung des CO-Sensors TGS5042

Die Sauerstoffsensoren **KE-25** und **KE-50** unterscheiden sich nur in ihrer Lebensdauer (5 bzw. 10 Jahre), weshalb ich im Folgenden nur den KE-25 behandle. Diesen Gassensor habe ich mir als letzten Typ aufgespart, da er im Prinzip gar keine nachgeordnete Schaltung benötigt. Er liefert bereits ein lineares Ausgangssignal ausreichender Größe. In der Regel muss ein OPV zur Impedanzwandlung dahintergehängt werden, genau wie im Bild 9.7 mit dem TGS4161. Der KE-25 arbeitet ähnlich diesem mit einem – diesmal sauren – Elektrolyten. Typische Anwendungen finden sich in der Medizintechnik.

nik, in der Nahrungsmittelindustrie oder in der Sicherheitstechnik. Bild 9.11 zeigt die Struktur des Sauerstoff-Sensors.

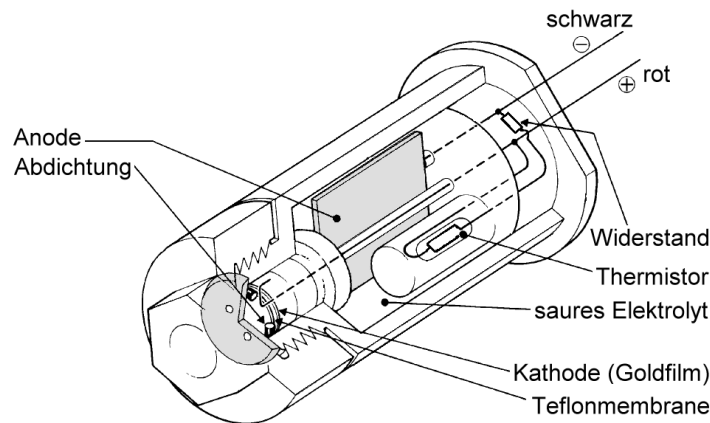


Bild 9.11: Struktur des Sauerstoff-Sensors KE-25

Der Sensor hat einen Messbereich von 0... 100% O₂, was einer Ausgangsspannung zwischen 10 und 55 mV (KE-50: 50... 250 mV) entspricht. Die Reaktionszeit liegt bei 15 Sekunden (KE-50: 60 s). Er kann (natürlich ohne die Heizspannung) in der Schaltung von Bild 9.7 eingesetzt werden. Gegebenenfalls ist eine Anpassung des Verstärkungsfaktors nötig.

Ein ähnliches Spektrum an Gassensoren, wenn auch vielleicht nicht ganz so umfangreich, liefert das englische Unternehmen **Alphasense**. Unter der URL <http://www.alphasense.com/> können Sie im Downloadbereich alle Unterlagen herunterladen.

Tabelle 9.3: Alphasense-Gassensor-Module

Gas	Sensor	Gaskonzentration bei 20 mA [ppm]	Gas	Sensor	Gaskonzentration bei 20 mA [ppm]
CO	CO-BF	1000	SO ₂	SO2-BF	100
CO	CO-BF	100	SO ₂	SO2-BF	20
H ₂ S	H2S-BE	1000	NO ₂	NO2-B1	50
H ₂ S	H2S-B1	200	NO ₂	NO2-B1	10
O ₂	O2-A2	15%...25% (Vol.)	Chlorine	CL2-B1	10

Besonders interessant ist die Tatsache, dass für viele Sensoren auch eine winzige Modul-Platine geliefert wird, welche die Sensor-Ausgangswerte in einen Strom von 4... 20 mA umsetzt. So kann man sich die Eigenentwicklung sparen kann. Tabelle 9.3 gibt einen Eindruck der angebotenen Module.

Um Gase exakter zu identifizieren, setzt man meist eine ganze Reihe unterschiedlicher Gassensoren ein. Aus den unterschiedlichen Ergebniswerten lassen sich dann Rückschlüsse auf ein bestimmtes Gas ziehen. Die Messung des Gasgehaltes der Luft kann auch auf andere Art erfolgen, etwa durch die Änderung von Kapazität oder Wärmeleitfähigkeit bestimmter Katalysatoren, durch die Änderung der Spannung am Gate eines MOSFET, durch die Änderung der Schwingfrequenz eines Resonators oder durch die Änderung der Absorption von Licht, Infrarotstrahlung oder Mikrowellen.

Messung von Radioaktivität

Die Radioaktivität ist ein physikalischer Effekt, der bereits 1896 von Becquerel entdeckt wurde. Nachgewiesen und identifiziert werden radioaktive Nuklide durch die bei ihrem Zerfall freiwerdende Strahlung bzw. deren Wechselwirkung mit Materie. Die Radioaktivität ist also die Eigenschaft instabiler Isotope ¹ beim Zerfall (Kernumwandlung) ihres Atomkerns Strahlung auszusenden. Die Aktivität (Strahlungsintensität) gibt die Anzahl der auftretenden Kernumwandlungen in einem Zeitintervall an, dividiert durch die Länge des Zeitintervalls. Ein Maß für den exponentiellen Zerfall ist die Halbwertszeit, also die Zeit, die vergeht, bis die Strahlungsintensität auf die Hälfte des aktuellen Werts gesunken ist. Die Einheit für die Radioaktivität ist das Becquerel (Bq); früher war es Curie (Ci):

Becquerel (Bq) 1 Bq = 0.027 nCi
Curie (Ci) 1 Ci = 37000 MBq

Erzeugt ein strahlendes Isotop beispielsweise 1500 Alphateilchen pro Minute, ergibt das einen Wert von $1500/60 = 25$ Bq. Ein Gramm Cäsium-137 hat eine Aktivität von ca. 3 000 000 000 000 Bq.

Die Wirkung radioaktiver Strahlung auf Materie kann verschiedene energetische Auswirkungen haben. Im einfachsten Fall ist dies eine Erwärmung. Aber auch Ionisierung (elektrische Aufladung) oder andere Wirkungen bis hin zu weiteren Zerfallsprozessen können ausgelöst werden. Letzteres findet man als Kettenreaktion im Reaktor eines Kernkraftwerks. Zur Beschreibung der Energieübertragung abhängig von der Masse dient die Dosiseneinheit **Gray (Gy)**, wobei gilt: $1 \text{ Gy} = 1 \text{ J/kg}$.

Manchmal ist noch die Bezeichnung **Röntgen (R)** zu finden, die sich auf die ionisierende Wirkung der Strahlung auf Luft bezieht. In trockener Luft gilt die Umrechnung $1 \text{ Gy} = 100 \text{ R}$.

Die Strahlungswirkung auf den Menschen (oder ganz allgemein organisches Gewebe) kann ebenfalls sehr unterschiedlich sein: Verbrennungen, Zelltod, DNA-Schäden und anderes. Um die biologische Wirkung der Strahlung zu erfassen werden neben der reinen Energieübertragung auch die Art der Strahlung (Alpha, Beta, Gamma, Neutronen) berücksichtigt. Diese Strahlungswirkung wird in der SI-Einheit **Sievert (Sv)** ausgedrückt (früher Rem, röntgen equivalent man; 1 Sv entspricht ca. 100 Rem). Dieses Maß für die vom Menschen aufgenommene Strahlungsmenge ergibt sich aus einem empirisch ermittelten Faktor, mit dem der Strahlungswert in Gray multipliziert wird, sie entspricht einer Energieaufnahme von 1 J/kg .

Norm- und Grenzwerte der Strahlung

Natürliche Strahlung: 0,5 ... 2,2 mSv für die Bundesrepublik

Künstliche Strahlung: Höchstwerte der zusätzlichen Ganzkörperstrahlung
0,3 mSv/Jahr für Normalbevölkerung
50 mSv/Jahr als berufliche Dosis für Männer

¹Isotop: unterschiedliche Anzahl von Neutronen, gleiche Ladungszahl (Protonenzahl), ungleiche Massezahl (Nukleonen = Protonen + Neutronen).

15 mSv/Jahr als berufliche Dosis für Frauen
 5 mSv/Jahr als berufliche Dosis für Kinder

Allgemein gilt: Ganzkörperdosis kleiner 100 mSv/Jahr
 Ganzkörperdosis kleiner 250 mSv/Leben
 Mittlere Ganzkörperdosis kleiner 50 mSv/Jahr

In der Berichterstattung wird häufig die Dosisleistung in Sievert pro Stunde angegeben (wobei häufig mSv und μSv oder *Stunde* und *Jahr* verwechselt werden. So beträgt die Strahlung eines abgeschalteten Reaktors immer noch großemäßig einige hundert Sv/h, die natürliche Hintergrundstrahlung unter $0,1 \mu\text{Sv/h}$. Eine Panorama-Röntgenaufnahme der Zähne bringt eine Belastung von ca. $5 \mu\text{Sv}$. Das entspricht der natürlichen Hintergrundstrahlung von zwei Tagen. Die Gefahr liegt aber nicht in der Einzeldosis, sondern in der gesamten über die Zeit aufgenommenen und akkumulierten Strahlung. Auf der oben erwähnten Wechselwirkung beruht auch die Wirkungsweise aller Strahlungsdetektoren. Hinsichtlich der Anwendbarkeit der verschiedenen Strahlendetektoren ist aufgrund der unterschiedlichen Reichweiten der Strahlenarten deutlich zu differenzieren. Die mit Gas arbeitenden Ionisationsdetektoren, Ionisationskammer, Proportionalzählrohr und Geiger-Müller-Zählrohr unterscheiden sich nicht prinzipiell in ihrer Wirkungsweise. Tritt ionisierende Strahlung in den Detektor ein, werden in Abhängigkeit von der angelegten Spannung unterschiedlich viele Ladungsträger erzeugt, die durch das angelegte Feld zu den Elektroden transportiert werden.

Es gibt grundlegend drei verschiedene Strahlungsarten:

- Alpha-Strahlung hat in Luft eine relativ geringe Reichweite von mehreren Zentimetern und kann bereits von einem Blatt Papier vollständig absorbiert werden. Sie besteht aus (zweifach positiv) geladenen Helium-Atomkernen. Das radioaktive Gas Radon-222, das überall zu finden ist, zerfällt beispielsweise in Polonium-218 und ein Alpha-Teilchen.
- Beta-Strahlung hat in Luft eine Reichweite von bis zu 10 m. Sie wird erst von einer mehr als 4 mm dicken Aluminiumschicht absorbiert und besteht aus sich schnell bewegenden Elektronen. Cäsium-154 ist beispielsweise ein Beta-Strahler.
- Gamma-Strahlung lässt sich noch in mehreren Metern Entfernung nachweisen und wird erst durch dicke Bleiplatten absorbiert. Sie besteht aus Lichtquanten hoher Energie. Gamma-Strahlung entsteht z. B. beim Zerfall von Kobalt-60 in Nickel-60, wobei hier auch gleich noch ein Beta-Teilchen anfällt.
- Neutronen-Strahlung besitzt nahezu keine ionisierende Wirkung. Neutronen sind ohne Ladung, sie wechselwirken durch direkte Stöße mit Atomkernen. Neutronenstrahlung ist die Basis der Kettenreaktion in einem Kernreaktor oder auch einer Atombombe. Ein Neutron trifft auf einen Uran-235-Kern, der in Krypton-88 und Barium-145 sowie **zwei** weitere Neutronen zerfällt. Diese spalten ihrerseits zwei Uran-Kerne, worauf vier weitere Neutronen frei werden – und schon rummst es.

Je nachdem, welcher Dosis (Strahlenmenge) der radioaktiven Strahlung der menschliche Organismus ausgesetzt wird, kann dies fast gar keine bis hin zu einer tödlichen Wirkung besitzen. Die ständig auf der Erde vorhandene natürliche Strahlung hat beispielsweise kaum Folgen für den Menschen, da er sich im Laufe der Evolution daran anpassen konnte. Bei künstlich erzeugter Radioaktivität, wie in Atomreaktoren, ist dies natürlich nicht der Fall. Die Alpha-Strahlung besitzt die schädlichste Wirkung auf den Organismus. Beta- und Gamma-Strahlung haben in etwa gleich starke Auswirkungen. Bei Gamma-Strahlung besteht jedoch die Besonderheit, dass sie den menschlichen Körper vollständig durchdringen kann.

10.1 Der Geigerzähler

Der Geigerzähler (auch Geiger-Müller-Indikator) ist ein Detektor für ionisierende Strahlung (Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlung). Neutronen, die ebenfalls bei radioaktiven Zerfällen entstehen, werden nicht registriert. Das Zählrohr wurde 1928 von den Physikern Hans Geiger und Walter Müller entwickelt. Es wird noch immer – neben Halbleitersensoren – eingesetzt, um radioaktive Substanzen zu erkennen.

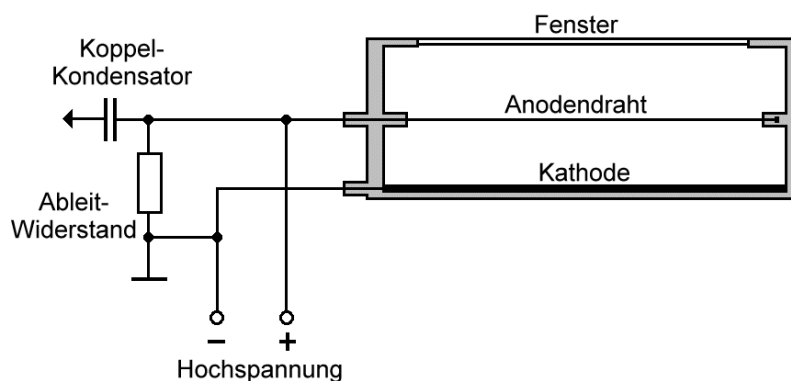


Bild 10.1: Aufbau eines Zählrohrs

Der Hauptbestandteil des Geigerzählers ist ein Metallrohr, das die Kathode bildet und in dessen Mitte sich ein Draht befindet, der als Anode dient (Bild 10.1). Am vorderen Ende oder auch seitlich befindet sich ein strahlendurchlässiges Fenster (Glimmer), durch das die Strahlung eindringen kann. Das Rohr wird mit einem Edelgas niedrigen Drucks gefüllt (ca. 100 hPa). Zwischen Anode und Kathode wird eine Gleichspannung von mehreren hundert Volt angelegt. Tritt ionisierende Strahlung ein, so trennt diese auf ihrer Flugbahn Hüllenelektronen des Edelgases von ihren Atomkernen. Einige dieser Elektronen entstehen auch in der Nähe des Anodendrahtes und lösen eine Gasentladung im gesamten Rohr aus (Stossionisation). Der so entstehende kurzzeitige Stromfluss zwischen Anode und Kathode kann ausgewertet werden.

Unmittelbar nachdem Auslösen einer Gasentladung ist das Zählrohr für kurze Zeit (ca. 0,1 ms) nicht in der Lage, eine weitere Gasentladung auszulösen, was man als „Totzeit“ bezeichnet. Geigerzähler erlauben es, die Anzahl der Ionisations-Impulse zu zählen, lassen jedoch keinen Rückschluss auf die Strahlungsart zu – es sein denn, die konstruktive Auslegung der Röhre bringt eine Einschränkung. Ebenso bleibt die kinetische Energie der gemessenen Strahlung unberücksichtigt. Um diesen Nachteil auszugleichen, können manche Geiger-Müller-Rohre auch im unten beschriebenen Proportionalbereich betrieben werden, um auch die Energiedosis zu ermitteln.

Die Charakteristik eines Zählrohrs ist in Bild 10.2 dargestellt. Die Vorgänge innerhalb des Zählrohrs hängen vor allem von der Spannung ab, die zwischen Anodendraht und Kathode anliegt und die Elektronen in Richtung Anode beschleunigt. Ist diese Spannung relativ gering, wird ein Teil der Elektronen auf dem Weg zur Anode wieder mit den Ionen des Edelgases rekombiniert, und das Signal gibt keine Aussage über die Art der Teilchen (Rekombinationsbereich).

Erhöht man die Spannung so weit, bis alle primär erzeugten Elektronen die Anode erreichen, ist der gemessene Strom proportional zur Energie der einfallenden Strahlung. In diesem Bereich arbeiten zum Beispiel Ionisationskammern zur Messung der primären Dosisleistung der Strahlung. Bei einer weiteren Erhöhung der Spannung haben die primären Elektronen so viel Energie, dass sie durch Anstoßen an die Atome des Gases weitere Elektronen auslösen können. Die Größe des gemessenen Stroms ist weiterhin proportional zur Energie der einfallenden Strahlung (Proportionalbereich).

Ab einer bestimmten Spannung löst jedes einfallende Teilchen eine Stoßentladung aus; jedes Teilchen erzeugt unabhängig von seiner Energie den gleichen Strom im Zählrohr. Dieser Bereich ist der eigentliche Zählbereich (auch „Plateaubereich“ oder „Geiger-Müller-Bereich“ genannt). Eine weitere Erhöhung der Spannung führt zu einer kontinuierlichen Gasentladung, die zu einer Zerstörung des Zählrohrs führt. Es ist somit unbedingt notwendig, den Arbeitsbereich des Zählrohrs im Plateaubereich zu halten.

Man kann beobachten, dass auch dann Entladungen entstehen, wenn keine Strahlung auf das Zählrohr einwirkt. Diese Erscheinung nennt man **Nulleffekt** oder **Hintergrundeffect**. Sie rührt von der kosmischen Strahlung her. Aber auch Strahlung aus der Umgebung (z. B. lässt sich in Kellern mit zu dünner Bodenplatte Radon nachweisen) löst Impulse aus.

Die Abhängigkeit zwischen der Impulsfrequenz eines im Auslösebereich arbeitenden Zählrohrs und der zugeführten Dosisleistung wird als **Empfindlichkeit** des Zählrohrs bezeichnet. Dieser Zusammenhang ist bei den meisten Typen über einen weiten Bereich linear. Die Empfindlichkeit wird im Datenblatt des Zählrohrs angegeben.

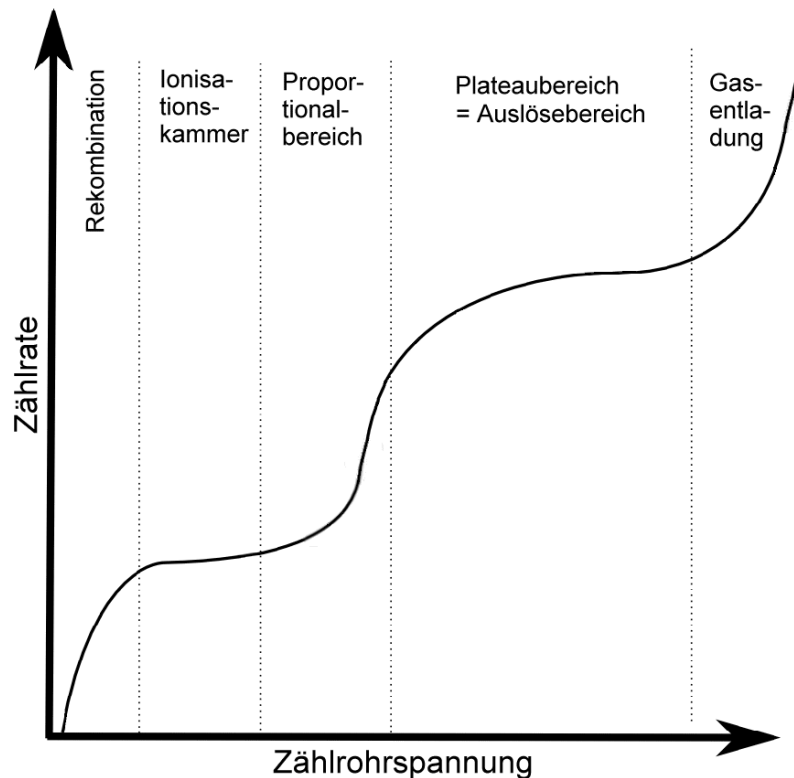


Bild 10.2: Charakteristik eines Zählrohrs

Die Zählrohre sind sehr empfindlich. Sie müssen vor Erschütterungen geschützt werden. Das gilt besonders für die ins Glas eingeschmolzenen Elektroden. An ihnen darf nie gelötet werden, auch nicht an den Kontaktfedern, solange diese aufgesteckt sind. Um Fehlerströme zu vermeiden muss das Rohr außen stets sauber und trocken gehalten werden.

10.2 Geigerzähler-Schaltungstechnik

Das verwertbare Ausgangssignal der Zählrohrschaltung ist ein an einem Außenwiderstand des Zählrohr-Stromkreises abgegriffener Spannungsimpuls. Die Impulsdauer wird von den Vorgängen im Inneren des Zählrohrs bestimmt. Die Amplitude hängt von der Betriebsspannung und der Beschaltung ab. Bild 10.3a zeigt die Grundform der Zählrohrschaltung. Der Anodenwiderstand R_a begrenzt den maximalen Strom. Sein Wert beeinflusst die Arbeitsweise des Zählrohrs. Mit steigendem Widerstand nehmen die Plateaulänge und die zu erwartende Lebensdauer des Zählrohrs zu. Mit steigendem Wert von R_a verlängert sich aber auch die Totzeit. Die Minimalwerte von R_a sind als Grenzwerte in den Datenblättern aufgeführt.

Die Zeitkonstante des Geigerzählers ergibt sich aus R_a und der Kapazität der umgebenden Schaltung. Sie soll möglichst klein gehalten werden, um die systemeigene Totzeit nicht zusätzlich zu verlängern. Sie setzt sich aus der Zählrohr- und der Schaltungskapazität zusammen. Erstere ist unveränderbar, es muss daher der Schaltungsaufbau so kapazitätsarm wie nur möglich gewählt werden. So wird man den Auskoppelpunkt nicht unmittelbar an den Anodenanschluss, sondern an einen Teilwiderstand legen, wie es in Bild 10.3b gezeichnet ist. Üblich ist für R_{a1} und R_{a2} ein Teilverhältnis von 10 zu 1. Der Ausgangsimpuls ist bei dieser Schaltung negativ gerichtet, denn das Zählrohr wird ja bei jeder Entladung niederohmiger. Eine Auskoppelschaltung, die in der Praxis niederohmiger ausgeführt und damit bezüglich der Schaltungskapazitäten unkritischer ist, zeigt 10.3c. Die am Kathodenwiderstand R_k abgenommenen Impulse sind positiv gerichtet. Die Schaltung kommt nachgeschalteten Halbleiterschaltungen mit positiver Versorgungsspannung sehr entgegen. Wegen dieser Vorzüge hat sie sich zumindest bei kleinen Geräten durchgesetzt. Der Anodenwiderstand behält seinen Wert. R_k kann auch sehr kleine und damit bezüglich schädlicher Kapazitäten günstige Werte annehmen und ggf. auch als Spannungsteiler ausgeführt sein (47 k Ω ... 220 k Ω).

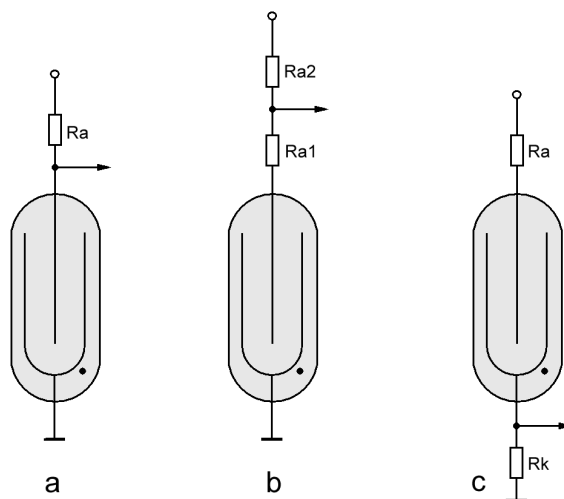


Bild 10.3: Zählrohr-Grundsaltungen

Der Anzeigeblock teilt dem Benutzer eines Geigerzählers in mehr oder weniger ausgewerteter Form mit, was sich im Zählrohr abspielt. Für einfache Geräte reicht oft aus, dass jeder Zählimpuls hör- oder sichtbar gemacht wird. Etwas aufwändiger sind Ansteuerschaltungen für analoge Anzeigen zum Beispiel mit einem Zeigerinstrument oder einem digitalen Zähler. Da Impulsrate und Dosisrate bei vielen Zählrohren in weitem Bereich proportional sind, gibt es da auch keine weiteren Probleme. Mit ähnlichem Aufwand lässt sich auch signalisieren, wenn ein vorbestimmter Grenzwert überschritten wird. Der Original-Impuls aus dem Zählrohrkreis kann nicht ohne weitere Maßnahmen angezeigt werden. Mit einer Breite von etwa 100...200 ps und einer Amplitude von 2...10 V muss der Impuls in irgendeiner Weise verarbeitet oder in seiner Form verändert werden. Soll er hörbar gemacht werden, ist eine Verlängerung auf mindestens 0,2...0,4 ms nötig. Nicht nur hörbar, sondern auch sichtbar gemachte elektrische Impulse müssen noch stärker gestreckt werden. Bei der Auswertung im Computer kommt es darauf an, ob der Impuls per Interrupt verarbeitet wird oder per wiederholter Port-Abfrage (Polling). Beim Interrupt-Betrieb reicht eine Impedanzwandlung mit Pegelanpassung, beim Polling kann es neben der Impulsverlängerung unter Umständen sogar nötig sein, einen Zähler nachzuschalten, der die Impulsrate rechnerseitig senkt – oder gar die Impulsrate komplett extern zu ermitteln.²

Die Schaltung in Bild 10.4 ist dank der verwendeten Standardbauteile nicht nur preiswert, sondern auch einfach aufzubauen. Wie Sie gesehen haben, benötigt das Zählrohr Hochspannung zum Betrieb – je nach Typ zwischen 450 und 700 V. Die Hochspannungserzeugung ist daher auch der umfangreichste Teil der Schaltung. Der Timer IC1 erzeugt eine 500-Hz-Rechteckspannung und steuert damit einen als Schalttransistor verwendeten MOS-FET an. Dieser schaltet die Sekundärwicklung eines handelsüblichen 6-V-Miniatur-Netztrafos.³ An der 230-V-Seite des Trafos entstehen Spannungsspitzen von bis zu 250 V, aus denen mit einem Spannungsvervielfacher (Kondensator-Dioden-Kaskade) ca. 650 V Gleichspannung werden. Über R4 bis R7 wird die Spannung heruntergeteilt und damit der Transistor T1 angesteuert. T1 schaltet durch, wenn seine Basisspannung etwa 0,7 V übersteigt (und damit die Hochspannung den gewünschten Wert überschreitet), und sperrt über den Reset-Eingang den Timer. Über das Poti kann der Hochspannungsbereich eingestellt werden. Sollte dessen Bereich nicht ausreichen, sind R4 bis R6 zu vergrößern oder zu verkleinern.

Die Anode des Zählrohrs liegt über zwei 4,7-M Ω -Schutzwiderstand an dieser Hochspannung (den genauen Wert der Betriebsspannung und des Betriebsstromes entnehmen Sie dem Datenblatt des Zählrohrs). Normalerweise fließt so gut wie kein Strom durch die Röhre. Erst die Ionisation durch ein radioaktives Teilchen löst einen Spannungsimpuls an R12, dem 220-k Ω -Ableitwiderstand der Kathode aus. Dieser Impuls schaltet den CMOS-Schmitt-Trigger IC2A/IC2B und wird dadurch verstärkt. Da der Zählrohrimpuls sehr kurz ist, wird er vom Monoflop aus IC2C und IC2D etwas „gestreckt“ und dem Ausgang zugeführt. Hier kann entweder ein Digitalport des Computers oder ein externer Impulzzähler angeschlossen werden.

²Im Grunde handelt es sich hierbei um eine normale Frequenzzähler-Schaltung, für die es auch schon wieder fertige ICs bzw. Module gibt.

³Damit gehen wir dem schwierigsten Teil einer solchen Schaltung aus dem Weg: dem Wickeln eines Hochspannungstrafo.

Zählrohre werden unter anderem von Philips/AmpereX, TGM Detectors, LND oder Centronics hergestellt. Sie erhalten diese beispielsweise bei den Firmen Graetz Strahlenmesstechnik (<http://www.graetz.com/>) oder Schuricht (<http://www.schuricht.de/>), aber auch eine Suche bei <http://www.askjanfirst.com> oder Ebay kann erfolgreich sein.

Wenn Ihnen das Ganze zu aufwändig erscheint oder das Hantieren mit Hochspannung schon beim Gedanken daran ein Kribbeln auf der Haut erzeugt, können Sie auch einen fertigen, handelsüblichen Geigerzähler verwenden – vorausgesetzt, er besitzt einen Kopfhörerausgang, über den das typische Knacksen abgenommen werden kann. Günstig wäre auch, wenn dem Gerät ein Schaltplan beiliegt, dem Sie die Ausgangsbeschaltung entnehmen können. Meist reicht ein Transistor nebst einigen Widerständen aus, um das Signal computergerecht aufzubereiten. Ganz Vorsichtige schalten noch einen Optokoppler dazwischen.

10.3 Software zum Zählen der Impulse

Rik Faith hat ein Linux-Programm zum Zählen von über die serielle Schnittstelle eingespeisten Impulsen mit dem Namen `geiger.c` geschrieben, das unter der URL <http://www.aw-el.com/linux1.txt> zur Verfügung steht. Dieses Programm zählt die Impulse am Eingang RI (Ring Indicator) der als Parameter angegebenen seriellen Schnittstelle und gibt diese in im Programm eingestellten Intervallen auf der Konsole aus. Die Ausgabe lässt sich natürlich in eine Datei oder eine Pipe umleiten. Sinnvollerweise wird man das Programm als Hintergrund-Task laufen lassen. Es muss gegebenenfalls – je nach eingesetztem Geiger-Müller-Zählrohr – angepasst werden. Im Programm ist ein Kalibrierungsfaktor von 1,05 voreingestellt, der nur für das vom Autor verwendete Zählrohr gilt. Zum einfachen, unveränderten Messen der Impulse muss dieser Faktor auf 1 gesetzt werden. Im Quellcode des Programms wird auch das Messintervall eingestellt. Vorgegeben sind Messung über eine Minute und Mittelung über fünf Minuten. Wenn Sie das Programm starten, beispielsweise durch das Kommando `geiger -t /dev/ttyS0`, erscheint auf der Konsole folgende Ausgabe:

```
1181543679 29.0 28.6 # Mon Jun 11 08:34:39 2007
1181543739 28.0 28.8 # Mon Jun 11 08:35:39 2007
1181543799 31.0 29.2 # Mon Jun 11 08:36:39 2007
1181543859 40.0 31.6 # Mon Jun 11 08:37:39 2007
```

Das erste Feld enthält einen Unix-Timestamp, das zweite Feld den aktuellen Messwert, das dritte Feld einen Mittelwert über die letzten fünf Minuten, danach erscheint noch als Kommentar der Zeitpunkt im Klartext. Diese und weitere, teilweise noch experimentelle Software, finden Sie unter <http://geiger.sourceforge.net/>.

Statt mit einer Gasfüllung wie im Zählrohr können ionisierende Teilchen auch mit anderen Methoden gemessen werden, beispielsweise mit Halbleitern. Ein Halbleiter wird mit zwei Elektroden versehen, an die eine Spannung angelegt wird. Durchquert ein Teilchen den Halbleiter, werden durch Ionisation Elektroden-Lochpaare erzeugt, die durch das bestehende elektrische Feld separiert werden und zu den entsprechenden Elektroden driften.

Von außen kann der Ladungsträgerstrom als sehr kurzer Impuls an den Elektroden abgenommen werden. Im Gegensatz zu Gasen ist die Reichweiten der Teilchen in Festkörpern sehr klein. Deshalb geben die Teilchen ihre gesamte Energie im Halbleiter ab und die Ladung des Impulses ist proportional zur Energie des Teilchens. Kommerzielle Halbleiterdetektoren sind jedoch immer noch sehr teuer. Will man jedoch nur Gamma- oder Alphastrahler messen, reicht eine einfache Fotodiode als Detektor aus. Im Gegensatz zu den teuren Halbleiterdetektoren ist die aktive Schicht in einer Fotodiode sehr dünn, aber gerade noch ausreichend dick.

Für Versuche kann man eine Fotodiode mit relativ großer Chipfläche verwenden, denn je größer die Fläche desto mehr Teilchen werden „eingefangen“. Für Versuche eignen sich die BPW34 oder die BPX61. Bei letzterer muss das Glasfenster entfernt werden, damit die Strahlung den Diodenchip erreichen kann. Auch muss die Diode lichtdicht abgedeckt werden – etwa durch eine möglichst dünne Alu- oder Kupferfolie. Nur bei völliger Dunkelheit kann man die durch die Strahlung erzeugten Ladungen messen. Die Schaltung eines Vorverstärkers für die Photodiode ist eine Standardapplikation (Bild 10.5):

Der Vorverstärker sollte direkt an die Diode gebaut werden um das Einstreuen von Störungen zu vermeiden. Danach schließen sich ggf. noch weitere Verstärkerstufen an.

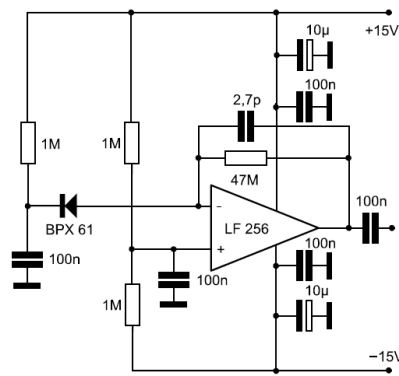


Bild 10.5: Schaltung eines Strahlungsdetektors mit Photodiode

Auch ein Kamerasensor, wie man ihn heute in Digitalkameras und Mobiltelefonen findet, kann einen Strahlungsdetektor bilden. Angenommen, Sie decken die Kameralinse ihres Smartphones lichtdicht ab und machen dann in regelmäßigen Zeitabständen jeweils ein Photo. Anschliessend werden beim Photo diejenigen Pixel gezählt, die nicht schwarz sind. Zieht man das „Grundrauschen“ ab, das durch die Hintergrundstrahlung und defekte Pixel der Kamerachips erzeugt wird, kann auch hier die Zahl der verfärbten Pixel ein Indikator für Radioaktivität sein.⁴

⁴Das wäre doch was für Mac Gyver.

Bewegungssensoren

Neben den bereits behandelten optischen Bewegungssensoren und den kapazitiven Annäherungssensoren gibt es noch weitere Möglichkeiten, Bewegung oder ganz allgemein die Anwesenheit von Mensch und Tier zu detektieren.

11.1 Bewegungsmelder

Die moderne Beleuchtungstechnik kommt um den Einsatz von Bewegungssensoren nicht mehr herum. Auch Alarmsysteme arbeiten mit Bewegungs- und Präsenzmeldern. Am häufigsten werden wohl die passiven Infrarot-Sensoren eingesetzt, jedoch wird – insbesondere bei Alarmsystemen – auch mit Radar gearbeitet.

11.1.1 Infrarot-Bewegungsmelder

Diese Detektoren machen sich das pyroelektrische Prinzip zunutze. Pyroelektrisches Material ist vom Verhalten her dem eines Kondensators vergleichbar, dessen Oberflächenladung sich mit der Temperatur verändert. Kernstück eines Bewegungsmelders ist ein pyroelektrischer Halbleitersensor (passive infrared detector). Die Detektoren bestehen aus ferroelektrischen Kristallen oder Keramiken mit unsymmetrischem Kristallaufbau. Aufgrund dieser Unsymmetrie besitzen solche Materialien ein elektrisches Dipolmoment und damit eine permanente Polarisation; die meisten technisch bedeutsamen Materialien sind auch ferroelektrisch, die Polarisation ist also umkehrbar. Pyroelektrische Werkstoffe zeigen zusätzlich den piezoelektrischen Effekt. Bei Erwärmung dieser Materialien durch infrarote Strahlung verändern sich die Abstände im Kristallgitter und damit auch die Dipolmomente und die Polarisation. Dadurch entstehen Ladungen auf der Oberfläche, die als elektrisches Signal abgegriffen werden können. Dieses elektrische Signal ist proportional zur Änderung der Strahlungsleistung bzw. zur Änderung der Temperatur. Das am häufigsten eingesetzte Material für pyroelektrische Detektoren ist Triglycinsulfat (TGS), das gewöhnlich in deuterierter Form vorliegt (DTGS). Andere geeignete Materialien sind z.B. Strontium-Bariumniobat oder Blei-Zirkontitanat.

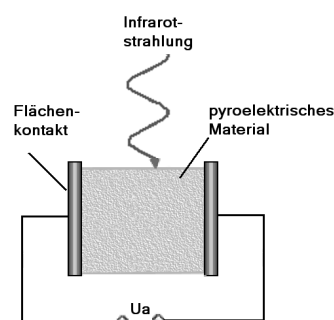


Bild 11.1: Prinzip des pyroelektrischen Sensors

Der Sensor ist aufgebaut als Kondensator mit Ferroelektrikum als Dielektrikum. Er hat eine konstante Ladung auf den Metallplatten, hervorgerufen von der (permanenten) Polarisation des Ferroelektrikums. Steigt die Temperatur an, durch Infrarotstrahlung, steigt auch die Entropie im Ferroelektrikum. Als Folge wird die Polarisation kleiner. Die entsprechende Ladung auf den Platten wird ebenfalls kleiner. Werden die Platten leitfähig verbunden, kommt es zu Ladungsausgleich. Deshalb ist ein sehr hochohmiger Abgriff der sich ergebenden Spannung nötig. Die Ladungen werden auch durch Leckströme durch das Ferroelektrikum ausgeglichen. Der Pyrosensor ist daher vor allem zur Messung von **Temperaturänderungen** geeignet ist. Der DTGS-Detektor ist in einem großen Frequenzbereich einsetzbar. Er ist einfach aufgebaut und kann vorteilhaft bei Raumtemperatur betrieben werden.

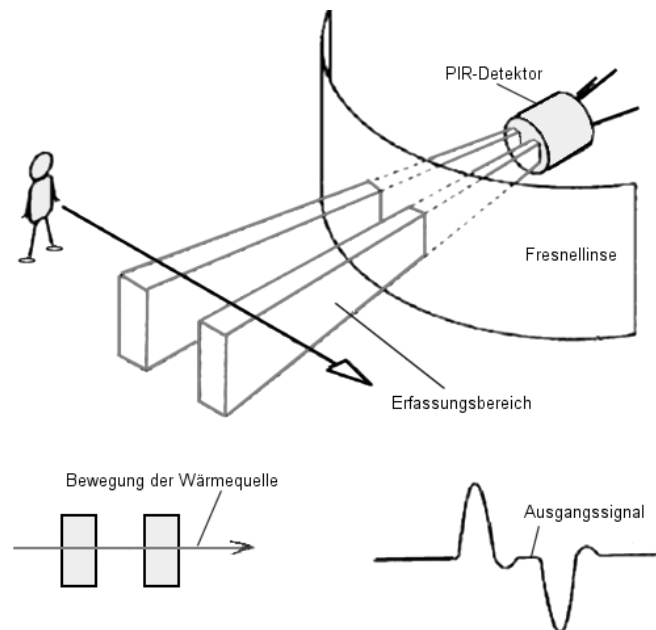


Bild 11.2: Prinzipielle Arbeitsweise eines Infrarot-Bewegungsmelders

Der Sensor alleine ist jedoch sehr diffus in seiner Ausrichtung. Deshalb besteht ein IR-Bewegungsmelder in der Regel aus zwei Sensoren und einer Fresnellinse zur Fokussierung der Wärmestrahlung. Im Ruhezustand empfangen beide Sensoren in etwa die gleiche Wärmestrahlung aus der Umgebung. Bei einer bewegten Wärmequelle (Mensch, Tier) gelangt durch die Wirkung der Fresnellinse eine unterschiedliche Wärmestrahlung auf die beiden Sensoren, so dass der eine Sensor eine Wärmezunahme und der andere eine Wärmeabnahme detektiert. Dieses Differenzsignal kann für die Auswertung herangezogen werden. Der aktive Sensor befindet sich im Brennpunkt des Parabolspiegels. Der zweite Sensor reagiert lediglich auf die Änderung der Umgebungstemperatur und soll eine etwaige Fehlauslösung verhindern. Bild 11.2 illustriert den Sachverhalt. Die Sensoren werden an eine Verstärker- bzw. Auswertungs elektronik angeschlossen, die dann ein digitales oder analoges Signal liefert.

Fresnellinsen sind wesentlich flacher als normale Sammellinsen mit gleichen Eigenschaften. Sie können auch preisgünstig aus Kunststoff gefertigt werden und sind daher auch biegsam. So können sie im Bogen um den Sensor angeordnet werden, um den Erfassungsbereich zu verbreitern. Für die Erweiterung des Bereichs in zwei Bereichen sind auch halbkugelförmige Linsen möglich. Das „Blickfeld“ des aktiven Sensors wird also durch geeignete Fresnellinsen fokussiert sowie in aktive und passive Zonen unterteilt.

Je nachdem, ob sich die Wärmequelle radial zum Sensor oder tangential zu ihm bewegt, unterscheiden sich Reichweite und Erkennungsgeschwindigkeit. Aus diesem Grund unterteilt man mittels Multilinsen den Erfassungsbereich in eine sehr hohe Anzahl von aktiven und passiven Zonen. Die Aufspaltung des optischen Blickfeldes erfolgt dabei nicht durch Segmentflächen, sondern durch eine Vielzahl von Einzelwabenlinsen. Die Infrarotstrahlung wird auf den PIR-Sensor gebündelt. Bild 11.3 zeigt die typischen Abmessungen eines solchen Sensors.

Bewegungsmelder für Beleuchtungsaufgaben werden, soweit sie nicht für den Anschluss von Gebäudebus-Systemen vorgesehen sind, noch mit einer Photozelle für die Tageslichterkennung (die Lampe wird nur nachts eingeschaltet) und einer Zeitverzögerung ausgestattet, damit die Lampe noch

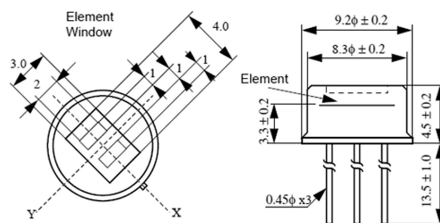


Bild 11.3: Masszeichnung eines PIR-Sensors

eine gewisse Zeit „nachbrennt“. Als Beispiel will ich hier den 180°-Infrarotbewegungsmelder S-230 A von Conrad verwenden (Best.-Nr.: 75 11 62). Er arbeitet im Gegensatz zu den meisten Geräten nicht mit Netzspannung, sondern mit 12 V Gleichspannung und eignet sich dank eines Sabotagekontaktes auch für den Einsatz in Alarmsystemen. Dem Bewegungsmelder (Bild 11.4) liegen zudem vier verschiedene Fresnellinsen für die verschiedenen Einsatz- und Entfernungsbereiche bei:

- Weitwinkel: breiter Überwachungsbereich von max. 180°
- Tele: hohe Reichweite bis 20 m
- Pet: Haustierhöhe
- Curtain: enger Erfassungswinkel von nur 20°

Der Ausgang des Sensors besteht aus einem Relaiskontakt, der wahlweise als Arbeits- oder Ruhekontakt arbeiten kann.

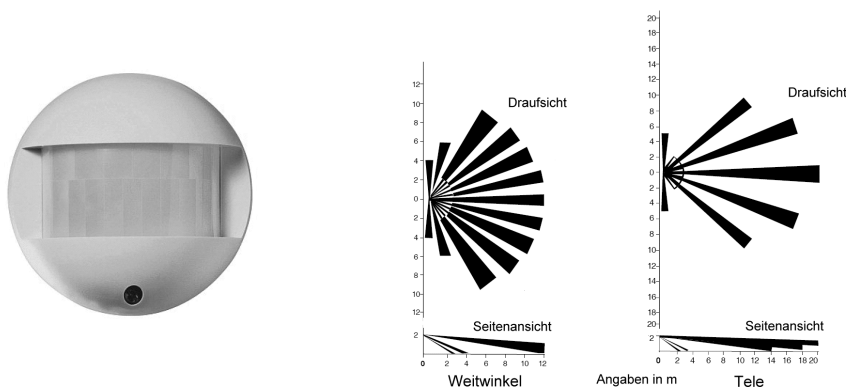


Bild 11.4: Infrarot-Bewegungsmelder S-230 A und zwei der vier Erfassungsbereiche (nach Conrad-Unterlagen)

Nicht so groß und sperrig sind die Bewegungsmelder der Subminiaturserie von Panasonic, die nur ca. 11 mm Durchmesser besitzen. Neben den in Bild 11.5 abgebildeten Standardtyp gibt es noch Typen zur Erkennung kleiner Bewegungen, für große Reichweite und sogenannte Spotttypen. Der Unterschied besteht hauptsächlich in Erfassungswinkel und Reichweite. Die NaPiOn-Detektoren sind in weiß und anthrazit erhältlich und lassen sich so noch besser „verstecken“. Durch einen integrierten Verstärker sind sie direkt in eine Schaltung oder ein Controllersystem zu integrieren, wobei es neben der Digitalversion auch eine Variante mit analogem Ausgang gibt, bei der die Signalamplitude von der detektierten Bewegung abhängt. Versorgt werden alle Typen mit einer geregelten Gleichspannung von 5 V. Beim Stromverbrauch kann noch zwischen „Standard“, „Economy“ und „Stromspartyp“ gewählt werden.

Alle Systeme benötigen nach dem Einschalten eine Einschwingzeit von 30 s (Digitalversion) bzw. 45 s (Analogversion), die bei der Detektierungssoftware berücksichtigt werden muss. Der Ausgangsstrom ist relativ klein, er beträgt ca. 0,1 mA. Es ist also immer eine nachgeschaltete Verstärkerstufe notwendig, falls kein Anschluss an Controller mit hochohmigen Eingängen erfolgt. Aber auch eine eigenständige Schaltung ist mit wenig Aufwand zu realisieren. Bei der Analogversion bietet sich die Möglichkeit, mit einem einstellbaren Fensterkomparator die Signalstärke auszuwerten. Ein nachgeschaltetes Monoflop (Zeitglied) zur Verlängerung der Einschaltzeit ist empfehlenswert.

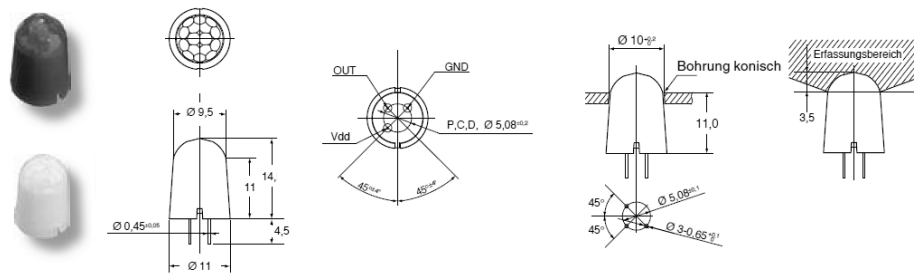


Bild 11.5: Infrarot-Bewegungsmelder von Panasonic

Mittlerweile drängen Anbieter aus Fernost auf dem Markt, die PIR-Sensoren zu einem extrem günstigen Preis anbieten. Ein Beispiel dafür ist das DYP-ME003-Modul, das nur 32 mm x 24 mm groß ist, wobei die Modulgröße primär durch die Fresnel-Linse von 23 mm bestimmt wird (Bild 11.6). Das Modul hat ebenfalls nur drei Pins, Stromversorgung und Ausgang. Die Versorgungsspannung kann zwischen 4,5 und 20 V liegen, der Ausgang liefert als High-Pegel 3,3 V. Der Erfassungswinkel beträgt ca. 100 Grad, die Entfernung des auslösenden Objekts kann bis zu 7 m betragen (default 3 m). Kern des Ganzen ist ein BISS0001-Chip. Das Datenblatt des Moduls findet man paradoxerweise eher unter der Bezeichnung „HC-SR501“. Die Datenblätter zum Chip und zum Modul sind unter <http://www.netzmafia.de/skripten/hardware/Datenblaetter/> zu finden.



Bild 11.6: Infrarot-Bewegungsmelder DYP-ME003

Zwei Potentiometer zum Regeln von Empfindlichkeit und Haltezeit und ein Jumper bilden die Bedienorgane des Boards. Mit dem Regler für die Empfindlichkeit wird die Reichweite festgelegt. Die Haltezeit, also die Zeitdauer für die eine erkannte Bewegung signalisiert wird, lässt sich mit dem zweiten Regler zwischen 5s und 300s einstellen. Der Ausgang ist dabei active high. Der entsprechende Pin des BISS0001 wird über einen Widerstand von 1 Kiloohm auf den Ausgangspin geführt. Der Jumper setzt den Trigger-Modus (Einzeltriggerung bzw. Retriggerung). Die Lage der Anschlüsse, des Jumpers und der Regler zeigt Bild 11.7.

Nach einer erkannten Bewegung wechselt der Output des Moduls für die eingestellte Haltezeit von Low auf High. Je nach Einstellung des Jupers verhält sich das Modul folgendermaßen:

- Bei Einzeltriggerung fällt der Pegel danach wieder auf Low und der Sensor wird für eine Zeitdauer von 2,5 Sekunden inaktiv (blocking time). Innerhalb dieser Zeit wird keine erneute Bewegung erkannt. Danach erfolgt dann wieder ein neuerlicher Erkennungszyklus. Eine am Ausgang angeschlossene LED würde dann bei kontinuierlicher Bewegung vor dem Sensor alle 2,5 Sekunden für die Dauer der Haltezeit aufleuchten.

tem Im Retrigger-Modus bleibt der Ausgang auf High, wenn innerhalb der Haltezeit weiterhin eine Bewegung erkannt wird und die High-Zeit verlängert sich entsprechend. Erst wenn sich nichts mehr bewegt, fällt der Ausgang nach Ablauf der Haltezeit wieder auf Low. Danach greift wieder die „blocking time“.

Folgende Fehler können bei der Anwendung von allen PIR-Sensoren auftreten:

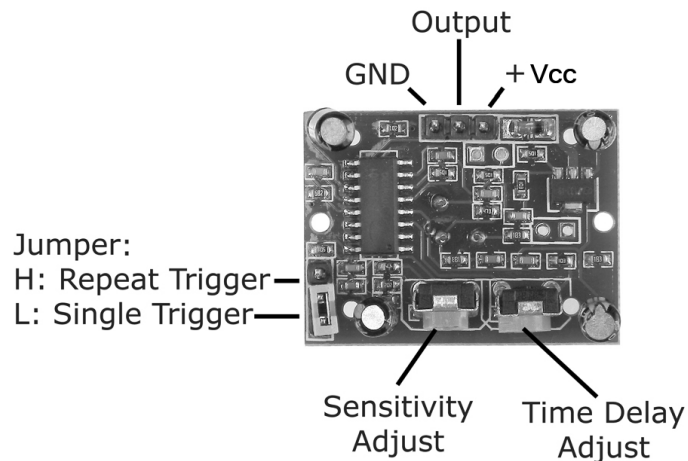


Bild 11.7: Einstellmöglichkeiten und Anschlüsse des Infrarot-Bewegungsmelders DYP-ME003

- Weitere Wärmequellen wie z. B. kleine Tiere, Lichtquellen mit hohem IR-Anteil (Sonnenlicht, Halogenlampen, Autoscheinwerfer, ...) oder schnell wechselnde Lufttemperaturunterschiede, die sich durch das Einschalten von Klimaanlage, Heizlüftern und ähnlichen Geräten ergeben.
- Vor dem Sensor befindliche IR-Filter wie z. B. Glas oder Acryl absorbieren zu einem Anteil die Wärmestrahlung, so dass unter Umständen Objekte nicht mehr erkannt werden.
- Bewegt sich die Wärmequelle sehr schnell oder sehr langsam, ist eine Detektion nicht möglich.

Beträgt der Temperaturgradient zwischen Objekt und Umgebung mehr als 20 Grad, vergrößert sich die Reichweite sogar.

11.1.2 Radar-Bewegungsmelder

Radar-Bewegungsmelder funktionieren auf der Basis der Mikrowellentechnik und nutzen u. a. den Doppler-Effekt aus (Radar = RADio Detection And Ranging). Dabei werden hochfrequente elektromagnetische Wellen ausgesendet und das Echo dieser Wellen ausgewertet. Bewegt sich ein Objekt auf den Sensor zu oder davon weg, führt dies zu einer detektierbaren Signalverschiebung des Echos. Erfasst werden Bewegungen mit einer Geschwindigkeit von 0,1...5 m/s (Personen, aber auch Gegenstände wie Einkaufswagen, Fahrzeuge etc.) innerhalb des definierten Erfassungsbereiches. Nicht erkannt werden somit Personen sowie Gegenstände, die sich nicht bewegen. Die Schaltungstechnik solcher Sensoren ist nicht trivial, denn neben der HF-Technik kommen noch weitere Anforderungen hinzu: Störsignale von Fluoreszenzleuchten, Mobiltelefonen, Funkgeräten, Regen, Schnee usw. müssen ausgefiltert werden, um ein konstantes, gleichmäßiges Ansprechverhalten zu gewährleisten.

In Deutschland sind die folgenden Frequenzbereiche für Radarsensoren festgelegt:

2,4 – 2,48 GHz	9,2 – 9,5 GHz
13,4 – 14,0 GHz	24,0 – 24,25 GHz
61,0 – 61,5 GHz	122 – 123 GHz
244 – 246 GHz	

Mikrowellen verhalten sich aufgrund ihrer kleinen Wellenlänge (z. B. 12 mm bei 24 GHz) ähnlich wie Licht, das heißt, es gibt Effekte wie Beugung, Totalreflexion, Ablenkung, Interferenz etc. Beim Radar geht man davon aus, dass das ausgesendete Signal an einem Objekt diffus gestreut wird und ein Teil des Signals wieder zurück zum Sender reflektiert wird. Die Stärke dieser Reflexion hängt von Beschaffenheit und Material des Objekts ab. Betrachten wir nun die empfangene Signalleistung nach diffuser Reflexion an einem Objekt, so berechnet sich diese nach der sogenannten Radargleichung:

$$\frac{P_E}{P_S} = \frac{g^2 * \lambda^2 * \sigma}{(4\pi)^3 * D^4}$$

Dabei ist P_E die Leistung des empfangenen Signals, P_S die Sendeleistung, g der Antennengewinn, λ die Wellenlänge des Sendesignals, σ der Rückstreuquerschnitt eines Objekts und D der Abstand zwischen Radarsensor und Objekt. Die Empfangsleistung ist also umgekehrt proportional zur vierten Potenz des Abstandes. Der Rückstreuquerschnitt ist frequenzabhängig und beträgt bei 24 GHz für einen Menschen etwa einen halben Quadratmeter und für ein Auto je nach Ausrichtung ein bis 5 Quadratmeter.

Im Gegensatz zu den IR-Detektoren arbeiten Radar-Bewegungsmelder auch durch Materialien bestimmter Beschaffenheit hindurch, können also „unsichtbar“ angebracht werden. Da sie ausschließlich auf Bewegung reagieren, können sie auch dort eingesetzt werden, wo IR-Sensoren unter Fehlschaltungen leiden, beispielsweise zur Steuerung von Eingangstüren (z. B. würde starke Sonne den IR-Sensor „blind“ werden lassen). Radar-Sensoren kann man auch auf ganz bestimmte Geschwindigkeitsbereiche einstellen. Es gibt aber Situationen, in denen diese Technik überfordert ist. Begeht eine Person die automatische Tür und bleibt kurz vor den sich öffnenden Türflügeln bewegungslos stehen, so kann der Radar-Bewegungsmelder die Person nicht mehr erkennen und die Tür schließt nach Ablauf der eingestellten Offenhaltezeit – und schon rumst es gewaltig, wenn die Person ihren Weg fortsetzt.

Die folgende Tabelle zeigt die Mikrowellen-Empfindlichkeit einiger Materialien:

Schaumstoff:	hervorragende Durchstrahlung, keine messbare Dämpfung
Kunststoffe:	sehr gute Durchstrahlung, Dämpfung 0,5 – 3 dB
Trockenes Holz:	gute Durchstrahlung
Nasses Holz:	Dämpfung bis zu 10 dB
Trockene Kleidung:	gute Durchstrahlung, kaum Dämpfung
Nasse Kleidung:	Dämpfung bis zu 20 dB
Regen:	Dämpfung bis 6 dB
Eis:	Dämpfung ca. 10 dB
Lebewesen (Menschen, Tiere):	keine Durchstrahlung, Beugung, Absorption, Reflexion
Metall:	keine Durchstrahlung, volle Reflexion
Wasser:	keine Durchstrahlung, volle Absorption

Sollen bewegte Objekte erfasst werden, ist das **CW-Doppler-Radar** die einfachste und beste Lösung. Die von einem Sender ausgesandten Wellenfronten treffen auf ein bewegtes Objekt. Dabei werden die Wellenfronten des Sendesignals je nach Bewegungsrichtung gestaucht oder gedehnt, was sich als Frequenzverschiebung äußert. Das reflektierte Signal wird in einem Mischer im Sensor durch (subtrahierende) Mischung mit dem unverfälschten Sendesignal als sinusähnliches Zwischenfrequenzsignal ausgewertet. Die Geschwindigkeitskomponente des Objekts in Richtung auf den Sensor ist nach der folgenden Formel berechenbar:

$$v = \frac{c}{2f_0 * f_d * \cos \varphi}$$

Wobei f_d die Differenzfrequenz, f_0 die Sendefrequenz, v die Geschwindigkeit des Objekts, c die Lichtgeschwindigkeit sind und $\cos \varphi$ der Winkel zwischen der Verbindungsgeraden Sensor-Objekt und der Bewegungsrichtung des Objekts ist. Setzt man für die Sendefrequenz 24 GHz ein, ergibt sich als Faustformel:

$$f_d = 44 \frac{\text{Hz}}{\text{km/h}}$$

Damit kann die zu erwartende Dopplerfrequenz und folglich der Durchlassbereich eines nachfolgenden Verstärkers bestimmt werden. Bei Personendetektion wählt man beispielsweise 300 Hz als obere Frequenzgrenze der Auswerteschaltung, was einer Geschwindigkeit von knapp sieben km/h entspricht. Will man dagegen Autos registrieren (Belegungsmelder bei Autobahnfahrspuren) sollte man ca. 10 kHz (220 km/h) wählen.

Die Geschwindigkeit eines Objekts kann also über die Messung der Dopplerfrequenz direkt ermittelt werden, wobei der Winkel der Bewegung berücksichtigt werden muss.

Durch die Verwendung zweier, um 90° oder eine viertel Wellenlänge gegeneinander phasenverschobener Mischer (I = Inphase und Q = Quadrature phase) kann zusätzlich Information über die **Bewegungsrichtung** erlangt werden. Etliche Sensoren bieten diese beiden Ausgänge.

Steht die Messung der **Entfernung** eines ruhenden oder auch bewegten Objektes im Vordergrund, bietet sich das Pulsradar an. Hier wird die Zeit gemessen, die zwischen dem Aussenden eines kurzen Sendeimpulses und dem Eintreffen des reflektierten Impulses vergeht. Da sich der Impuls mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet und die Distanz Sensor-Objekt zweimal durchläuft, erfährt ein Puls zum Beispiel eine Verzögerung von 6 ns bei einem Abstand von einem Meter. Objekte im Nahbereich lassen sich daher nur aufwendung detektieren. Die Geschwindigkeit kann übrigens durch Bildung der zeitlichen Ableitung ds/dt aus mehreren aufeinander folgenden Messungen errechnet werden.

Ein anderes Verfahren zur Detektion unbewegter Ziele ist das FMCW-Radar (Frequency-Modulated-Continuous-Wave). Dabei wird im Gegensatz zum Pulsverfahren kontinuierlich ein elektromagnetisches Signal gesendet, dessen Frequenz aber zeitabhängig verändert wird (meist sägezahnförmig). Durch die Laufzeitverzögerung haben reflektiertes und empfangenes Signal unterschiedliche Frequenzen, woraus sich die Entfernung D ermitteln lässt:

$$D = \frac{c * T * f_d}{2 * \Delta f}$$

Dabei sind f_d die Differenz-Frequenz, Δf der Frequenzhub, T die Sägezahn-Periodendauer und c die Lichtgeschwindigkeit. Auf 24 GHz bezogen, wo max. 250 MHz Frequenzhub möglich sind, lässt eine Auswertung nur eine minimale Entfernungsmessung bis auf 2 ... 3 m zu. Dafür besitzt dieses Radar einen großen Entfernungseindeutigkeitsbereich, da T sehr hoch gewählt werden kann.

Anstatt die Frequenz wie beim FMCW-Radar kontinuierlich zu verändern, kann man auch zwischen zwei Werten im Abstand von einigen zig MHz springen. Durch den Phasenvergleich der zwei niederfrequenten Spannungen kann auf die Entfernung des Objekts geschlossen werden, während die (Doppier)-Frequenz die Geschwindigkeit liefert.

Technisch waren bis vor Kurzem die meisten Systeme relativ ähnlich aufgebaut. Mittels einer Oszillatorschaltung und einer Gunn-Diode wird das Radarsignal erzeugt. Ein Mischer-Modul verknüpft Originalsignal und reflektierte Radarwellen. Heraus kommt die Differenzfrequenz. Das Prinzip lässt sich beispielsweise am Radarmodul HFMD24 (Siemens) zeigen. Dieses Modul besitzt vier Anschlüsse:

- Pin 1: Masse
- Pin 2: Ausgang V_{D1}
- Pin 3: Ausgang V_{D2}
- Pin 4: +12 V

Die Signale V_{D1} und V_{D2} sind gegeneinander phasenverschoben. Nähert sich ein Objekt, ist $\phi_2 - \phi_1 \geq 0$, entfernt es sich, ist $\phi_2 - \phi_1 \leq 0$. Die Spannung an beiden Ausgängen liegt je nach Größe und Entfernung des Objekt zwischen 0...40 mV. Die Reichweite des Moduls beträgt 5...8 m. Für die Auswertung sollten beide Ausgangskanäle getrennt gefiltert und verstärkt werden. Erst dann bildet man die Differenz und wertet das Signal aus.

Bild 11.8 zeigt einen möglichen Ansatz unter Verwendung eines Vierfach-OPV (LM324, CA324, ICL7641 o.ä.). Die erste Stufe nach dem Sensor stellt ein Tiefpass-Filter dar, das die interessanten Frequenzen herausholt. Danach schließt sich eine Verstärkerstufe an. Das Ausgangssignal kann dann per Differenzverstärker (Richtung) und Komparator (Schaltschwelle) ausgewertet werden.

Inzwischen werden in der Handhabung wesentlich einfachere Halbleiter-Transceiver eingesetzt, die sich durch kleine Abmessungen, hohe Empfindlichkeit und damit universeller Einsetzbarkeit erfreuen. Der Transceiver besteht aus Sender, Empfänger und integriertem Mischer – wahlweise mit nur einem Ausgang oder einem I- und einem Q-Ausgang. Hersteller sind beispielsweise InnoSentT oder Hygrosens.

Auch wird von den Herstellern ein relativ einfacher Aufbau gewählt. Dabei wird im Empfänger ein Zwischenfrequenzbereich von nahezu 0 verwendet, was zwar den Dynamikbereich der Sensoren wegen relativ hohem trägernahen $1/f$ -Rauschen limitiert, aber recht einfache Auswerteschaltungen erlaubt. Bild 11.9 zeigt als Beispiel den Sensor RSM 1650 von Hygrosens. Man erkennt deutlich die beiden Antennengruppen von Sender und Empfänger. Es handelt sich um planare, sehr flache Anordnungen. Die einzelnen rechteckigen Strahler werden als „Patch“ bezeichnet. Durch geeignete Zusammenschaltung der Patches lassen sich gezielt Antennendiagramme erzeugen.

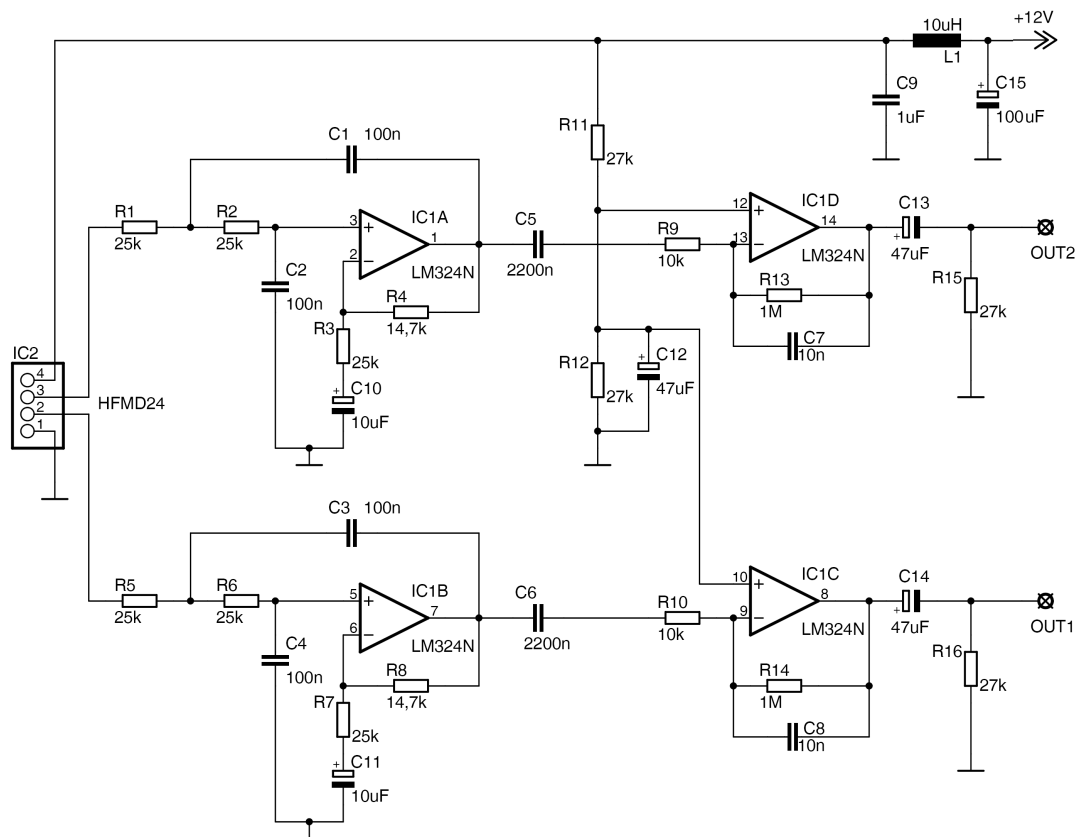


Bild 11.8: Ansatz für einen Radar-Detektor

An den Empfangsmischerausgängen sind NF-Vorverstärker integriert, was den/die Mischerausgänge entkoppelt und den Sensor gegenüber statischen Aufladungen unempfindlicher macht. Trotzdem sollte man bei der Montage Vorsicht walten lassen und keine leitenden Teile des Sensors berühren. Weiterhin erlauben die integrierten Verstärker bessere Abschirmung gegen Störeinstrahlung (EMV) und gute Anpassung von Verstärkung, Bandbreite und Verstärker-Qualität. Der Beispiel-Sensor RSM 1650 ist ein hochintegrierter Radarsensor mit Sende- und Empfangsteil und integrierten Antennen. Er benötigt lediglich eine positive Betriebsspannung von 3 V oder 5 V. Die hohe Empfindlichkeit des RSM 1650 ergibt sich, wie schon erwähnt, durch getrennte Sende- und Empfangszweige bzw. Antennen und den Einsatz eines Gegentakt-Mischers. Der Festfrequenzoszillator arbeitet im 24 GHz-ISM-Band. Er kommt ohne zusätzliche äußere Temperaturkompensation aus und hält die Vorgaben des Europäischen ETSI-Standards ein (CE-Zulassung). Er kann sich bewegende Menschen auf Entfernungen von 10 bis 12 m erfassen.

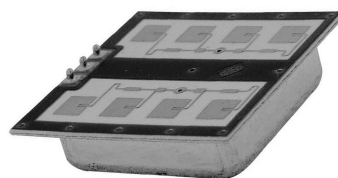


Bild 11.9: Radar-Halbleiter-Sensor von Hygrosens (ca. 20 mm x 20 mm Fläche)

Der Stromverbrauch des Sensors ist mit ca. 40 mA niedrig gegenüber früher verwendeter Sensoren mit GUNN-Elementen. Soll der Stromverbrauch weiter verringert werden, kann der Sensor durch Schalten der Versorgungsspannung getastet werden. Der Stromverbrauch erniedrigt sich dann um das Puls/Pause-Verhältnis. Allerdings sind dann etwaige Einschwingvorgänge am Mischerausgang zu beachten, sodass bei schnellerem Tasten mit einer Sample-and-Hold-Schaltung am Empfänger Ausgang gearbeitet werden muss. Beim Entwurf sollte auch immer auf die höchste vorkommende Grenzfrequenz begrenzt werden (Faustformel). Bei der Detektion von Menschen genügt ein zu

verstärkendes Frequenzband von 6 bis 600 Hz. Bei Anwendungen in Räumen ist bei Vorhandensein von Leuchtstoffröhren ein Kerbfilter bei 100 Hz einzufügen.

Um das detektierte Signal auszuwerten, muss der Anwender weitere Verstärkerstufen außerhalb des Sensors hinzufügen. Als Faustregel gilt, dass eine Verstärkung von 70 bis 80 dB benötigt wird, um Signale gerade noch nicht zu begrenzen, außer das Objekt befindet sich direkt vor dem Sensor. Es können sowohl invertierende, als auch nicht-invertierende Verstärkerschaltungen gewählt werden. Um die EMV-Anfälligkeit zu minimieren, sind niederohmige Werte für die Widerstände zu wählen, die die Verstärkung festlegen. Die Versorgungsspannung des Sensors muss auf jeden Fall geregelt und gefiltert sein. Eine Applikationsschaltung zeigt Bild 11.10.

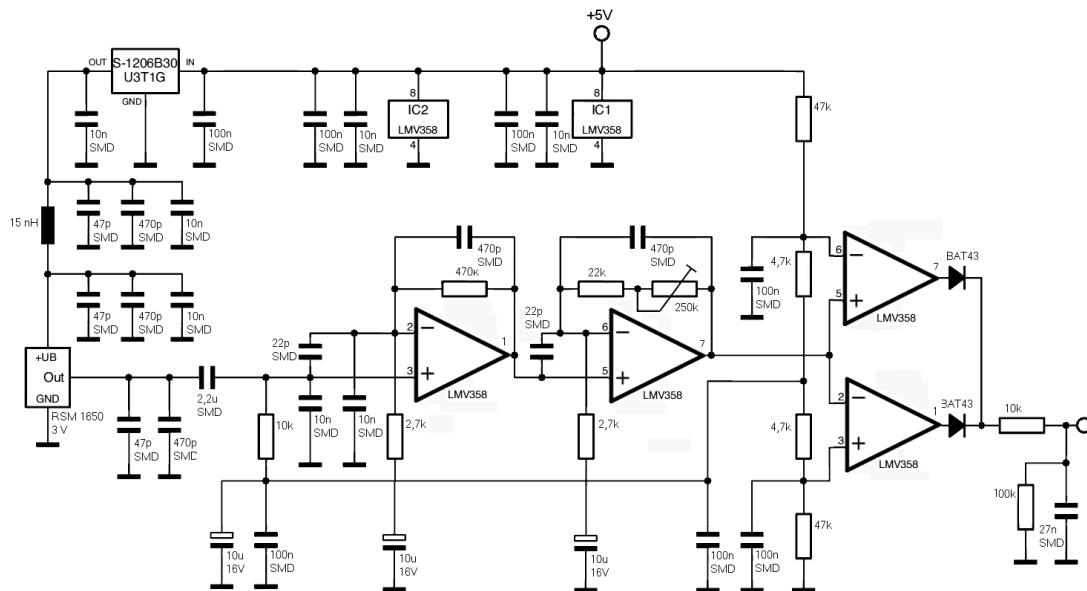


Bild 11.10: Schaltung zum RSM 1650 vom Hygorsens

Die Verstärkung übernehmen die beiden Verstärkerstufen von IC1. Das Dopplersignal wird gleichspannungsmässig entkoppelt dem nicht invertierenden Eingang der ersten Stufe zugeführt. Der Arbeitspunkt der Verstärker liegt auf halber Betriebsspannung. Während die Wechselspannung um den Faktor 101 (ca. 40 dB) verstärkt wird, erfolgt aufgrund des 10-Mikrofarad-Kondensators keine Gleichspannungsverstärkung. Dieser Kondensator legt auch die untere Grenzfrequenz fest. Der 470nF-Kondensator begrenzt die obere Grenzfrequenz und dient gleichzeitig zur Schwingneigungsunterdrückung. Das Ausgangssignal der ersten Stufe wird direkt auf den nicht invertierenden Eingang der zweiten, analog aufgebauten Stufe geführt. Die Verstärkung dieser Stufe ist mit Hilfe des Trimmers im Bereich von ca. 18 dB bis ca. 40 dB einstellbar (Empfindlichkeit).

Das Ausgangssignal der zweiten Verstärkerstufe wird direkt auf den mit IC 2 aufgebauten Fensterkomparator gegeben. Die Dimensionierung des Spannungsteilers bestimmt die Schaltschwellen des Fensterkomparators. Steigt das Signal an Pin 5 oberhalb der an Pin 6 anliegenden Spannung (Komparatorschwelle), wechselt der Ausgang Pin 7 nach HIGH. Der Ausgang Pin 1 wechselt nach HIGH, wenn die Spannung an Pin 2 unter die an Pin 3 anliegende Spannung abfällt. Über die beiden Dioden werden die Ausgangssignale „verodert“. Eine positive Flanke zeigt an, dass der Sensor eine Bewegung erkannt hat.

Komplettgeräte sind von vielen Herstellern erhältlich, bei ELV (<http://www.elv.de>) gibt es sogar einen einfachen Bausatz mit einem recht einfachen Radar-Sensor, der lediglich anzeigt, ob sich im Erfassungsbereich etwas bewegt. Und bei Conrad kann man die Hygrosens-Transceiver bekommen. Dort ist auch ein Modul mit Sensor und Auswerteschaltung erhältlich, das einen Open-Collector-Ausgang besitzt und nur noch mit Spannung versorgt werden muss (CON-RAD-MOD, Best.-Nr. 50 26 67, Bild 11.11).

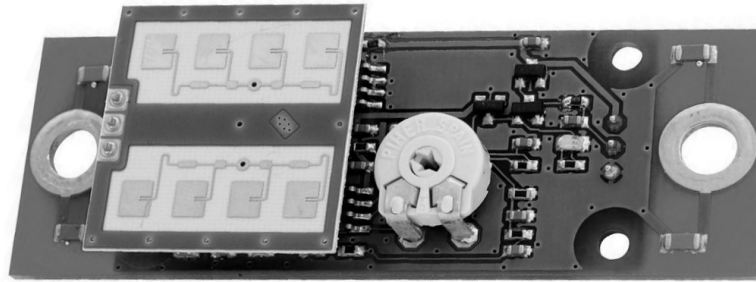


Bild 11.11: Radar-Sensormodul vom Hygrosens (www.hygrosens.com)

11.2 Thermoelektrische Sensorarrays

Passive Infrarotsensoren werden aufgrund des geringen Stromverbrauchs und niedrigen Preises immer mehr in der modernen Gebäudetechnik eingesetzt. Die Bewegungs- und Präsenzkontrolle stellt die Grundlage für intelligente Lichtsteuerungs-, Klima- oder Heizungsregelungskonzepte dar. Immer häufiger stellt sich die Frage, wie man Temperaturverteilungen von Objekten kontaktlos und kostengünstig messen kann oder wie man feststellt, ob sich irgendwelche Personen in einem Raum befinden. Die übliche Bewegungsmelder (pyroelektrosche Sensoren) können, wie der Name schon sagt, nur bewegte Objekte detektieren. Wenn aber der Rottweiler friedlich schlafend in seinem Körbchen liegt, ist er für solche Sensoren „unsichtbar“. Dass er trotzdem da ist, merkt man erst beim Betreten des Raums. Auch kann ein Bewegungsmelder nicht feststellen, wie viele Personen sich an ihm vorbei bewegen.

Wärmesensoren arbeiten nach dem Seebeck-Effekt, der das Auftreten thermoelektrischer Energie aufgrund der Temperaturdifferenz an den Kontaktstellen zwischen zwei verschiedenen Arten von Metall beschreibt. Man bildet eine Thermosäule (thermophile) durch eine miteinander verbundene Folge von Thermoelementen, bestehend aus N-leitendes Poly-Silizium, P-leitendes Poly-Si und Aluminium. Inzwischen ist es möglich, die Energieumwandlung mit hohem Wirkungsgrad und relativ hoher Geschwindigkeit zu erreichen.

Thermoelektrische Sensoren (Thermopile Sensors) bieten im Vergleich zu den Bewegungsmeldern wesentliche Vorteile, da auch statische Wärmestrahlung gemessen werden kann. Der Sensor ist in vielen Anwendungsgebieten wie Sicherheitstechnik, Medizintechnik bis zur industriellen Regelungs- oder Prozesstechnik einsetzbar.

11.2.1 Grid-Eye von Panasonic

Mit dem in Bild 11.12 gezeigten Thermopile-Array-Sensor „Grid-Eye“ von Panasonic lassen sich kompakte Lösungen zur berührungslosen Messung von Temperaturverteilungen realisieren. So bieten Thermopile-Array-Sensoren in der Gebäudetechnik wesentliche Vorteile, da auch statische Wärmestrahlung gemessen werden kann. Der Sensor besteht aus 64 Thermoelementen, die in einer 8-mal-8-Matrix angeordnet sind. Er ist in MEMS-Technik¹ gefertigt.

Im Gegensatz zu konventionellen Thermosensoren, mit denen man die Temperatur nur an einem bestimmten Kontaktpunkt messen kann, ist der Grid-EYE-Sensor in der Lage, die Temperatur eines gewissen Bereichs kontaktlos zu messen; es handelt sich also um einen kontaktlosen Thermopile-Array-Sensor. Die 64 Thermoelemente führen zu einer sehr präzisen Temperaturmessung; die integrierte Siliziumlinse ermöglicht ein Sichtfeld von 60 Grad. Es lassen sich kostengünstige und kompakte Lösungen zur berührungslosen Messung von Temperaturverteilungen realisieren. Da der Sensor auch die Temperatur eines Raumes messen kann, eignet er sich zudem zur Steuerung von Heizungs- und Klimaanlage, da er die Temperatur eines ganzen Bereichs berührungslos erfasst.

Das Grid-Eye verwendet eine I²C-Schnittstelle zur Kommunikation mit dem Controller, die eine Sampling-Rate von 1 oder 10 Bildern pro Sekunde ermöglicht. Es gibt unterschiedliche Versionen für 5 V oder 3,3 V Betriebsspannung – so ist keine Pegelumsetzung zum Prozessor hin notwendig. Ebenso sind mehrere Typen mit unterschiedlichen Temperaturbereichen lieferbar, der Temperaturbereich des Messobjekts kann so zwischen -20 °C und 100 °C liegen.

¹MEMS: Mikro Electro Mechanical Sensor

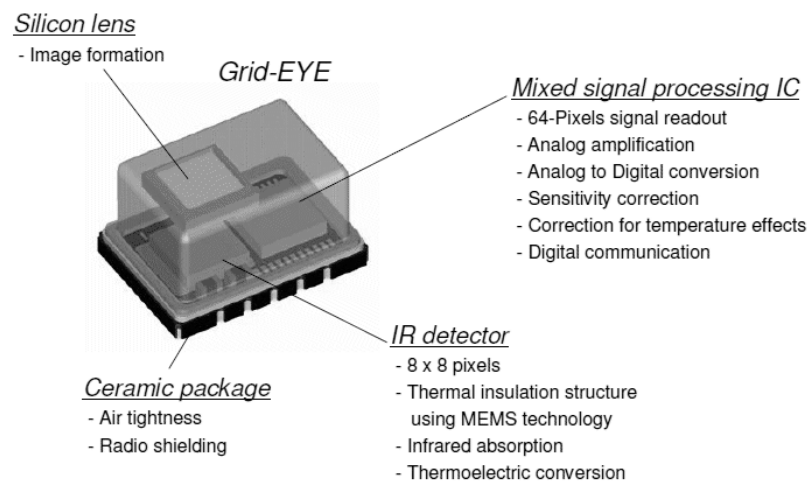


Bild 11.12: Der Thermopile-Array-Sensor Grid-Eye ist nur 11,6 mm x 4,3 mm x 8,0 mm groß

Im Vergleich zu den Thermopile-Sensoren oder den pyroelektrischen Sensoren mit nur einem Element bietet das Grid-EYE einige Vorteile, die in Tabelle 11.1 aufgelistet sind (Quelle: Panasonic):

Tabelle 11.1: GridEYE im Vergleich

Typ bzw. Detektion	Bewegtes Objekt	Statisches Objekt	Bewegungsrichtung	Temperaturmessung	Thermografie
Pyroelektrischer Sensor	X	–	–	–	–
Thermopile-Sensor (ein Element)	X	–	–	X	–
Grid-EYE	X	X	X	X	X

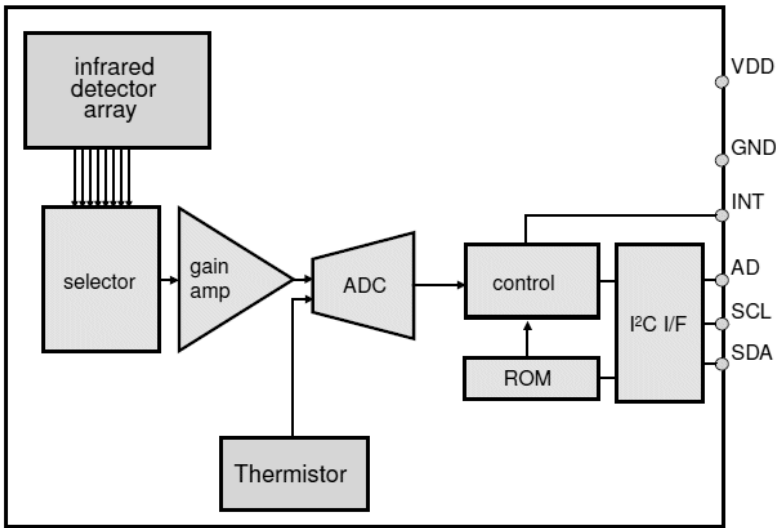


Bild 11.13: Der innere Aufbau des Grid-Eye (Quelle: Panasonic-Datenblatt)

Der Sensor kennt verschiedene Betriebszustände: Sleepmodus (ca. 0,2 mA Stromaufnahme), Normalmodus (0,8 mA) und Standardmodus (4,5 mA). Dadurch kann eine individuelle Leistungsoptimierung während des Betriebs realisiert werden. Zusätzlich hat das Grid-EYE Interruptfunktionen, es erlaubt die Anpassung der Ausleserate (10 oder 1 Bilder/s) und besitzt einen internen Verarbeitungsalgorithmus der Messwerte, der gleitende Mittelwerte berechnet. Mit Hilfe eines internen Thermistors kann zudem die Bauteiltemperatur ausgelesen werden. Bild 11.14 zeigt die interne Struktur des Schaltkreises.

Das Grid-EYE liefert die Daten von Thermistor und Thermophile-Array als 12-Bit-Werte in zwei aufeinanderfolgenden Bytes ab. Gemessen wird in Schritten von 0.25 Grad Celsius. Um den 12-Bit-Wert

auf 16 Bit (Short Integer) zu expandieren, muss ggf. das Vorzeichen expandiert werden. Das geschieht, indem man das Vorzeichen des zwölften Bits, also dem vierten Bit des oberen Bytes untersucht:

```
...
/* zwei Bytes in den Puffer einlesen */
length = i2c_read(Address, rxBuffer, 2);
lovalue = rxBuffer[0];
hivalue = rxBuffer[1];
/* Vorzeichen expandieren */
if (hivalue & 0b00001000) hivalue |= 0b11111000;
/* 16-Bit-Wert */
rawvalue = hivalue << 8 | lovalue;
/* Umrechnen in Grad Celsius */
floatvalue = 0.25 * rawvalue;
...
```

Zum Lesen des Thermistors sendet man 0x0E an das Grid-Eye und liest dann den Wert entsprechend dem obigen Schema ein. Dieser Wert ist exakter als jener des Arrays, hier werden 1/16-Grad-Schritte gemacht. Daher muss der 12-Bit-Integerwert mit $1/16 = 0,0625$ multipliziert werden, um die Temperatur zu erhalten. Das folgende Listing veranschaulicht das Vorgehen:

```
#define Address 0b1101000
...
uint8_t rxBuffer[128];
uint8_t txBuffer[8];
uint8_t tmp, res;
int raw;
float result;
...

/* Lesen des Thermistor-Wert */
txBuffer[0] = 0x0E;
res = i2c_write(Address, txBuffer, 1, 0);
/* zwei Bytes in den Puffer einlesen */
res = i2c_read(Address, rxBuffer, 2);
tmp = rxBuffer[1]; /* hivalue */
/* Vorzeichen expandieren */
if (tmp & 0b00001000) tmp |= 0b11111000;
/* 16-Bit-Integer erzeugen */
raw = (tmp << 8) | rxBuffer[0];
/* Temperatur in Grad Celsius berechnen */
result = raw * 0.0625;
...
```

Das Auslesen des Thermophile-Arrays erfolgt prinzipiell nach dem gleichen Schema, nur dass hier 64 Werte anfallen und die Schrittweite der Temperaturwerte diesmal nur 1/4 Grad beträgt. Das Kommando zum Auslesen hat den Wert 0x80. Es muss auch ein Block von 64 Werten (128 Bytes) in einem Befehl ausgelesen werden, weil man beim einzelnen Lesen der Werte eventuell Ergebnisse zweier aufeinanderfolgenden Messungen bekommt. Im folgenden Listing ist die Programmierung skizziert:

```
#define Address 0b1101000
...
uint8_t rxBuffer[128];
uint8_t txBuffer[8];
uint8_t tmp, res;
int i, raw;
float result;
...

/* Lesen der Array-Werte */
txBuffer[0] = 0x80;
res = i2c_write(Address, txBuffer, 1, 0);
/* 128 Bytes in den Puffer einlesen */
res = i2c_read(Address, rxBuffer, 128);

/* Schleife ueber alle Daten */
i = 0;
while (i < 64)
{
    tmp = rxBuffer[i]; /* hivalue */
    /* Vorzeichen expandieren */
    if (tmp & 0b00001000) tmp |= 0b11111000;
    /* 16-Bit-Integer erzeugen */
    raw = (tmp << 8) | rxBuffer[i+1];
    result = raw * 0.25;
    i++;
}
```

```

raw = (tmp << 8) | rxBuffer[i + 1];
/* Temperatur in Grad Celsius berechnen */
result = raw * 0.25;
/* Wert ausgeben */
printf("%6.2d ", result);
/* Schleifenindex erhöhen */
i = i + 2;
/* Newline nach acht Werten */
if ((i % 16) == 0) printf("\n");
}
...

```

Abhängig von den Temperaturwerten könne man nun ein sehr grobes Wärmebild der abgetasteten Fläche erzeugen, wie dies im Bild 11.14 angedeutet ist. Mehrere aufeinanderfolgende Abtastungen erlauben dann das Erstellen eines Bewegungsprofils der Wärmequellen.

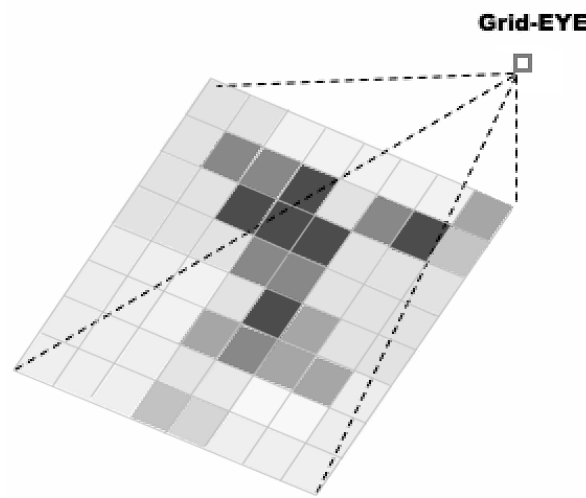


Bild 11.14: Raumüberwachung mit dem GridEye (Quelle: Panasonic-Flyer)

Um Muster zu bekommen musste ich extra ein Papier unterschreiben, dass ich den Chip nicht für militärische Zwecke oder vergleichbare Einsatzmöglichkeiten verwenden werden (Stichwort „dual-use“). Aus meiner Sicht eine doch für die Leistung und den von Panasonic beworbenen Einsatzzweck etwas übertriebene Massnahme. Immerhin bekommt man so eine sehr preiswerte Wärmebildkamera mit 64 Pixel Auflösung.

11.2.2 Omron D6T MEMS Infrarot-Wärmesensor

Etwas später hat die Firma Omron mit einem eigenen Sensor nachgezogen. Das Funktionsprinzip des D6T basiert – wie das Grid-Eye – auf der Erkennung von Infrarotstrahlung. Der Sensor eignet sich damit genauso für die Personenerkennung und erfasst auch sich nicht bewegende Objekte. Wie der oben beschriebene Sensor gibt der D6T Temperaturdaten aus und erlaubt die Überwachung eines ganzen Bereichs. Im Gegensatz zum Grid-Eye gibt es beim D6T zwei Varianten:

- Der Liniensensor besteht aus einer Zeile von acht nebeneinanderliegenden Zellen für einen schmalen Überwachungsbereich. Er überblickt in X-Richtung einen Winkel von ca. 63 Grad und in Y-Richtung 6 Grad.
- Der zweite Sensor hat eine Matrix von $4 \times 4 = 16$ Pixeln. Er kann in X- und Y-Richtung ca. 45 Grad überblicken. Die Auflösung ist hier also geringer als beim Panasonic-Sensor.

Dafür ist die Temperaturabstufung mit 0,14 Grad feiner. Auch der D6T kommuniziert über den I²C-Bus mit dem angeschlossenen Controller. Die Miniaturplatine (Bild 11.15) ist recht klein (18 mm x 14 mm x 6,3 mm) und verfügt über einen Steckkontakt für Stromversorgung und Bus.

Dank der kompakten Größe und der guten Empfindlichkeit ist der D6T oft ein geeigneter Ersatz für Videoüberwachungskameras, beispielsweise bei Sicherheitsanwendungen oder der Patientenüberwachung. Die interne Beschaltung begrenzt Fehlalarmen durch äußere Einflüsse und



Bild 11.15: Der Omron D6T MEMS-Infrarot-Wärmesensor

Hintergründe. Der D6T ist zudem auf die Wärmesignatur menschlicher Wellenlängen abgestimmt und gegen andersartige Wärmequellen nicht so empfindlich. So kann er nicht mit einer Infrarot-Fernbedienung „ausgetrickst“ werden. Die Reichweite liegt bei etwa 5 m. Die exakten Infos können Sie dem Datenblatt entnehmen.

Die Technologie hinter Omrons thermischem Sensor D6T kombiniert eine MEMS-basierte Mikrospiegelstruktur für die effiziente Erkennung von Infrarotstrahlung mit einer Siliziumlinse, die die Strahlung auf die Thermosäulen richtet. Spezielle ASICs nehmen dann die notwendigen Berechnungen vor und wandeln die Sensorsignale für die digitale Ausgabe um. Die Genauigkeit liegt betragsmäßig bei 1,5 Grad Celsius. Der Baustein besitzt eine hohe Störfestigkeit.

Der Baustein liefert die Temperaturwerte als 16-Bit-Ganzzahlen. Bei einer Abfrage erhält man zuerst die Referenztemperatur des Bausteins, danach acht oder 16 Werte der Zellen und abschließend ein Byte mit einer CRC-Prüfinfo. Auch hier werden alle Daten in einem Durchgang gelesen ($2 + 16 \cdot 2 + 1 = 35$ Bytes). Die Abfrage gestaltet sich somit noch einfacher als beim Grid-Eye², wie folgendes Beispiel zeigt:

```
#define Address 0x0A
...
uint8_t rxBuffer[35];
uint8_t txBuffer[8];
uint8_t tmp, res;
int i, raw;
float result;
float tPTAT;
...

/* Lesen der Array-Werte */
txBuffer[0] = 0x4C;
res = i2c_write(Address, txBuffer, 1, 0);
/* 35 Bytes in den Puffer einlesen */
res = i2c_read(Address, rxBuffer, 35);
/* Umgebungstemperatur */
tPTAT = (readbuff[1] << 8) | readbuff[0];
tPTAT = raw * 0.1;
/* Schleife ueber alle Daten der 4x4-Matrix */
i = 2;
while (i < 35)
{
    /* 16-Bit-Integer erzeugen */
    raw = (rxBuffer[i + 1] << 8) | rxBuffer[i];
    /* Temperatur in Grad Celsius berechnen */
    result = raw * 0.1;
    /* Wert ausgeben */
    printf("%6.2d ", result);
    /* Newline nach 4 Werten */
    if ((i % 8) == 0) printf("\n");
    /* Schleifenindex erhoeihen */
    i = i + 2;
}
...
```

²Die Byte-Order ist jedoch genau andersherum.

Das zweite Programmbeispiel ist für den Arduino-Controller. Ich habe es bei meinen Recherchen zum D6T im Internet gefunden. Auch die Application Note von Omron enthält etwas Code. Bild 11.16 fasst die Eigenschaften der Bausteine nochmals zusammen. Dort sieht man auch, dass Omron noch einen Sensor mit 256 Pixeln plant.

```
#include <Wire.h>
#include <WireExt.h>

#define D6T_addr 0x0A
#define D6T_cmd 0x4C

int rbuf[35];
float data[16];
float t_PTAT;

void setup()
{
  Wire.begin();
  Serial.begin(9600);
  Serial.flush();

  pinMode(17,OUTPUT);
  digitalWrite(17,HIGH);
  pinMode(16,OUTPUT);
  digitalWrite(16,LOW);
}

void loop()
{
  int i;

  if (Serial.available() > 0)
  {
    int inByte = Serial.read();
    Wire.beginTransmission(D6T_addr);
    Wire.write(D6T_cmd);
    Wire.endTransmission();

    if (WireExt.beginReception(D6T_addr) >= 0)
    {
      i = 0;
      for (i = 0; i < 35; i++)
      { rbuf[i] = WireExt.get_byte(); }
      WireExt.endReception();
      t_PTAT = (rbuf[0]+(rbuf[1]<<8))*0.1;
      for (i = 0; i < 16; i++)
      { data[i] = (rbuf[(i*2+2)] + (rbuf[(i*2+3)]<<8))*0.1; }

      for (i = 0; i < 16; i++)
      {
        Serial.print(data[i]);
        Serial.print(" ");
      }
      Serial.println();
    }
  }
}
```

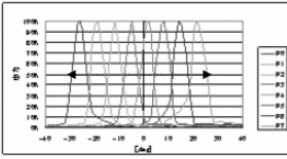
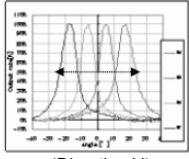
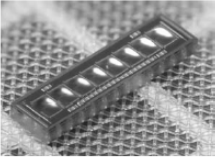
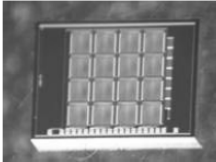
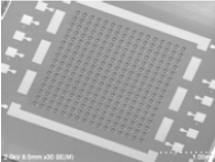
Chip	1x8 array	4x4 array	16x16 array
Product	D6T-8L-06	D6T-44L-06	TBD
Status	• Sample Available • Mass production	• Sample Available • Mass production	• Under development
Field of view	X:62.8° Y : 6.0°  (Direction X)	X:44.2° Y : 45.7°  (Direction Y)	
Photo			

Bild 11.16: Übersicht der Omron D6T MEMS-Infrarot-Wärmesensoren (Quelle: Omron)

Sonstige Sensoren

12.1 Rauchmelder (nicht optisch)

Optische Rauchmelder wurden bereits in Kapitel 2.4 auf Seite 28 behandelt. Neben den optischen Systemen gibt es noch einige andere Verfahren, Rauchgase zu detektieren:

- Bei **Ionisations-Rauchmeldern** wird die Luft zwischen zwei unter Gleichspannung liegenden Elektroden mit einer schwachen radioaktiven Strahlungsquelle (Alpha-Strahler) ionisiert, d. h. leitend gemacht. Infolge dieser Ionisation fließt in der Messkammer ein geringer Strom. Beim Eintreten von Rauchpartikeln in die Messkammer lagern sich Ionen an die Rauchpartikel an, was den Stromfluss vermindert. Das Signal des Ionisationsrauchmelders ist proportional zur Anzahl der Rauchpartikel, die sich in der Messkammer befinden. Die radioaktive Strahlung ist hier sehr gering, die erzeugte Alpha-Strahlung kann bereits durch ein normales Blatt Papier problemlos abgehalten werden. Jedoch werden Rauchmelder dieser Art nur noch in Sonderfällen eingesetzt.
- Ein **Wärmedifferenzialmelder** verwendet einen Bimetall-Schalter. Sobald sich die Temperatur stark erhöht biegt sich das Metall in eine bestimmte Richtung und der Kontakt wird unterbrochen. Dadurch wird der Alarm ausgelöst.
- Der **Brandgasmelder** misst ständig den Anteil von Kohlenstoffmonoxid, Kohlenstoffdioxid oder anderen Verbrennungsgasen in der Luft (Gassensor, siehe auch Kapitel 9). Wird ein festgelegter Grenzwert überschritten, löst der Melder Alarm aus. Durch diese Technik kann so ein Melder auch in warmen, staubigen und rauchigen Räumen eingesetzt werden.
- **Flammenmelder** nutzen meist Infrarot- und Ultravioletsensoren, die das Spektrum einer Flamme erkennen und so bei Flammenausbruch alarmieren. Um einen Fehlalarm, beispielsweise durch eine defekte Leuchtstoffröhre oder einen Fotoblink zu vermeiden, setzt man in der Regel mehrere Sensoren ein.
- **Lineare Wärmemelder** werden meist in Tunneln eingesetzt. Sie bestehen aus einem Kabel das sich an der Decke des Tunnels entlang zieht. Durch das Kabel fließt ein konstanter Strom. Sobald jedoch die Temperatur stark ansteigt, verringert sich durch die Wärme der Widerstand des Kabels und damit steigt die Stromstärke. Die Messeinheit am Ende des Kabels registriert dies und alarmiert so ab einem bestimmten Wert.

12.2 Niederschlagsmesser

Ein Niederschlagsmesser oder Regenmesser ist ein Instrument zur Messung des in einem bestimmten Zeitintervall fallenden Niederschlags. Dabei wird oft auch der Schneefall erfasst, sofern das System beheizbar ist.

Einfache analoge Niederschlagsmesser für den Heimbedarf sind nach oben offene, zylindrische Gefäße, die mit einer Skala versehen sind. Die Einfallsöffnung besitzt häufig die Form eines Trichters, um eine größere Niederschlagsmenge einzufangen bzw. den Einfluss der Verdunstung zu verringern. In der professionellen Meteorologie wird häufig der Niederschlagsmesser nach Hellmann verwendet. Er besteht aus Edelstahl oder Zinkblech und hat eine, von einem scharfkantigen Messingring begrenzte, Auffangfläche von 200 Quadratzentimeter. Die Niederschläge gelangen durch einen Trichter in einen Sammelbehälter im Unterteil des Niederschlagsmessers, der weitgehend vor Verdunstung geschützt ist.

Automatische Niederschlagsmesser verwenden meist einen Kipplöffel oder eine Kippwaage (Wippe). Das Prinzip des Wippen-Regensammlers ist denkbar einfach: Das ablaufende Niederschlagswasser wird auf eine Wippe geführt. Jede Seite der Wippe ist so gestaltet, das sie ein genau definiertes Volumen (z. B. 2 ml) aufnehmen kann, bevor sie kippt. Die Kippungen der Wippe werden elektronisch gezählt – meist berührungslos mit Magnet und Hall-Sensor (Bild 12.1). Ein Kippvorgang entspricht somit 0,1 mm Niederschlag, daher können auch kleinste Regenmengen registriert werden. Der Regensammler muss von Erschütterungen (auch kräftige Windstöße) geschützt werden und daher gut befestigt sein. Fehler bei der Messung von geringem Niederschlag können im Sommer bei hoher Temperatur entstehen, da der Niederschlag sehr schnell verdunstet, sobald er auf die Auffangfläche trifft. Auch wenn die Auffangfläche verunreinigt ist, können Tropfen daran hängen bleiben. Die Messgenauigkeit liegt bei etwas 2 Prozent.

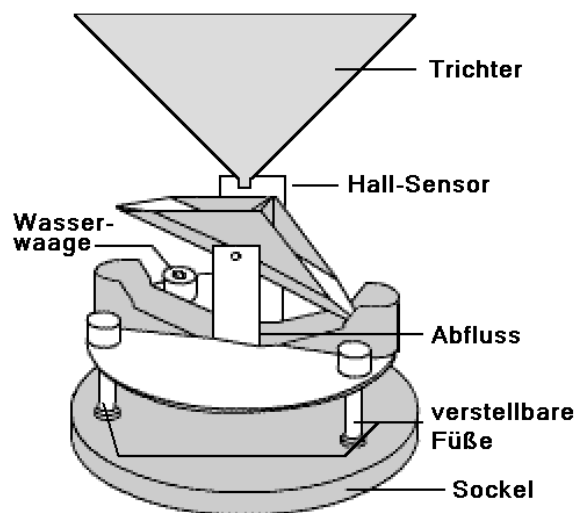


Bild 12.1: Schema des Wippen-Regensammlers

In jüngerer Zeit verwendet man auch das Wägeprinzip. Hier gelangt der Niederschlag in eine Aufgangschale, die sich auf einer empfindlichen Waage befindet. Der Vorteil des Systems ist, dass hier eine Heizvorrichtung entfallen kann, da auch feste Niederschläge sofort gemessen werden können und nicht erst geschmolzen werden müssen. Ein ebenfalls jüngerer Messprinzip ist die per Ultraschall gemessene Anzahl und Größe der Regentropfen, Hagelkörner oder Schneeflocken.

Das folgende Prinzip eines Regenmessers beruht auf kommunizierenden Röhren: Durch ein U-förmig gebogenes Rohr fließt eine Flüssigkeit von einem niedrigen Niveau zu einem niedrigeren Niveau über ein drittes Niveau, das höher als die beiden anderen Niveaus liegt. Der Siphon eines Waschbeckens arbeitet nach dem gleichen Prinzip. Der hier verwendete Regensensor-Siphon kommt ohne bewegliche Teile aus, misst dafür in größeren Einheiten. Er besteht aus einem U-Rohr mit relativ kleinem Durchmesser (5 - 10 mm). Dieses U-Rohr taucht in ein unten verschlossenes Rohr mit größerem Durchmesser, auf dem der Trichter zum Auffangen des Niederschlags sitzt. Bild 12.2 zeigt schematisch die Konstruktion.

Durch den Boden des äußeren Rohrs wird der U-Bogen des Siphons geführt. Fällt Niederschlag in den Trichter, steigt der Wasserstand im Messgefäß. Erreicht der Wasserstand die höchste Stelle des U-Bogens, strömt das Wasser in den darunter liegenden Abfluss. Das Messgefäß wird jetzt bis auf einen Rest entleert. Die Wassermenge, die aus dem Messgefäß abfließt, ist stets in etwa gleich. Um die aufgefangene Wassermenge zu bestimmen, muss nur die Anzahl der Entleerungen registriert und mit der Ablaufmenge multipliziert werden.

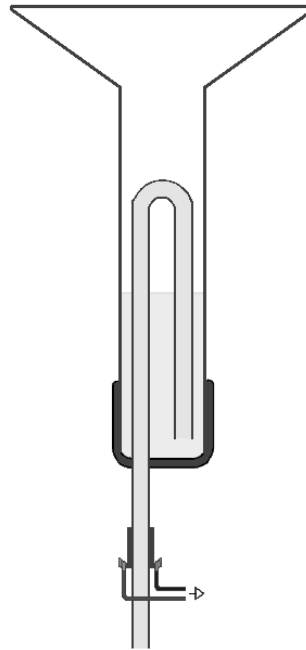


Bild 12.2: Schema des Siphon-Regensammlers

Da die Ablaufmenge selbst nicht registriert werden muss, sondern nur die Tatsache, dass der Siphon sich entleert, kann man das Ablaufrohr optisch oder kapazitiv abtasten. Der Datenlogger empfängt nur einen Impuls je „Überlauf“. Wie man das vorbeiströmende Wasser registrieren kann, wird bei den Fotosensoren im Abschnitt 2.5.4 auf Seite 33 und bei den kapazitiven Sensoren in Abschnitt 7.2 auf Seite 91 erläutert. Bei der Messung ist zu berücksichtigen, dass auch nach der Entleerung Wassertropfen das U-Rohr hinablaufen können. Man muss gegebenenfalls zwischen langen Impulsen (Ablauf) und kurzen Impulsen (Tropfen) unterscheiden oder zwei Messpunkte übereinander anbringen: Nur wenn beide Messpunkte Wasser registrieren, handelt es sich um einen Zählvorgang.

12.3 Erschütterungssensor

Der LDTM-028K des Sensor-Spezialisten MEAS (Measurement Specialties, www.meas-spec.de) ist ein Erschütterungs- und Vibrationssensor. Er besteht aus einer 28 Mikrometer dicken piezoelektrischen PVDF-Polymerfolie mit Silber-Elektroden, die auf eine 0,125 mm starke Polyesterfolie laminiert ist. Auf der einen Seite stellen zwei Lötflächen die elektrischen Anschlüsse her, auf der anderen befindet sich eine Hohlbuchse, an der ein Gewicht oder ein Pendel angeschraubt werden kann. Bild 12.3 zeigt den Sensor und ein schematisches Schnittbild.

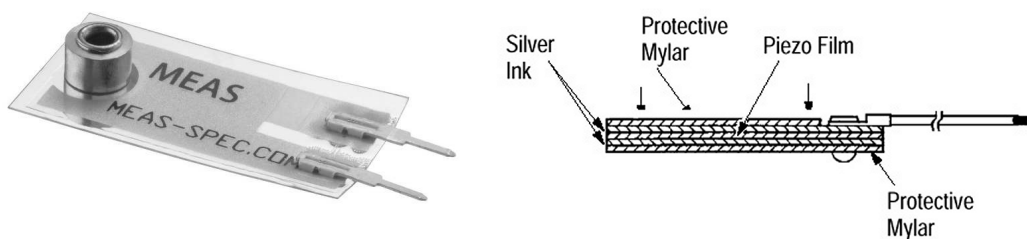


Bild 12.3: Erschütterungssensor LDT1-028K von MEAS

Wird das Piezo-Sensorelement gebogen oder gerät es durch mechanische Schwingungen in Biegebewegungen, gibt es eine Spannung ab, die im Bereich von bis zu 70 V liegen kann. Bei schwachen Biegebewegungen bewegen sich die Sensorspannungen jedoch nur um einiger Millivolt. Die Impedanz des Sensors ist recht hoch, minimal 1 M Ω , in Normalfall bis zu 10 M Ω . Das Ausgangssignal muss daher etwas verstärkt werden. Wenn der Sensor direkt ausgelenkt wird, so wirkt er wie ein

flexibler, kontaktloser Schalter, und die erzeugte Ausgangsspannung ist ausreichend, eine MOSFET- oder CMOS-Stufe direkt anzusteuern.

Beim Einsatz als Schwingungssensor wird ein nachgeschalteter Operationsverstärker benötigt. Durch Anbringen von zusätzlichem Gewicht oder durch Anschraube eines Pendels wird die Empfindlichkeit für Schwingungen und Vibrationen erhöht – speziell bei niedrigen Frequenzen. Ohne zusätzliche Masse liegt die Resonanzfrequenz¹ des Sensors bei ca. 180 Hz, mit 1 g zusätzlicher Masse nur noch bei 40 Hz. Gleichzeitig steigen mit zunehmender Masse der Basispegel („Grundrauschen“ und die Maximalspannung.

Beim Einsatz des Sensors als flexiblen Schalter/Taster genügt eine Auslenkung von 2 mm an der Spitze, um eine Spannung von etwa 7 V zu erhalten. Bei 10 mm Auslenkung sind es bereits 25 V und beim Biegen der Spitze des Sensors um 90 Grad werden bis zu 70 V erreicht. Verlängert man den lotrecht herabhängend Sensor um ein Pendel (einen flachen Metallstreifen) erhöht sich die Empfindlichkeit für Vibrationen und Erdstöße noch weiter. Das Gewicht und die Länge des mit dem Sensor verschraubten, nach unten hängenden Pendels bestimmen die Empfindlichkeit.

MEAS empfiehlt, den Sensor an einen Ladungsverstärker anzuschließen. Als Ladungsverstärker bezeichnet man in der elektrischen Messtechnik einen Ladungs-Spannungs-Wandler, der meist geringe Ladungen in eine dazu proportionale Spannung umwandelt. Es handelt sich genau genommen um keinen Verstärker, sondern eher um einen Integrator mit unendlich hohem Eingangswiderstand. Sensoren mit Ladungsausgang lassen sich prinzipiell auch an Spannungsverstärkern mit sehr hohem Eingangswiderstand (JFET-Eingang) betreiben. Nachteilig kann dabei der so entstandene RC-Tiefpass sein, der hohe Frequenzen dämpft. Auch hängt die Ausgangsspannung von der dem Eingang parallel liegenden Kapazität (Sensor, Kabel etc.) ab. Bild 12.4 zeigt schematisch den Aufbau eines solchen Ladungsverstärkers.

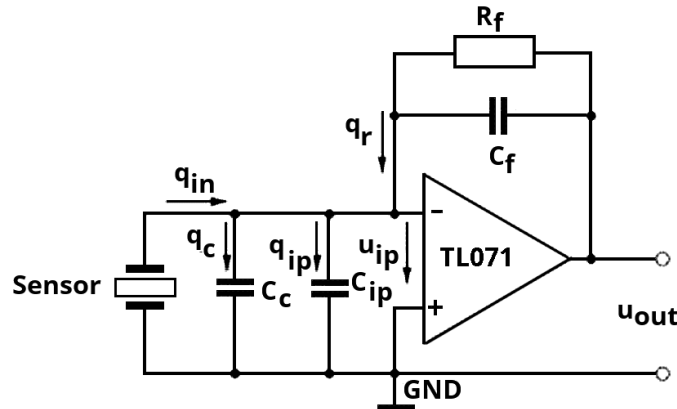


Bild 12.4: Prinzipschaltung eines Ladungsverstärkers

Die Eingangsladung q_i liegt am Summenpunkt, dem invertierenden Eingang des Differenzverstärkers. Diese Ladung verteilt sich auf die Kabelkapazität C_c , die Eingangskapazität des Verstärkers C_{ip} und den Rückkoppelkondensator C_f . Die Knotengleichung für den Eingang lautet demzufolge:

$$q_{in} = q_c + q_i + q_f \quad (12.1)$$

Unter Verwendung der elektrostatischen Gleichung $q = u \cdot C$ und Ersetzen von q_c , q_{ip} und q_f erhält man:

$$q_{in} = u_{ip} \cdot (C_c + C_{ip}) + u_f \cdot C_f \quad (12.2)$$

Da die Spannungsdifferenz am Eingang eines Differenzverstärkers immer Null werden möchte, kann man davon ausgehen, dass die Eingangsspannung u_{ip} Massepotenzial annimmt. Mit $u_{ip} = 0$ lässt sich die Gleichung zu $q_{in} = u_f \cdot C_f$ vereinfachen und nach der Ausgangsspannung u_{out} auflösen:

$$u_{out} = u_f = \frac{q_{in}}{C_f} \quad (12.3)$$

¹ Als Resonanzfrequenz wird die Frequenz bezeichnet, bei der die höchste Spannungsamplitude zu verzeichnen ist.

Die Ausgangsspannung eines Ladungsverstärkers hängt also lediglich von der eingespeisten Ladung und der Rückkoppelkapazität ab. Eingangs- und Kabelkapazitäten bleiben ohne Einfluss. Der Rückkoppelwiderstand R_f hat die Aufgabe, den Verstärker gleichspannungsmäßig zu stabilisieren und den Ausgang driftfrei zu machen. Gleichzeitig bestimmt er die untere Grenzfrequenz des Verstärkers. Die Prinzipschaltung im Bild stellt 12.4 übrigens nur die Eingangsstufe eines üblichen Mess-Verstärkers dar. Für erste Versuche könnten Sie mit $R_f = 10 \text{ M}\Omega$ und $C_f = 10 \text{ nF}$ beginnen.

Will man nicht den Absolutwert des Sensors erfassen, sondern ein Digitalsignal abhängig von einer vorgegebenen Schaltschwelle erzeugen, genügt ein einfacher Spannungsverstärker mit einstellbarem Verstärkungsfaktor. Letzterer bestimmt dann die Schaltschwelle. In Bild 12.5 ist der Sensor mit dem Eingang des Operationsverstärkers OPA336 verbunden. Dieser OPV ist vom Rail-to-rail-Typ und er arbeitet mit unsymmetrischer Spannungsversorgung von 3 bis 5 Volt. Mit dem Poti ist die Verstärkung über einen weiten Bereich einstellbar. Die Dioden D1 und D2 schützen den nicht-invertierenden Opamp-Eingang vor den Überspannungen, die am Sensor auftreten können. Im Ruhezustand liegt der OPV-Ausgang auf niedriger Spannung. Das Signal steuert das mit den Schmitt-Triggern IC1A und IC1B aufgebaute Monoflop an, das die Impulse für die Weiterverarbeitung verlängert. R3 und C3 bestimmen die Zeitkonstante und können an den jeweiligen Bedarf angepasst werden. IC1C invertiert das Signal, es kann ggf. auch weggelassen werden (dann die Eingänge auf GND-Potential legen, denn CMOS-Gatter mit offenen Eingängen neigen zum Schwingen).

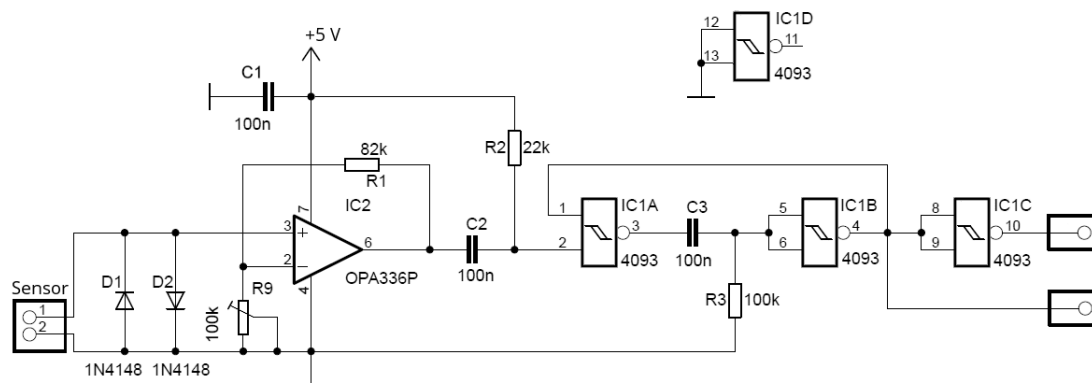


Bild 12.5: Das einfache Digitalinterface für den Sensor LDT1-028K

12.4 Pyranometer

Ein Pyranometer misst die Globalstrahlung. Das ist die gesamte auf eine horizontale Fläche auftreffende, kurzwellige Sonnenstrahlung. Pyranometer werden in der Meteorologie, Klimatologie, Bauphysik und bei Forschungen über Solarenergie verwendet. Sie werden in der Regel waagrecht montiert. Neben der direkten Sonneneinstrahlung wird auch die diffuse Strahlung gemessen, die durch die Streuung der direkten Strahlung an der Erdatmosphäre entsteht. Die diffuse Strahlung bildet einen grossen Teil der Globaleinstrahlung; sie macht in unseren Breitengraden im Sommer etwa die Hälfte aus, im Winter sogar fast 100 Prozent.

Das Prinzip des Pyranometers ist recht einfach: Es misst die Energie der Einstrahlung. Im Innern des Pyranometers befindet sich eine kleine, schwarze Absorberfläche, welche die Strahlung aufnimmt und sich je nach deren Stärke erhitzt oder wider etwas abkühlt. Diese Veränderung wird mit einem Thermodetektor gemessen. Um den Detektor vor Einflüssen der Umgebungstemperatur zu schützen, oder genauer, um eine Abkühlung des Sensors durch die Umgebungstemperatur zu verhindern, ist die Absorberfläche von zwei Glashalbkugeln abgedeckt. Aufgrund der gemessenen Temperatur kann auf die Einstrahlung geschlossen werden. Da äußere Glasglocke einige Prozent der Einstrahlung absorbiert, würde das zu einer Erhöhung der Wärmestrahlung auf die Absorberfläche führen. Das verhindert jedoch die zweite, innere Glashalbkugel. Bild 12.6 zeigt den schematischen Aufbau. Ein integriertes Trocknungsmittel verhindert Feuchtigkeitsbildung im Inneren des Pyranometers. Der weiße Schutzschirm minimiert ungewollte Erwärmungen des Gehäuses.

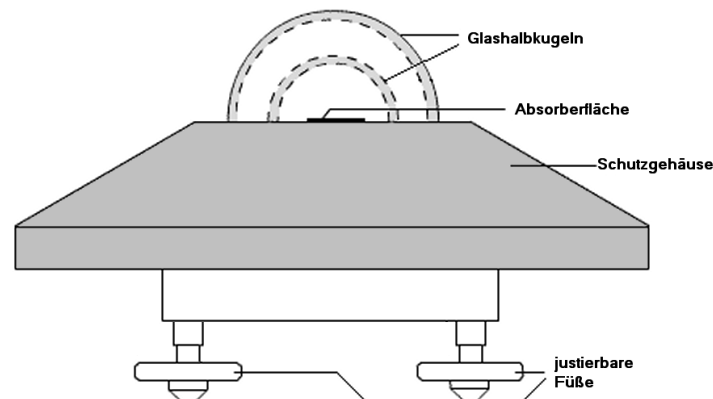


Bild 12.6: Aufbau eines Pyranometers

Bei den industriellen Pyranometern wird die Strahlungsenergie über eine geschwärzte Keramikscheibe absorbiert. Die dabei entstehende Wärme fließt durch einen Wärmewiderstand zur Wärmeableitung, normalerweise zum Körper des Pyranometers. Der Temperaturunterschied über den thermischen Widerstand der Scheibe wird dabei durch Thermoelemente, die zu einer Thermosäule angeordnet sind, in eine Spannung umgewandelt. Die einzelnen Thermoelemente (bis zu 100 Stück) sind in Dickschichttechnik rotationssymmetrisch auf die Scheibe aufgedruckt. Diese Thermoelementen sind auch gegenüber langwelliger Infrarotstrahlung empfindlich.

Die unter den Glasdomen liegende, schwarz beschichtete Scheibe absorbiert Strahlungsenergie und heizt im aktiven Bereich die Thermoelemente auf. Die sich ergebende Temperaturdifferenz zwischen dem aktiven und dem Referenzbereich erzeugt eine Spannung. Die Empfindlichkeit der Geräte hängt von diversen Parametern, wie z. B. Temperatur, Wind, Strahlungsniveau, Einfallswinkel usw. ab.

Wegen des thermischen Messprinzips ist weiterhin darauf zu achten, dass sich keine Wärmequellen (Kamine o. ä.) in der näheren Umgebung des Pyranometers befinden. Die Messungen sollten in einer Höhe von ca. 1,5 bis 2 m über der Erdoberfläche erfolgen, um Schatteneffekte zu vermeiden. Die Nivellierung des Gerätes und somit die exakte Ausrichtung der Thermoelemente ist sehr wichtig für die Messung der Globalstrahlung. Dazu dienen die eingebaute Wasserwaage und die Stellfüße.

12.5 Sensor für elektromagnetische Wellen

Im Grunde ist jeder Funkempfänger auch gleichzeitig ein Sensor für elektromagnetische Sensoren. Auch die an anderer Stelle besprochenen Berührtasten nehmen ja elektromagnetische Felder wahr. Nur sind Funkempfänger immer nur für bestimmte Frequenzbereiche einstellbar, gerade deren wichtigste Eigenschaft, die „Trennschärfe“, die den einwandfreien Empfang eines Senders auch dann ermöglicht, wenn es Sender auf benachbarten Frequenzen gibt, ist für einen breitbandigen Sender kontraproduktiv.

Bei einem solchen Sensor ist es ja gerade erwünscht, dass er einen möglichst großen Frequenzbereich überstreicht. Denken Sie nur an einen Detektor für Mobiltelefone, die ja auf den unterschiedlichsten Frequenzen arbeiten oder an die Anwendung als Suchgerät für sogenannte Wanzen. Der hier vorgestellte Sensor LT5534 von Linear Technology kann Radiosignale im Frequenzbereich von 50 MHz bis 3 GHz detektieren. Ausgerüstet mit einer einfachen Schleifenantenne, die aus einem Drahttring besteht, lassen sich Mobiltelefone, Bluetooth- und WLAN-Stationen detektieren. Dabei verträgt der Detektor einen Dynamikbereich von 60 dB. Das Ausgangssignal ist eine Gleichspannung, die proportional zum dB-Wert des Eingangssignals ist. Der Ausgang ist gepuffert und liefert daher ein Signal niedriger Impedanz, das direkt in einen Controller-Port eingespeist werden kann. Der LT5534 ist zudem sehr temperaturstabil (± 1 dB über den vollen Temperaturbereich). Der Ausgang reagiert bereits in weniger als 40 ns auf ein starkes Radiosignal. Bild 12.7 zeigt die Blockschaltung des Bausteins und die Ausgangskennlinie. Der Baustein wird im SC6-Gehäuse geliefert, also nichts für Grobmotoriker.

Bild 12.7 zeigt auch schon fast die komplette Schaltung des Bausteins. Das Schaltbild gibt auch nicht wirklich viel mehr her, es sind nur einige Widerstände und Kondensatoren nötig. Anstelle der in Bild 12.8 gezeigten Antennenbuchse kann die Drahtschleife auch direkt an die Platine angelötet werden.

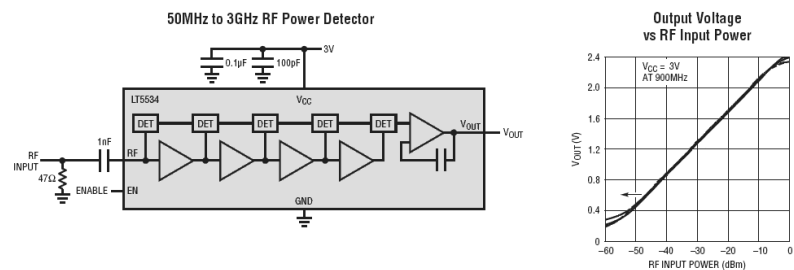


Bild 12.7: Blockschaltung und Ausgangskennlinie des LT5534 (nach Unterlagen von Linear Technology)

Ebenso können Sie den Anschluss EN (Pin 1) auch direkt mit Vcc verbinden oder mit einem Pullup-Widerstand versehen. Die passiven Bauteile sind auch als SMD-Bauteile ausgeführt, das Datenblatt empfiehlt als Größe 0603. Der Ausgangstiefpass aus R2 und C5 kann gegebenenfalls auch entfallen. Für die Antenne nimmt man am besten etwas steiferen isolierten Schalt Draht und formt daraus einen Kreis. Die Enden des Drahtes werden dann abisoliert und mit dem Eingang des LT5534 verbunden. Für die verschiedenen Frequenzbänder lassen sich die in Tabelle 12.1 aufgeführten Drahtlängen einsetzen.

Tabelle 12.1: Drahtlängen für die Antenne des LT5534

Frequenzband	Drahtlänge	Antennen- Φ	Belegung
2400 MHz	13 cm	ca. 4 cm	WLAN, Bluetooth
1800 MHz	16 cm	ca. 5 cm	E-Netz
900 MHz	32 cm	ca. 10 cm	D-Netz
500 MHz	60 cm	ca. 19 cm	DVBT (Radio, TV)
100 MHz	150 cm	ca. 48 cm	Radio, TV, „Wanzen“

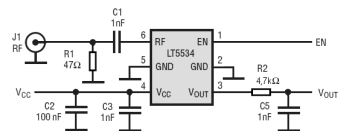


Bild 12.8: Schaltung des LT5534

Anhang

A.1 Literatur

- Dieter Zastrow: *Elektronik*, Vieweg-Verlag
- G. Koß, W. Reinhold, F. Hoppe: *Lehr- und Übungsbuch Elektronik*, Fachbuchverlag Leipzig
- U. Tietze, Ch. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer-Verlag
- Helmut Lindner: *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*, Hanser
- Lothar Sabrowsky: *Transistor-Schaltverstärker für beliebige Verwendung*, Franzis
- Siegfried Wirsum: *DC-Stromversorgung*, Pflaum
- E. Prohaska: *Digitaltechnik für Ingenieure*, Oldenbourg
- Ch. Siemers, A. Sikora: *Taschenbuch der Digitaltechnik*, Hanser
- Don Lancaster: *Das CMOS-Kochbuch*, VMI Buch AG
- Don Lancaster: *TTL-Cookbook*, Sams Publishing
- Hans-Dieter Stölting, Eberhard Kallenbach: *Handbuch Elektrische Kleinantriebe*, Hanser
- Elmar Schrüfer: *Elektrische Messtechnik*, Hanser
- Konrad Etschberger (Hrsg.): *CAN Controller Area Network*, Hanser
- *Zeitschrift Elektor*, Elektor-Verlag, Aachen
- *Elrad-Archiv 1977–1997 DVD*, eMedia GmbH, Hannover

A.2 Links

Das Elektronik-Kompendium: <http://www.elektronik-kompendium.de/>

Kabel- und Stecker-FAQ: <http://www.kabelfaq.de/>

Maxim-Datenblätter: <http://www.maxim-ic.com> und <http://datasheets.maxim-ic.com>

Datenblätter aller Art: <http://www.datasheets.org.uk/> und <http://www.alldatasheet.com>

Einführung in SPS: <http://www.studet.fh-muenster.de/~diefrie/einfh.html>

Stichwortverzeichnis

Abstands-Sensor, 22
Abstandssensor, 99
Abstandssensor, IR, 25
AD594/AD595, 64
ADJD-S313, 31
ADXL-Beschleunigungssensoren, 81
Agilent, 31
Alkohol, 111
Alphasense, 115
Alphastrahlung, 117
Audioverstärker, 95
Avago, 31

Barometer, 74
Beschleunigungssensor MMA7260, 82
Beschleunigungssensoren, 80
Betastrahlung, 117
Bewegungsmelder, 125
Brandgasmelder, 141
Brandmelder, 30

CMOS-Farbsensor, 31
Curie-Temperatur, 54

Dämmerungsschalter, 16
Dehnungsmessstreifen, 69
Devantech-Kompasssensor, 49
Dinsmore, 48
DMS, 69, 70
Drehrichtungserkennung, 21
Drucksensor MPX2200AP, 74
Drucksensor MPX5100AP, 74
Drucksensoren, 69, 72
Drucksensoren, absolut, 73
Drucksensoren, kapazitiv-, 72
Drucksensoren, Piezo-, 72
Drucksensoren, relativ, 73
Durchfluss-Sensor, 55

Erdbeschleunigung, 81
Erschütterungssensor, 143
Extinktionsrauchmelder, 29
EZ-Kompass, 49

Füllstandskontrolle, 54
Farbsensor ADJD-S313, 31
Farbsensor MTCS-TIAM1, 32

Farbsensoren, 30
Faseroptik, 22
Feldplatte, 41
Feuchte, absolut, 85
Feuchte, relativ, 85
Feuchte, Sättigung, 85
Feuchtesensoren, 85, 87, 89, 90
Figaro, 107
Flüssigkeiten erkennen, 33, 91
Flammenmelder, 141
Folien-Kraftsensoren, 71
Fotodiode, 11
Fotoelement, 11
Fotohalbleiter, 11
Fotosensoren, 11, 30
Fototransistor, 12
Fotowiderstand, 13
FSR, 71

Gabel-Lichtschranke, 14
Gammastrahlung, 117
Gassensoren, 107
Gassensoren, katalytisch, 110
Gassensoren, Tabelle, 109
Gassensoren, TGS, 107
Gaswarner, 109
Gaszähler, 21
Geiger-Müller-Zählrohr, 117, 118
Geigerzähler, 117, 118
Geigerzähler-Schaltung, 120
Geigerzähler-Software, 123
Geschwindigkeits-Sensoren, 83
GP2D12, 25
Grid-Eye, 134

H501, 39
Höhenmesser, 74
Halbleiter-Temperatursensoren, 56
Hall-Schalter, 37, 39
Hall-Sensor, 37
Heißeiter, 53
HIH-4000, 90
Honeywell, 90
HS20, 74
HTM1505, 89
HTM1735, 89
Humirel, 89

- Hygrometer, 85
- Induktionsschleife, 45
- induktiver Endschalter, 41
- Infrarot-Bewegungsmelder, 125
- Infrarot-Sensoren, 19
- Infrarot-Thermometer, 66
- IR-Detektor, 20
- IS4712F, 23
- Kaltleiter, 53
- Kapazitive Sensoren, 85
- KE-25, 114
- Kohlenstoffdioxid, 111
- Kohlenstoffdioxidsensor, 112
- Kohlenstoffmonoxid, 111
- Kohlenstoffmonoxidsensor, 113
- Kompass-Sensoren, 48
- KPY10, 72
- Kraftsensoren, 69
- KTY10, 57
- Laserdiode, 18
- LED-Fotosensor, 18
- Leitungssucher, 46
- LFS10, 87
- Licht-Sapnnungs-Wandler, 30
- Lichtbrechung, 33
- Lichtschranke, 14
- Lichtschranke, Gleichlicht, 16
- Lichtschranke, Wechsellicht, 18
- Lineare Wärmemelder, 141
- LM317, 58
- LM335, 58
- LM34, 58
- LM35, 58
- Luftdruck, 74
- Luftfeuchte, 85
- Magnetsensoren, 37
- Maus, 80
- MAZeT-Farbsensoren, 32
- Messbrücke, 56
- Metalldetektor, 42
- Metallsuchgerät, 42
- Methan, 111
- Mikrofon, 95
- MMA7260, 82
- Monoflop, 15
- MPX2200AP, 74
- MPX5100AP, 74
- NE555, 14, 92
- NE555-Grundsaltungen, 15
- NE555-Trigger, 16, 17
- NE558, 14
- Neutronenstrahlung, 117
- Niederschlagsmesser, 141
- NTC-Widerstand, 53
- Omron D6T, 137
- Pewatron, 48
- Photosensoren, 11
- Piezo-Ultraschallwandler, 98
- PIN-Diode, 12
- Platinwiderstand, 55
- Potentiometer, 79
- Pt100, 55
- PT1000, 61
- PTC-Widerstand, 53
- Pulse-Ranging, 28
- Pyranometer, 145
- Radar-Bewegungsmelder, 129
- Radarmodul HFMD24, 131
- Radioaktivität, 117
- Rauchmelder, Brandgas, 141
- Rauchmelder, Flammen, 141
- Rauchmelder, Ionisation, 141
- Rauchmelder, linear, 29
- Rauchmelder, optisch, 28
- Rauchmelder, Partikel-, 29
- Rauchmelder, Streulicht-, 29
- Rauchmelder, Wärme, 141
- Rauchmelder, Wärmedifferenzial, 141
- Rechteckgenerator, 16
- Reed-Kontakt, 37
- Reflexions-Lichtschranke, 14
- Regensensor, KFZ, 34
- Salzlösungen, 88
- Sauerstoffsensor, 114
- Schall, 95
- Schallgeschwindigkeit, 97
- Schallsensor, 95
- Schlitzsensor, 41
- Schnittstelle, seriell, 103
- Sensirion, 90
- Sensorarrays, thermoelektrisch, 134
- Sensoren, 7
- serielle Schnittstelle, 103
- SHT11, 90
- Spannungs-Strom-Wandler, 8
- SRF02, 101
- SRF05, 101
- Staubsensor, 33
- Staudruckmesser, 75
- Stossionisation, 118
- Strahlungsdetektor, 117
- Stromschnittstelle, 63
- Stromzähler, 21
- Taguchi-Prinzip, 107
- Temperatur, 53
- Temperaturüberwachung, 62
- Temperaturmessung mit Quarz, 66
- Temperaturmesswiderstand, 55
- Temperatursensor LM35, 58
- Temperatursensor TMP35, 59
- Temperatursensoren, 53
- Temperatursensoren (Halbleiter), 56

- termophile sensors, 134
- TGS-Prinzip, 108
- TGS3870, 111
- TGS4161, 112
- TGS5042, 113
- TGS6812, 110
- Thermoelektrische Sensorarrays, 134
- Thermoelemente, 64
- Thermometerschaltung, 58
- TMP01, 62
- TMP35, 59
- Touch-Sensoren, kapazitiv, 91
- Triangulation, 25
- Ultraschall, 97
- Ultraschall-Entfernungsmessung, 98
- Ultraschall-Module, 100
- Ultraschall-Schranke, 98
- Ultraschall-Sensor, 95, 98
- Vibrationssensor, 143
- Wasserzähler, 21
- Wegsensor, 79
- Widerstand, kraftabhängig, 71
- Widerstand, NTC, 53
- Winkelsensor, 79
- Wippen-Regensammler, 141
- Zählrohr, 121