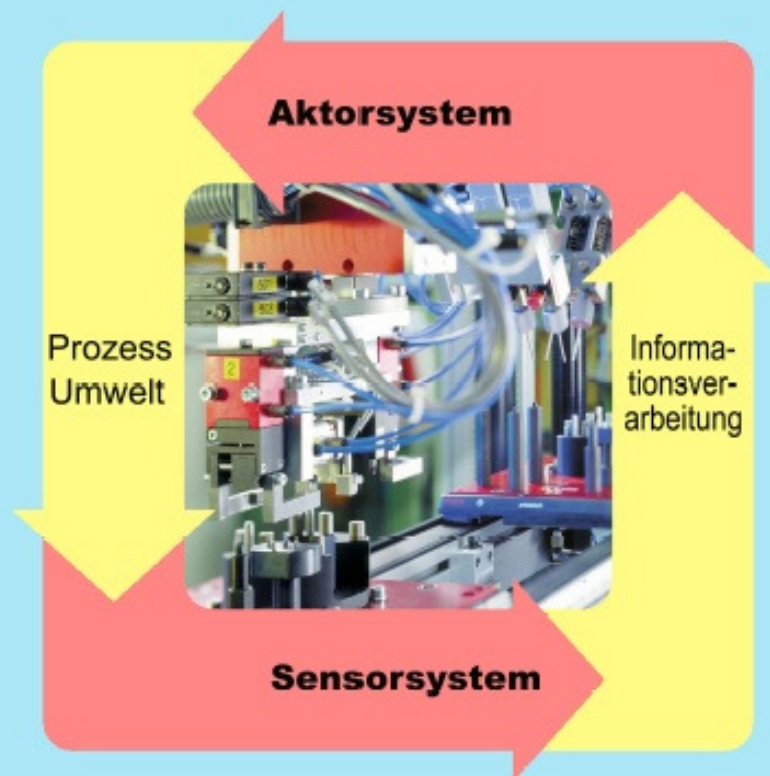


Sensor- und Aktorsysteme

Vorlesung ETH Zürich und HTI Biel

von Dr. P. A. Neukomm



2006 / 2007



Departement Informationstechnologie
und Elektrotechnik



Eidgenössische Technische Hochschule Zürich
Swiss Federal Institute of Technology Zurich

Das Titelbild zeigt den Prozessregelkreis, Sensor- und Aktorsysteme bilden die bidirektionale Schnittstelle zwischen Prozessen und Prozessdatenverarbeitung.

Sensor- und Aktorsysteme, Dr.P.A. Neukomm, 7. Auflage 2006,

© Copyright 2006 by Peter A. Neukomm, CH-5430 Wettingen

Alle Rechte vorbehalten. Das Werk einschliesslich aller Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwendung ausserhalb der Grenzen des Urheberrechtsgesetzes ist ohne Zustimmung des Autors unzulässig. Die Vervielfältigung, Übersetzung, Mikroverfilmung und Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Medien ist untersagt.

Vorlesung Sensor- und Aktorsysteme, P.A.Neukomm, gedruckte Version und elektronische Version sind identisch, bedingt durch den Konversionsprozess können graphische Darstellungen leichte Layoutunterschiede aufweisen,
R.O.Brunner 2006-Nov

Vorwort zur siebten Auflage

Seit 1990 wird die Vorlesung Sensor- und Aktorsysteme vorwiegend von Studenten der Departemente Informationstechnologie und Elektrotechnik, Maschinenbau und Informatik sowie von Mitarbeitern der Industrie besucht. Ein erstes Skript wurde 1992 herausgegeben, erweiterte Skripts folgten in den Jahren 1993, 1995, 1999 und 2003. Die hier vorliegende Fassung enthält wiederum neue Kapitel und Aktualisierungen. Mit dieser an der ETH Zürich bis 2005 und an der HTI Biel seit 2004 durchgeführten Veranstaltung werden folgende Lernziele angestrebt:

- Kenntnis über technisch nutzbare physikalische Effekte zur Gestaltung von Sensor- und Aktorsystemen
- Kenntnis der wichtigsten im Handel erhältlichen Sensor- und Aktorsysteme
- Einsicht in moderne, originelle Sensor- und Aktorsysteme und ihre Anwendungen
- Fähigkeit, für eine Messaufgabe die geeigneten Erfassungsmethoden auszuwählen
- Erkennen von störenden Grössen und Nebenerscheinungen, ihre Reduktion oder Elimination
- Beurteilung der Wechselwirkungen zwischen Messobjekt, Sensor und Schaltung

Vorgestellt werden vorwiegend erprobte Sensor- und Aktorsysteme für den industriellen Einsatz, wie z. B. klassische Quarzsensoren, aber auch kostengünstige ASIC-kalibrierte Halbleiterdrucksensoren. Die physikalischen Grundlagen für die Entwicklung von Mikrosensoren und optischen Sensoren hingegen werden in anderen ETH-Vorlesungen eingehend behandelt. Viele andere interessante Themen werden in Form von Studenten- und Expertenvorträgen, oder im Rahmen von Exkursionen bearbeitet. Für weiterführende Informationen sei auch auf die Literaturstellen verwiesen, die bei den jeweiligen Arbeitsblättern zum Teil auch mit Internet-Adressen angegeben sind.

Ein grosser Dank geht an die Firmen, die bereitwillig Unterlagen und Demonstrationmaterial zur Verfügung gestellt haben, sowie an alle, die auf vielfältige Weise diese Vorlesung unterstützt haben. Bedanken möchte ich mich besonders bei Frau D. Graf für die gründliche Überarbeitung von Manuskript und Abbildungen.

Inhaltsverzeichnis Okt. 2006		Seite
1.	Einführung	1
1.1.	Erklärung der Begriffe	1
1.2.	Übersicht	2
1.2.1.	Einsatz und Bedeutung von Sensorsystemen	2
1.2.2.	Ergänzende Literatur und ETH-Vorlesungen	2
1.2.3.	Wirtschaftliche Bedeutung von Sensoren	3
1.2.3.1.	Überdurchschnittliche Umsatzsteigerung	3
1.2.3.2.	Einfluss der Mikrotechnik auf die Sensorik	4
1.2.3.3.	Sensorik in Deutschland	5
1.2.3.4.	Entwicklung des westeuropäischen Marktes für Sensoren	6
1.2.4.	Vielfalt der Fahrzeugssysteme mit Sensoren	7
1.2.5.	Sensoren für Fahrassistenzsysteme	7b
1.3.	Messgrößen	8
1.4.	Auswahl des Messprinzips und Evaluation der Sensoren	9
1.5.	Qualitäts-Eigenschaften von Sensoren	12
1.6.	Einsatz und Bedeutung von Aktorsystemen	15
1.6.1.	Trends bei Aktorsystemen	16
2.1.	Der Sensor als Glied einer Messkette	19
2.2.	Messtechnische Begriffe	20
2.3.	Kundenspezifischer Anforderungskatalog an ein Sensorsystem	23
3.	Aktiv arbeitende Sensoren	25
3.1.	Piezoelektrische Sensoren	25
3.1.1.	Physikalische Grundlagen	25
3.1.1.1.	Der piezoelektrische Effekt	26
3.1.1.2.	Thermodynamik der piezoelektrischen Werkstoffe	29
3.1.1.3.	Mathematische Zusammenhänge	31
3.1.1.4.	Definition und Richtungsabhängigkeit piezoelektrischer Konstanten	35
3.1.1.5.	Kenndaten von piezoelektrischen Werkstoffen	37
3.1.1.6.	Praktische Beispiele	38
3.1.1.7.	Prinzipieller Aufbau der Sensoren	39
3.1.2.	Quarzsensoren	41
3.1.2.1.	Übersicht Vor- und Nachteile von Quarzsensoren	41
3.1.2.2.	Kristallstruktur und Schnittachsen	42
3.1.2.3.	Piezoeffekte beim Quarz	43
3.1.2.4.	Physikalische Eigenschaften von Piezoquarz	44
3.1.2.5.	Gestaltung und technische Daten von Quarzsensoren	45
3.1.2.5.1.	Kraft-Messunterlagsscheiben (Longitudinaleffekt)	46
3.1.2.5.2.	Beschleunigungssensoren (Longitudinaleffekt)	47
3.1.2.5.3.	Drucksensoren (Transversaleffekt)	48
3.1.2.5.4.	Dreikomponenten-Kraftsensor (Longitudinal- und Schub-Effekt)	49

3.1.2.5.5.	Drehmoment-Sensor und 6-Komponenten-Messplattform	50
3.1.2.6.	Verstärker für piezoelektrische Sensoren	51
3.1.2.6.1.	Elektrische Grundlagen	51
3.1.2.6.2.	Elektrometerverstärker	51
3.1.2.6.3.	Theorie des Ladungsverstärkers	52
3.1.2.6.4.	Drift durch Isolationswiderstand	53
3.1.2.6.5.	Einfluss der Zeitkonstante	53
3.1.2.6.6.	Weitere störende Einflüsse	54
3.1.2.6.7.	Quarzsensoren mit eingebautem Verstärker	54
3.1.3.	Piezokeramik	55
3.1.3.1.	Übersicht Vor- und Nachteile von Piezokeramik	55
3.1.3.2.	Piezokeramische Werkstoffe	56
3.1.3.3.	Piezoeffekt, Polarisierung und Stabilität	58
3.1.3.3.1.	Polarisierung und dielektrische Hysterese von PXE 52	58
3.1.3.3.2.	Zeitliche Stabilität der Polarisierung	58
3.1.3.3.3.	Nichtlineare Effekte bei Piezokeramik	59
3.1.3.4.	Physikalische Eigenschaften von Piezokeramik	60
3.1.3.5.	Gestaltung und technische Daten von Piezokeramik-Sensoren	63
3.1.3.5.1.	Sensor-Prinzipien und -Berechnungen	63
3.1.3.5.2.	Axial-Beschleunigungssensoren	67
3.1.3.5.3.	Biege-Beschleunigungssensoren	68
3.1.3.5.4.	Grenzwertsensoren für Flüssigkeiten	70
3.1.3.5.5.	Ultraschall-Abstandssensoren	71
3.1.3.5.6.	Anwendungen von Ultraschall-Abstandssensoren	72
3.1.3.5.7.	Ultraschall-Durchflusssensoren	73
3.1.3.5.8.	Drahtlose Flowmessung	74
3.1.3.5.9.	Piezoelektrische Drehratesensoren	74b
3.1.3.6.	Generatoren mit Piezokeramik	75
3.1.3.7.	Biomechanische Stromversorgungen und autarke Sensoren	78b
3.1.4.	PVDF Piezo-Folien	79
3.1.4.1.	Übersicht Vor- und Nachteile von Polyvinylidendifluorid-Folien (PVDF)	79
3.1.4.2.	Piezomaterial Polyvinylidendifluorid PVDF	80
3.1.4.3.	Piezoeffekte, Polarisierung, Stabilität	81
3.1.4.4.	Physikalische Eigenschaften von PVDF	82
3.1.4.5.	Gestaltung und technische Daten von PVDF-Sensoren	86
3.1.4.5.1.	Sensor-Prinzipien und Sensor-Berechnungen	86
3.1.4.5.2.	Biegeschalter	87
3.1.4.5.3.	Singende Sensoren	88
3.1.4.5.4.	Taktile Sensoren	89
3.2.	Elektromagnetische Sensoren	91
3.2.1.	Einfacher induktiver Effekt	91
3.2.2.	Wirbelstromeffekt	93
3.2.3.	Wiegand- und Impulsdrahtsensoren	94

3.3.	Thermoelemente	99
3.3.1.	Anschauliche Darstellung des physikalischen Effektes der Thermospannung	99
3.3.2.	Thermospannungsänderung $\Delta U/\Delta T$ in $\mu V/K$	100
3.3.3.	Thermoelemente in der Praxis	101
3.3.3.1.	Messprinzip	101
3.3.3.2.	Tabelle von Thermospannungen	101
3.3.3.3.	Praktische Anordnung	101
3.3.3.4.	Lieferformen und Anschluss an Messgeräte	101
3.3.3.5.	Grundwerte der Thermospannungen	102
3.3.3.6.	Technische Daten von Thermoelementen nach DIN 43710 und DIN IEC 584-1 (Beispiele Cu-CuNi, Typ U, Kupfer-Konstantan)	103
3.3.4.	Thermosäulen	104
3.3.4.1.	Strahlungsdetektor	104
3.3.4.2.	k-Wert Sensor	105
3.3.5.	Verstärker für Thermoelemente	105
3.3.6.	Vor- und Nachteile von Thermoelementen	105
3.4.	Aktive Photoelemente	107
3.4.1.	PN-, PIN-Dioden und Avalanche-Fotodioden	108
3.5.	Chemische Sensoren	109
3.5.1.	pH-Messtechnik	109
3.5.1.1.	Einleitung	109
3.5.1.2.	Glaselektrode	110
3.5.1.3.	pH-Messkreis und Bezugselektrode	111
3.5.1.4.	pH-Mess-System	112
3.5.1.5.	Kompensationsmethoden	113
3.5.2.	Sauerstoff «Lambda»-Sonde	114
4.	Passiv arbeitende Sensoren	117
4.01.	Auswahl einiger prinzipieller Anordnungen passiver (parametrischer) Sensoren für nichtelektrische Größen	117
4.1.	Widerstandssensoren	123
4.1.0.	Übersicht Widerstandssensoren	123
4.1.1.	Potentiometrische Sensoren	124
4.1.1.1.	Widerstandsmaterialien und ihre Eigenschaften	125
4.1.1.2.	Schleifermaterial und Schichtoberflächen	126
4.1.1.3.	Technische Daten eines Präzisionspotentiometers	127

4.1.1.4.	Hohlwellen- und Linear-Leitplastik-Potentiometer	128
4.1.1.5.	Goniometrie, ein Mess-System der Biomechanik	129
4.1.1.6.	Gummifaden-Goniometer	130
4.1.2.	Dehnungsmessstreifen-Technik	131
4.1.2.1.	Physikalisches Wirkungsprinzip	132
4.1.2.2.	Bauformen der DMS	133
4.1.2.3.	Werkstoffkennwerte	134
4.1.2.3.4.	Längenausdehnungskoeffizient α	135
4.1.2.4.	Auswahlkriterien in der DMS-Technik	136
4.1.2.5.	Applizieren der DMS	137
4.1.2.5.1.	Vorwort	137
4.1.2.5.2.	Dehnungseinleitung	137
4.1.2.5.3.	Befestigungsmittel	137
4.1.2.6.	Tabellarische Übersicht der DMS-Schaltungsmöglichkeiten	138
4.1.2.7.	DMS-Rosetten für Eigenspannungsuntersuchungen	139
4.1.2.8.	DMS-Verstärker	140
4.1.2.9.	Beispiele von DMS-Sensoren	141
4.1.2.10.	Strain-Mate Anpresssensoren	142
4.1.3.	Dünnschicht-DMS-Technik	143
4.1.3.1.	Dünnschicht-Sensoren	143
4.1.3.2.	Beschichtungsverfahren	144
4.1.3.2.1.	Aufdampfen	144
4.1.3.2.2.	Kathodenzerstäubung	144
4.1.3.3.	Beispiele von Dünnschicht-Drucksensoren	145
4.1.3.3.1.	Biegebalken	145
4.1.3.3.2.	Biegebalken-Drucksensor	145
4.1.3.3.3.	Beschichtete Messmembran	146
4.1.4.	Piezoresistive Sensoren	147
4.1.4.1.	Piezoresistiver Effekt	147
4.1.4.2.	Grundlagen für piezoresistive Sensoren	148
4.1.4.2.1.	Grundprinzip	148
4.1.4.2.2.	Integrale Druckmembrane	148
4.1.4.3.	Druckmesszelle und Packaging	149
4.1.4.3.1.	Druckmesszelle	149
4.1.4.3.2.	Packaging von Druckaufnehmern	150
4.1.4.4.	Temperaturverhalten und Kompensation mit Widerständen	151
4.1.4.5.	Moderne Kompensationsmethoden	152
4.1.4.6.	Piezoresistive Keramiksensoren	153
4.1.4.7.	Piezoresistive Polymere	154
4.1.5.	Magnetoresistive Sensoren	155

4.1.5.1.	Magneto-resistiver Effekt und Halleffekt im Kurzvergleich	155
4.1.5.1.1.	Magneto-resistiver Effekt	155
4.1.5.1.2.	Magneto-resistiver Sensor MRS in Brückenschaltung	156
4.1.5.1.3.	Beispiele von MRS-Anwendungen	157
4.1.5.2.	Feldplatten (Magneto-Resistor)	158
4.1.5.2.1	Halleffekt im Halbleiter	158
4.1.5.2.2.	Feldplatten-Sensoren	159
4.1.5.3.	Hallgenerator	160
4.1.5.3.1.	Querfeld durch Halleffekt	160
4.1.5.3.2.	Sensoren und Sensorsysteme mit Hallgeneratoren	160
4.1.5.3.3.	Beispiele von ASIC-Sensorsystemen	160b
4.1.5.3.4.	Frei schwebender Magnet mit Hallsensor-Regelung	160c
4.1.6.	Temperaturabhängige Widerstände	161
4.1.6.1.	Messprinzip der Widerstandsthermometer	161
4.1.6.2.	Präzisions-Widerstandsthermometer mit Platin und Nickel	161
4.1.6.2.1.	Bauarten von Pt 100 Messwiderständen	162
4.1.6.2.2.	Geschützte Pt 100 Widerstandsthermometer	162
4.1.6.2.3.	Wärmeleitfähigkeits-Mess-Sonde	163
4.1.6.2.4.	Hitzdraht-Anemometer	164
4.1.6.3.	PTC-Widerstände (Kaltleiter)	165
4.1.6.3.1.	Keramische Kaltleiter	165
4.1.6.3.2.	Anwendungen	165
4.1.6.4.	NTC-Widerstände (Heissleiter)	166
4.1.6.4.1.	Keramische Heissleiter	166
4.1.6.4.2.	Anwendungen	166
4.2.	Optische Sensorsysteme	167
4.2.1.	Lichtschranken	167
4.2.1.1.	Messprinzipien	167
4.2.1.2.	Reflektionslichtschranken für schwierige Anwendungen	168
4.2.2.	Optoelektronische Positionsdetektoren	169
4.2.2.1.	Messprinzip des PSD	169
4.2.2.2.	Auflösung, Fehlerarten	169
4.2.2.3.	Optoelektronische Abstandssensoren mit PSD	170
4.2.2.3.1.	Laser Distance Sensor	170
4.2.2.3.2.	Dreistrahl-Schalter	170
4.2.2.4.	Schuppenstrom-Detektor	171
4.2.2.5	Laser-Abstandssensoren mit CCD	171b
4.2.2.6	3D Time-of-Flight Camera	171c
4.2.3.	Faseroptische Sensoren FOS	172
4.2.3.1.	Lichtwellenleiter	172
4.2.3.2.	Lichtquellen	172

4.2.3.3.	Lichtdetektoren	172
4.2.3.4.	Messprinzipien der FOS	172
4.2.3.5.	Intrinsic FOS	173
4.2.3.5.1.	Faseroptischer Kreisel	173
4.2.3.5.2.	Mikrokrümmungssensor	173
4.2.3.6.	Extrinsic FOS	174
4.2.3.6.1.	Drucksensoren	174
4.2.3.6.2.	Temperatursensoren	174
4.2.3.6.3.	Gasblasendetektor	174
4.2.3.7.	Vor- und Nachteile FOS	174
4.2.3.8.	LED-Faseroptik für 2D-Positionierung	175
4.2.3.9.	LED-Faseroptik für Prozessüberwachung	176
4.3.	Induktive und kapazitive Sensorsysteme	177
4.3.1.	Näherungs- oder Abstandssensoren	177
4.3.1.1.	Induktive Näherungssensoren	178
4.3.1.1.1.	Messprinzip	179
4.3.1.1.2.	Feldverteilung, Betriebsarten, technische Daten	179
4.3.1.2.	Kapazitive Näherungssensoren	180
4.3.1.2.1.	Messprinzip	180
4.3.1.3.	High Speed Interface für kapazitive und induktive Sensoren	181
4.1.3.4	Dynamische kapazitive Näherungssensoren	182
4.3.2.	Linear Variable Differential Transformer LVDT	183
4.4.	Oszillierende Sensorsysteme	185
4.4.1.	Schwingquarze als hochauflösende Sensoren	185
4.4.1.1.	Schwingquarze als hochauflösende Temperatursensoren	185
4.4.1.2.	Quarz-Stimmgabel als hochauflösender Kraftsensor	186
4.4.1.3.	Quarz-Schwinger für Druck- und Profilmessung	187
4.4.1.4.	Schwingquarze als Mikrowaage	188
4.4.2.	Schwingsaiten als hochauflösende Sensoren	189
4.4.3.	Sensoren mit Frequenz- oder Pulsausgang	190
4.4.3.1.	Spannung zu Frequenz Konverter	190
4.4.3.2.	Pulsweitenmoduliertes Messsignal	190
5.	Aktoren und Aktorsysteme	191
5.1.	Einleitung	191
5.2.	Elektromagnetische Aktoren	192
5.2.1.	Elektronisch betriebene Kleinmotoren	192
5.2.2.	Elektroantriebe mit begrenzter Bewegung	193

5.2.2.1.	Elektromagnet-Prinzip	193
5.2.2.2.	Tauchspul-Prinzip	193
5.3.	Piezelektrische, elektrostriktive und magnetostruktive Aktoren	194
5.3.1.	Kurzvergleich der verschiedenen Aktoren	194
5.3.2.	Kennlinien-Vergleiche	195
5.3.3.	Piezoaktoren	196
5.3.3.1.	Kenndaten von Piezokeramik-Aktoren	196
5.3.3.2.	Berechnung von Piezoaktoren	197
5.3.3.2.1.	PXE-Aktoren bei kleinen Feldstärken und geringer Belastung	197
5.3.3.2.2.	PXE-Aktoren bei höheren Belastungen	198
5.3.3.3.	Bimorph-Biegewandler Aktoren	199
5.3.3.4.	Stapel PXE-Aktoren	200
5.3.3.5.	Multilayer-Aktoren	203
5.3.3.5.1.	Aufbau von Multilayer-Aktoren	203
5.3.3.5.2.	Baureihe von Multilayer-Aktoren	203
5.3.3.5.3.	Kennlinien von Multilayer-Aktoren	204
5.3.3.6.	Ansteuerung von Piezotranslatoren	205
5.3.3.6.1.	Statisch gesteuerter Betrieb	205
5.3.3.7.	Einsatzbeispiele von Piezoaktoren	206
5.3.3.7.1.	Translatoren	206
5.3.3.7.2.	Sonderanwendungen von Piezoaktoren	207
5.3.3.7.3.	Trägheitsantriebe für Nanoroboter	208
5.3.3.7.4.	Piezo Common-Rail-Einspritzung	209
5.3.4.	Magnetostruktive Aktoren	209b
5.3.4.1.	Werkstoff	209b
5.3.4.2.	Anwendungen	209b
5.3.4.3.	Magnetostruktiver Aktor als Wegsensor	209c
5.4.	Thermische und elektrochemische Aktoren	210
5.4.1.	Kurzvergleich der verschiedenen Aktoren	210
5.4.2.	Kennlinien-Vergleiche	211
5.4.3.	Thermobimetalle	212
5.4.3.1.	Physikalischer Effekt	212
5.4.3.2.	Einsatzbeispiele von Thermobimetallen	213
5.4.3.3.	Thermobimetalle in MEMS	213b
5.4.4.	Shape Memory-Legierungen	214
5.4.4.1.	Physikalischer Effekt	214
5.4.4.2.	Werkstoffe	214
5.4.4.3.	Messungen an NiTi-Drähten von 0.156 mm Ø	215
5.4.4.4.	Bauformen und Einsatzbeispiele von Shape Memory-Legierungen	216
5.4.5.	Dehnstoff-Elemente	217

5.4.5.1.	Physikalischer Effekt	217
5.4.5.2.	Dehnstoffe	217
5.4.5.3.	Beispiel Atmos-Uhr	217
5.4.6.	Elektrochemische Aktoren	218
5.4.6.1.	Physikalisches Prinzip	218
5.4.6.2.	Reaktionsbeispiele	218
5.4.6.3.	Ausführungsbeispiel mit Festkörperelektroden	218
5.4.6.4.	Technische Daten eines verfügbaren elektrochemischen Aktors	219
5.5.	Elektro- und Magneto-Rheologische Flüssigkeiten	220
5.5.1.	Physikalisches Prinzip	220
5.5.2.	Anwendungsbeispiele	220
5.5.3.	Moderne, verfügbare ERF und MRF	220b
6.	Fernmessen und Fernsteuern	221
6.1.	Einleitung	221
6.2.	Übersicht über Telemetriemethoden	222
6.2.1.	Kurzvergleich der verschiedenen Telemetriemethoden	222
6.3.	Funk- oder Radiotelemetrie	223
6.3.1.	Prinzip	223
6.3.2.	Praktische Probleme	223
6.3.3.	Telemetriemodule für 433 MHz bis 2.4 GHz	224
6.4.	Optische Telemetrie	225
6.4.1.	Prinzip	225
6.4.2.	Kurzdistanz-Telemetrie	225
6.4.3.	Telemetrie in Räumen	225
6.4.4.	Telemetrie mit diffuser Lichtstreuung nach Rake Methode	226
6.5.	Passive Telemetrie	227
6.5.1.	Prinzip	227
6.5.2.	Eigenschaften der Passiven Telemetrie	228
6.5.3.	„Black Holes“ in der Passiven Telemetrie und Design Rules	229
6.5.3.	Beispiele von Passiver Telemetrie	230
6.6.	Speicher-Telemetrie	231
6.6.1.	Prinzipien	231
6.6.2.	Datenreduktion	231

1. Einführung

1.1. Erklärung der Begriffe

Sensor: Früher wurde der Begriff **Messwertgeber** oder **Transducer** verwendet, der die Umwandlung einer nichtelektrischen Eingangsgrösse in ein elektrisches Signal und im Falle des Transducers auch umgekehrt beschreibt. Heute hat sich der Begriff Sensor durchgesetzt. Das Eingangssignal ist eine physikalische, meist nichtelektrische Grösse, das Ausgangssignal ist eine elektrische Grösse. Wichtige Merkmale sind Messbereich, Auflösung, Reproduzierbarkeit und Frequenzgang.

Demonstration: NTC-Temperatursensor

Sensorsystem (oder Smart Sensor): Das Ausgangssignal liegt bereits in einer vorverarbeiteten, meist kalibrierter Form vor. Beispielsweise kann ein Näherungssensor mit einer kleinen eingebauten elektronischen Schaltung ein normiertes, dem Abstand proportionales Stromsignal auf eine Zweidraht-Speiseleitung einprägen.

Demonstration: Induktiver Näherungsschalter

Aktor (oder engl. Actuator): Eine elektrische Steuergrösse bewirkt eine bestimmte mechanische Grösse. Beispielsweise erzeugt eine Spannung an einem Piezotranslator eine grosse Kraft bei einem kleinen Stellweg, oder ein Strom in einem Memory-Draht erzeugt eine mittlere Kraft bei einem mittleren Stellweg. Wichtige Merkmale sind Anzahl Lastspiele, Ueberlastbarkeit, Reaktionszeit, Wirkungsgrad etc.

Demonstration: Piezotranslator und Memory-Metall-Aktor

Aktorsystem: Ein elektrisches Signal erzeugt über eine elektronische Schaltung eine Steuergrösse, die ihrerseits eine definierte mechanische Ausgangsgrösse bewirkt. Als Beispiel sei der Braillecodel-Generator für die taktil erfassbare Blindenschrift genannt. Ein Aktorsystem ist häufig eine Kombination von Sensor, Regelkreis und Aktor. Zum Beispiel besteht ein Stellservo für den Modellbau aus einem Pulsweitendemodulator, einem Regelverstärker, einer H-Brücken-Motorsteuerung, einem Gleichstrom-Getriebemotor und einem Rückführungspotentiometer.

Demonstration: Stellservo für Roboter

1.2. Übersicht

1.2.1. Einsatz und Bedeutung von Sensorsystemen

Das Hauptgewicht dieser Vorlesung liegt bei Sensoren und Sensorsystemen. Wie Lemme in seinem empfehlenswerten Buch „*Sensoren in der Praxis*“ schreibt, ist die Automatisierung eines der Schlagworte unserer Zeit. Sich regelmässig wiederholende Abläufe, die früher Menschen in Europa verrichteten und auch heute noch viele Personen in Schwellenländern manuell besorgen, werden heute von Maschinen ausgeführt, und zwar schneller, genauer und billiger. Mikroelektronik und Computer haben eine bedeutende Produktivitätssteigerung ausgelöst.

Für die Automatisierung müssen viele verschiedene physikalische Parameter erfasst und in geeignete elektrische Signale umgewandelt werden. Erst dann kann der Rechner sie verarbeiten und damit Herstellungsprozesse und Montage steuern und regeln.

Viele weitere nutzbringende Anwendungen wurden durch Sensoren ermöglicht: So erlauben Sensoren im Bereich des Umweltschutzes die Messungen von Konzentrationen bestimmter chemischer Verbindungen in Luft und Wasser. Im modernen Auto sorgen sie für einen optimalen Lauf des Motors mit bestmöglicher Ausnutzung des Treibstoffes und minimalem Schadstoffausstoss. Damit leisten sie einen wertvollen Beitrag zur Einsparung von Rohstoffen und Energie.

Ganz allgemein können komplexe technische Anlagen ohne Rückmeldung von Betriebsdaten vom Ort des Geschehens an die Steuerzentrale heute kaum mehr arbeiten. Kurz, überall wo Elektronik zu Mess-, Steuer- und Regelzwecken eingesetzt werden, sind Sensoren und Sensorsysteme unentbehrlich.

Entsprechend den schnell zunehmenden Anwendungen steigt die Zahl der angebotenen Sensortypen rapide an. Im Jahre 2003 erzielte die deutsche Sensorbranche einen Umsatz von etwa 15-20 Mrd. Euro. Die Wachstumsraten sind in den einzelnen Teilbereichen unterschiedlich, im Mittel etwa 8-12 % pro Jahr.

1.2.2. Ergänzende Literatur, ETH-Vorlesungen und Verbände

Lemme	Sensoren in der Praxis, <i>Franzis-Verlag, 1993</i> (<i>Praktische Übersicht</i>)
Schaumburg	Sensoren, <i>B. G. Teubner, Stuttgart, 1992</i> (<i>Theoretische Grundlagen</i>)
Janocha	Aktoren, Grundlagen und Anwendungen, <i>Springer-Verlag, Berlin, 1992</i> (<i>Praktische Übersicht</i>)
Jendritza	Technischer Einsatz Neuer Aktoren, <i>expert verlag, Renningen-Malmsheim, 1995</i> (<i>Praktische Übersicht</i>)
Baltes	Mikrosensoren, <i>Vorlesung ETH</i> (<i>Physikalische Grundlagen, Sensoreffekte, Schwergewicht: Modellierung und Aufbau von Silizium-Sensoren</i>)
SVS	Schweiz. Verband Sensortechnik, Präsident. P. Fischer, c/o FSRM.

1.2.3. Wirtschaftliche Bedeutung von Sensoren

1.2.3.1. Überdurchschnittliche Umsatzsteigerung

22 VDI nachrichten · 18. April 2008 · Nr. 16

Sensorik und Messtechnik: 10 % Umsatzplus und mehr Personal

Deutsche Sensorhersteller legen überproportional zu

VDI nachrichten, Düsseldorf, 18. 4. 08, ciu –

Mit zumeist kleinen und in Produkten sowie Prozessen integrierten Komponenten erobern Hersteller von Sensortechnik Märkte in aller Welt. Auf der Hannover Messe werden einige Spezialisten aus der Mess- und Sensortechnik ihre Lösungen in Halle 8 auf dem Gemeinschaftsstand „AMA Zentrum Sensorik“ zeigen.

Hinter der Sonderschau steht als Koordinator der AMA-Fachverband für Sensorik mit seiner Servicegesellschaft. Der Verband repräsentiert derzeit insgesamt rund 450 Unternehmen, davon 10 % im europäischen Ausland. „Wir sehen uns heute als Netzwerk und Interessensvertretung der europäischen Sensorik und wollen unsere Aktivitäten auch auf die Wachstumsmärkte China und Indien ausdehnen, die USA könnten bald folgen. Ziel ist es, unseren Mitgliedern den Weg in internationale Märkte zu ebnen“, unterstrich dazu kürzlich der AMA-Vorsitzende Prof.

Florian Solzbacher. „Die Sensorikbranche hat in den letzten Jahren immer positive Zahlen gemeldet und damit dem allgemeinen Gejammer über eine schlechte Konjunktur widersprochen.“

Nach Hochrechnungen des AMA gibt es in Deutschland rund 800 zumeist mittelständische Hersteller von industriellen Messsystemen. Diese sowie die Importeure von Sensorikprodukten aus ausländischer Produktion setzen mit industriellen Messsystemen etwa 22 Mrd. € bis 25 Mrd. € pro Jahr um. Zudem sind etwa 2500 Firmen, vom Hersteller bis zum Wiederverkäufer, vom Ingenieurbüro bis hin zu spezialisierten Dienstleistern sowie Institute in der Sensorik tätig. Sie beschäftigen unmittelbar in der Messtechnik etwa 230 000 Mitarbeiter, die einschließlich Wiederverkauf und sensorikspezifischen Dienstleistungen 33 Mrd. € erwirtschaften. Sensorsysteme aus deutscher Produktion werden zu 40 % direkt exportiert.

Dazu kommt der indirekte Export durch Sensoren in Maschinen und Anlagen, damit dürfte die tatsächliche Exportquote deutscher Messsysteme bei 70 % liegen. Bei sehr unterschiedlichen Definitionen und Zuordnungen gehen Marktforscher von einem Weltmarkt von 70 Mrd. \$ bis 120 Mrd. \$ aus, damit hält Deutschland einen Anteil von nahezu einem Viertel.

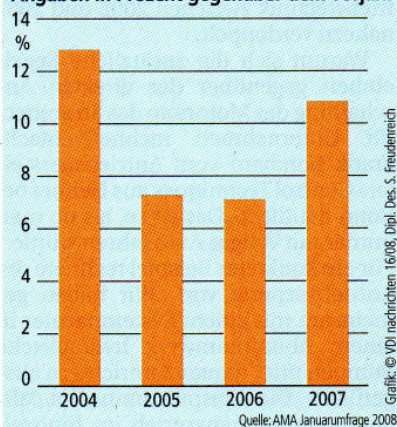
„Die Sensorik konnte hochgerechnet im Jahr 2007 über 13 000 qualifizierte Arbeitsplätze, entsprechend über 6 %, sowie ein Umsatzwachstum von knapp 11 %, entsprechend über 2 Mrd. €, verzeichnen“, freute sich Johannes W. Steinebach, Schatzmeister des AMA-Fachverbandes, bei der Vorlage der Zahlen.

Auch die Investitionen legten laut AMA 2007 um knapp 10 % zu, im laufenden Jahr planen die befragten Unternehmen eine ähnliche Größenordnung. „Die Sensorik ist also weiterhin positiv gestimmt, sie stellt ein und investiert“, stellte Steinebach abschließend fest.

A. SCHARF

Sensorik

Umsatzentwicklung deutscher Hersteller, Angaben in Prozent gegenüber dem Vorjahr



Wachstumsmarkt Sensorik: Im Vergleich zu den beiden Vorjahren konnte die Branche ihren Umsatz 2007 wieder deutlicher steigern. Gleichzeitig wurden 13 000 neue Arbeitsplätze geschaffen.

1.2.3.2. Einfluss der Mikrotechnik auf die Sensorik

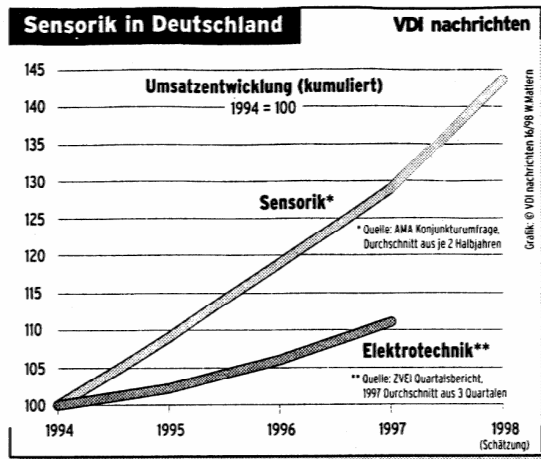
Schleppende Umsetzung von Forschungsergebnissen in Produkte

VDI nachrichten, 17. 4. 98 - In technischer Hinsicht ist Deutschland ein Musterland für Schlüsselbranchen wie Sensorik und Mikrotechniken. Einen ausgeprägten Mangel gibt es jedoch in der Umsetzung von Forschungsergebnissen in Produkte sowie deren Anwendung. Dennoch wächst der Bereich überproportional.

Die Sensorik ist eine Schlüsselindustrie“, betont Peter A. Vizenetz, Vorstand des AMA-Fachverbandes für Sensorik, „denn von ihr hängen Branchen wie der Maschinen- oder Automobilbau ab.“ Nur in Deutschland könnten Innovationen gedeihen, „denn wir haben die richtige Mischung aus Forschung und mittelständischer Industrie“.

Die Sensorikerhersteller beschäftigen in Deutschland rund 150 000 Mitarbeiter, 1997 wurden 4500 neue eingestellt. Für 1998 sei ein weiterer Ausbau um 5500 Stellen geplant. Im letzten Jahr erzielte die Branche einen Umsatz von etwa 20 Mrd. DM, eine Steigerung von 8,5 % gegenüber dem Vorjahr. „Die Zahl der Neugründungen von Firmen ist relativ hoch und die Zahl der Konkurse unterproportional klein. Die Stückzahlen sind für Großfirmen eher uninteressant, wohl aber die Anwendungen“, betont Vizenetz. „Wenn die deutsche Sensorik den weltweiten Durchbruch noch nicht geschafft hat, so liegt das weniger an der technologischen Potenz denn an fehlendem Marketing“, folgert Vizenetz.

Zur Hannover Messe stellen eine Reihe der AMA-Mitgliedsfirmen ihre Neuigkeiten vor. So hat die Ingelfinger Firma Bürkert ein erstes Online-Meßsystem für organische Gase mit hoher Genauigkeit im ppm-Bereich entwickelt. HL-Planartechnik aus Dortmund zeigt neue Halbleitersensoren für Temperatur und Druck. Hygrotec aus Titisee stellt Feuchtesensoren für Automobil- und Hausanwendungen vor. Die Erfurter Micro-Sensys hat einen Chip für den kontaktlosen Datentransfer entwickelt, und die Hamburger Philips Semiconductors einen kombinierten Drehzahl-/Winkelsensor für Anwendungen im Automo-



Die Sensorhersteller befinden sich auf dem aufsteigenden Ast. Das kumulierte Wachstum von 1994 bis 1997 betrug 30 %, in der Elektrotechnik 10 %. Für das laufende Jahr peilt die Branche eine Zunahme um 11 % an. Grafik: VDI nachrichten

bil. Auch das Teltower VDI/VDE-Technologiezentrum ist mit einem integrierten Analytiklabor von 3 cm Kantenlänge mit von der Partie.

Die Mikrosystemtechnik ist damit auch eine wichtige Säule der Sensorik. „Wir sehen für die Mikrosystemtechnik nach wie vor ähnliche Umwälzungen, wie sie die Mikroelektronik vor zwanzig Jahren hervorbrachte“, sagt Jürgen Berger vom VDI/VDE-TZ. „Die Umsetzung in Produkte hat begonnen, 200 Mio. DM werden dafür jährlich aufgewandt.“ Rund 80 Mio. DM würden aus der Industrie kommen. „In Europa ist Deutschland sicher führend“, meint auch Prof. Wolfgang Ehrfeld vom Institut für Mikrotechnik Mainz. Bemerkenswerte Entwicklungen gebe es sonst vor allem in Frankreich, der Schweiz und den Niederlanden. Im internationalen Vergleich der Forschungs- und Entwicklungsarbeiten könne Deutschland auch mit den USA und Japan mithalten. „Aber lediglich die LIGA Technik, die sich auch erst in jüngster Zeit durchzusetzen beginnt, wurde in Deutschland entwickelt, während praktisch alle anderen Prozesse ihren Ursprung in den USA nahmen.“

Ein Beispiel für deutsche Ingenieurskunst ist ein kleiner Mikromotor mit Mi-

krogetriebe von der Schönaicher Firma Faulhaber, zusammen mit dem IMM entwickelt. Der Motor hat einen Außendurchmesser von nur 1,9 mm. Neben Anwendungen in der Mikromontage könnte er beispielsweise in der Medizintechnik oder Sensorik eingesetzt werden, oder als Antriebseinheit für den kleinsten Hub-schrauber der Welt, wie er schon im letzten Jahr auf der Hannover Messe präsentiert wurde. Die Crux - noch heute wird nach innovativen Anwendungen gesucht. Und da stellt sich die Frage, ob nicht zuviel gefördert und damit am Markt vorbei entwickelt wurde.

„In den vergangenen Jahren wurde viel für die Schublade entwickelt, und ich sehe immer noch einen Mangel an Risikobereitschaft in der Industrie, doch ich sehe auch einen Trend hin zur Zusammenarbeit von Instituten und der Industrie“, antwortet Vizenetz.

Der Markt habe überzogene preisliche Erwartungen, meint Johannes Herrnsdorf von der Dortmunder HL-Planartechnik. Diese Firma war früher ein Technologie-Dienstleister mit eigener Halbleiterfertigung, nach einer Finanzierungsrunde mit Wagniskapital ist man nun eigener Produzent von Sensoren. „Ein Stück Silizium der Mikroelektronik kostet einige Mark, und da können wir in der Mikrosystemtechnik nicht ganz mithalten. Aber wir stehen ja noch am Anfang der Entwicklung.“ Und zur Internationalität: „Die Zeit der Markteinführung von mikrotechnischen Bauelementen dauert drei oder vier Jahre. Heute ist die Automobilindustrie der primäre Abnehmer, morgen wird es wohl die Computerperipherie sein.“ Generell sieht Herrnsdorf einen Innovationsstau, eine schleppende Umsetzung der Forschungsergebnisse in marktfähige Produkte. Die Technologie sollte als Kernkompetenz im Lande bleiben. Die Vorschläge der AMA zur weiteren Förderung der Sensorik/Mikrosystemtechnik zielen deshalb auf eine Koppelung der Grundlagenforschung mit einer Grundförderung. ACHIM SCHARF

**Deutschland ist
führend in Europa**

1.2.3.3. Sensorik in Deutschland

Hochrechnungen gehen davon aus, dass es in Deutschland ca. 600-700 Hersteller von industriellen Messsystemen gibt. Diese sowie die Exklusivimporteure von Sensorikprodukten aus ausländischer Produktion setzen mit industriellen Messsystemen etwa 8-10 Mrd. Euro pro Jahr um, d.h. mit Produkten, die grundsätzlich ein Sensorelement enthalten.

Weiterhin kann man hochrechnen, dass insgesamt ca. 2.000-2.500 Firmen – vom Hersteller zum Wiederverkäufer, vom Ingenieurbüro bis hin zu spezialisierten Dienstleistern – in der Sensorik tätig sind. Sie beschäftigen unmittelbar in der Messtechnik, d.h. Peripheriegeräte bzw. -Aktivitäten nicht einbezogen, ca. 200.000 - 250.000 Mitarbeiter, die inkl. Wiederverkauf und sensorikspezifischen Dienstleistungen etwa 15-18 Mrd. Euro erwirtschaften.

In all diesen Betrachtungen sind nicht eingerechnet andere Komponenten der industriellen Mess-, Prüf- und Automatisierungstechnik, wie z.B. Regler, Steuerungen usw. Bei sehr unterschiedlichen Definitionen und Zuordnungen gehen Schätzungen von kommerziellen Marktforschern von einem Weltmarktpotenzial von 35-80 Mrd. US\$ aus.

Sensorsysteme aus deutscher Produktion werden zu ca. 30 % direkt exportiert. Dem muss der indirekte Export hinzugefügt werden, in Abhängigkeit der jeweiligen Exportquote der Maschinen, Anlagen und Produkte, in denen Sensorsysteme eingesetzt werden. Damit dürfte die tatsächliche Exportquote deutscher Sensorsysteme bei ca. 60-70 % liegen.

Die seit 1992 durchgeführte AMA-Marktstatistik hat für das Berichtsjahr 2002 – bei einer in den letzten Jahren sehr konstanten Beteiligung von knapp 150 Firmen, d.h. ca. 20-25 % aller potenziellen Teilnehmer – ein Produktions- und Importvolumen in Deutschland von ca. 1 Mrd. Euro erfasst; in feiner Differenzierung nach Messgrößen, Preis-/Applikationsfeldern und Gerätegruppen. In einer zweiten Umfrage hat AMA festgestellt, dass in den letzten Jahren in der deutschen Sensorik ca. 2-3 % neue Arbeitsplätze/Jahr, d.h. ca. 4-8000, geschaffen wurden. Dies ganz im Gegensatz zur Elektrotechnik global, wo in einzelnen Jahren eher Arbeitsplätze abgebaut wurden (Quelle: ZVEI Quartalsberichte).

Der Sensorik-Branche wird mittelfristig ein jährlicher Zuwachs von weltweit 5-10 % zugesprochen, die AMA-Umfrage ergab für die Sensorik in Deutschland ca. 8-12 %/Jahr. Dabei muss man jedoch sehr genau nach Anwendungen differenzieren, denn es gibt Applikationen, die weitgehend als gesättigt anzusehen sind und einen verschärften Wettbewerb unter den Anbietern ausweisen, verbunden mit einem kontinuierlichen Preiszerfall. In anderen Anwendungen – z.B. im Bereich der chemischen oder der Biosensorik – stehen die Sensorsysteme auf Grund der Technologieentwicklung gerade erst am Anfang "ihrer Karriere" und weisen folglich zweistellige Zuwächse aus. Ein weiteres Feld rasanter Entwicklung liegt in der fortschreitenden Miniaturisierung, allgemein auch mit dem Stichwort "Mikrosystemtechnik" umschrieben. Hier ist die technologische Grundlagenentwicklung weitgehend abgeschlossen; der Technologietransfer in marktfähige Produkte erfolgt.

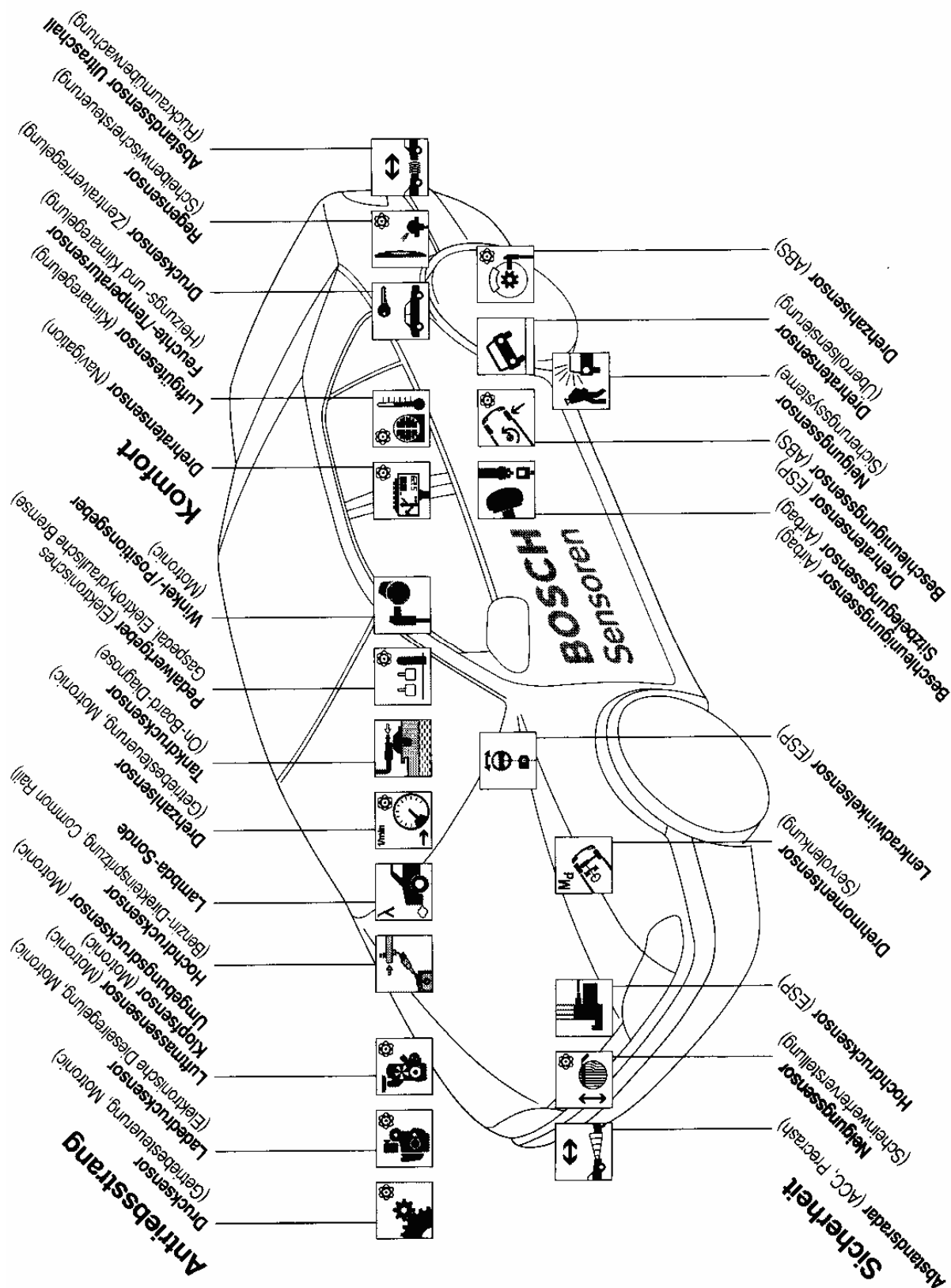
Zusammenfassend sei festgestellt, dass die deutsche Sensorik – sowohl historisch bedingt, als auch wegen der sehr weiten Verbreitung nahezu aller Anwenderbranchen für Sensorik in Deutschland – spezifische Strukturen ausweist mit vielen kleinen, auf Nischen spezialisierten Firmen. Diese Strukturen begründen die Stärke der deutschen Sensorik am Weltmarkt. Sie sind aber auch eine Schwäche, denn der Markt ist für Anbieter von Produkten und Dienstleistungen und für deren Kunden gleichermassen sehr "unübersichtlich". Dort Hilfestellung zu geben, hat sich der AMA Fachverband für Sensorik e.V. zur Aufgabe gemacht.

1.2.3.4. Entwicklung des westeuropäischen Marktes für Sensoren bis zum Jahre 2003

Entwicklung des westeuropäischen Marktes für Sensoren bis zum Jahre 2003							
Sensorarten	1993 (Mio. DM)	2003 (Mio. DM)	Jährliches Wachstum	Sensorarten	1993 (Mio. DM)	2003 (Mio. DM)	Jährliches Wachstum
Binäre Sensoren				Sensoren für optische Größen			
Binäre Positionssensoren	1.985,0	3.983,2	7,2 %	Sensoren zur Messung optischer Größen (ohne Bildgrößen)	283,6	1.050,1	14,0 %
Rauchgassensoren	1.525,6	3.156,6	7,5 %	Optische Bildsensoren	170,3	769,5	16,3 %
	459,4	826,6	6,0 %		113,3	280,6	9,5 %
Sensoren für mechanische Größen an Festkörpern	2.342,7	5.628,2	9,2 %	Sensoren für akustische Größen			
Positionssensoren	953,0	2.110,0	8,3 %	Akustische Sensoren	516,9	827,9	4,8 %
Geschwindigkeits-/Drehzahlsensoren	785,1	1.811,0	8,7 %	Ultraschall-Bildsensoren	121,9	184,5	4,2 %
Beschleunigungs-/Vibrationsensoren	188,2	549,3	11,3 %		395,0	643,4	5,0 %
Kraftsensoren	301,9	582,8	6,8 %	Sensoren für elektrische Größen			
Drehmomentsensoren	60,0	151,1	9,7 %	Stromsensoren	37,0	74,6	7,3 %
Sonstige Sensoren (Abstand-/Meßtaster)	54,5	424,0	22,8 %		37,0	74,6	7,3 %
Sensoren für mechanische Größen an Flüssigkeiten und Gasen	4.681,5	8.794,2	6,5 %	Sensoren für magnetische Größen			
Drucksensoren	2.001,1	4.064,4	7,3 %	Magnetfeldsensoren	167,4	320,0	6,7 %
Füllstandssensoren	997,4	1.810,2	6,1 %		167,4	320,0	6,7 %
Durchflusssensoren	1.683,0	2.919,6	5,7 %	Sensoren für feuchte, chemische und biologische Größen			
Sensoren für thermische Größen	1.619,3	2.933,7	6,1 %	Feuchtesensoren	966,6	2.188,1	8,5 %
Temperatursensoren	1.590,0	2.769,0	5,7 %	Chemiosensoren	112,0	193,8	5,6 %
Infrarotbildsensoren	21,8	37,3	5,5 %	Biosensoren	825,8	1.852,6	8,4 %
Infrarot-Signalsensoren	7,5	127,4	32,7 %	Summe	28,8	141,7	17,3 %
					12.600,0	25.800,0	7,4 %

Quelle: Intechno Consulting

1.2.4. Vielfalt der Fahrzeugsysteme mit Sensoren



1.2.5. Sensoren für Fahrerassistenzsysteme

Sensoren lehren Elektronik das Sehen

VDI nachrichten, Stuttgart, 8. 10. 04 -

Die Elektronik erlaubte es, das Autofahren immer sicherer zu gestalten. Fahrerassistenzsysteme die über Radar-, Infrarot, Ultraschall- und Video-Sensoren verfügen lassen für die Zukunft einiges erwarten. Den „Spurassistenten“ gibt es jetzt auch im Pkw: bei Citroën.

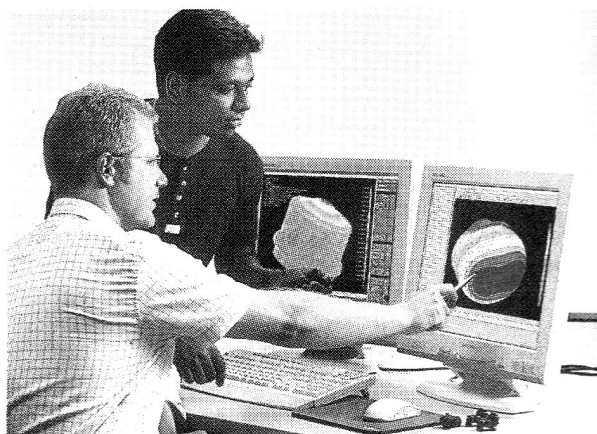
Mit der Einführung des ABS durch Bosch vor 26 Jahren wurde die Elektronik erstmals für ein Sicherheitssystem im Auto eingesetzt. Die Antriebsschlupfregelung (ASR) und das Antischleudersystem „Elektronisches Stabilitätsprogramm“ (ESP) folgten, beide bauen auf dem ABS auf. Seither wird darüber diskutiert, welche weiteren Fahrerassistenzsysteme so sinnvoll sind, dass sie kritische Fahrzustände weiter entschärfen können. Bosch zeigte am 4. Oktober in Stuttgart vor der Presse, was heute schon machbar ist und morgen vielleicht den Serienstart erleben könnte.

Systeme, die vor Verlassen der Fahrspur den Fahrer warnen, sind schon in Nutzfahrzeugen zu haben. Nun bietet Citroën im C5 ein solches von Valeo entwickeltes Assistenzsystem im Pkw an. Bei Bosch arbeitet dieses System mit einer hoch empfindlichen Kamera, die etwa auf Nebenstraßen auch unmarkierte Fahrbahnränder erkennen kann. Die Warnung kann akustisch erfolgen oder – wie bei Citroën – durch Vibrationen in der Sitzfläche des Fahrers.

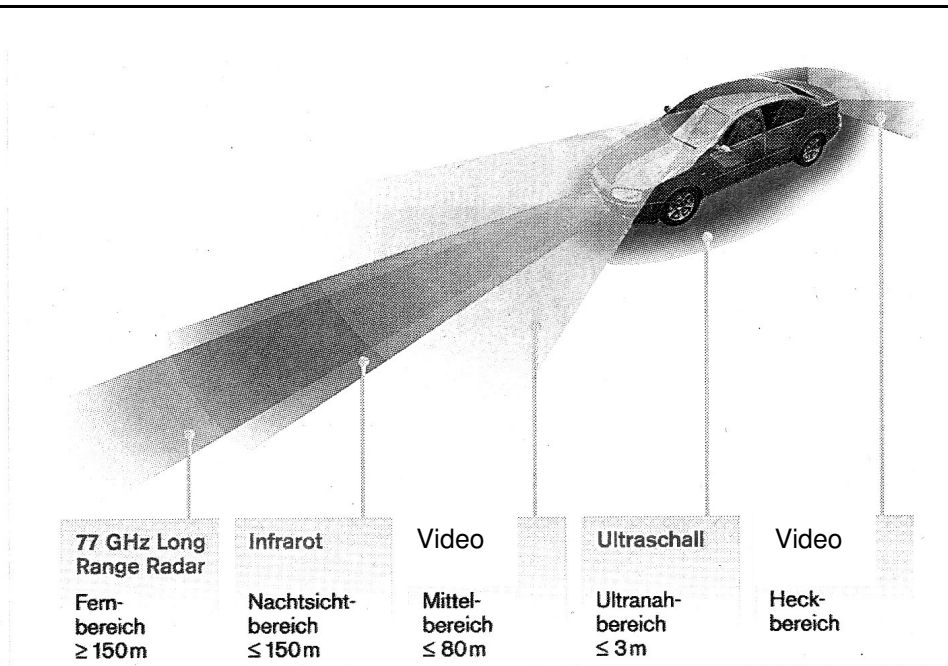
Die Stuttgarter entschieden sich bei

ihrer Entwicklung für die Kamera, weil sie nicht nur die Fahrbahn beobachtet, sondern auch Verkehrszeichen erfasst und das System den Fahrer auch warnen kann, wenn er etwa zu schnell fährt – ein Punkteverhinderungssystem also.

Im Lauf der Entwicklung wurde diese Kamera immer kleiner, bis sie nun wie der Regensensor hinter der Oberkante der Windschutzscheibe kaum noch von außen zu erkennen ist. Eine zweite davon könnte bei Autos mit unübersichtlichem Heck das Rückwärtsfahren wesentlich erleichtern. Bei Lkw und Bussen sind solche Kameras bereits gelegentlich zu finden, haben allerdings größere Abmessungen. Die Entfernung zu vorausfahrenden Fahrzeugen dagegen wird mit Radar gemessen, dessen Signale auch dazu verwendet werden können, um das eigene Auto bei zu starker Annäherung an das vorausfahrende selbsttätig abzubremsen. Beschleunigt dessen Fahrer, dann gibt



Bei Bosch entwickeln 330 Ingenieure im Geschäftsbereich Autoelektronik Fahrerassistenzsysteme und untersuchen deren Funktion u.a. mit Simulationstechniken.



Sensoren der Fahrerassistenzsysteme erfassen das Fahrzeugumfeld. Gefährliche Verkehrssituationen können so frühzeitig erkannt und entschärft werden. Derart ausgerüstete Autos erhöhen auch die allgemeine Verkehrssicherheit. Foto(2): Bosch

das eigene Regelgerät ebenfalls Gas. Bei Schleichfahrt im Stau kann eine solche Einrichtung sehr hilfreich sein.

Das gegenwärtige System erfasst vor dem Wagen allerdings nur einen Winkel von 8 Grad. Bei schärferen Kurven verliert es den Vorausfahrenden aus dem Messstrahl. Dann gibt das eigene System Gas – und der unaufmerksame Fahrer könnte dem inzwischen stehenden Vordermann ins Heck fahren. Da ist also noch einiges an Entwicklungsarbeit notwendig, um jede Fehlfunktion auszuschließen. Das gilt auch für die Erkennung stehender Hindernisse, vor denen der Wagen zum Stehen kommen muss.

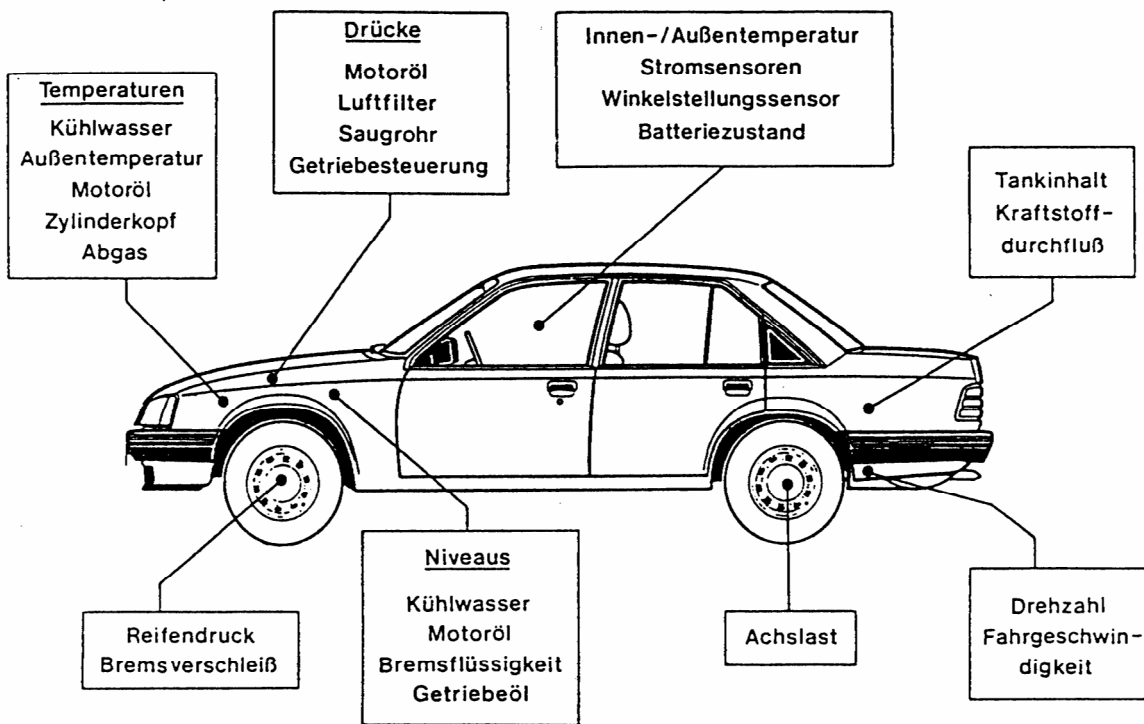
Den Parkpilot werden vor allem diejenigen begrüßen, denen das Einparken in Lücken am Straßenrand Qualen bereitet. Bei langsamer Vorbeifahrt misst das System die Länge der Parklücke

und gibt dann dem Fahrer auf dem Bildschirm Hinweise, wie er die Räder einschlagen muss. Durch Eingriffe in Lenkung, Gaspedal und Bremsen lässt sich das System bis zum selbständigen Einparken ohne Hilfe des Fahrers ausbauen, falls der Gesetzgeber solchen Lenkeingriff zulässt. Geübte Fahrer werden freilich schnell feststellen, dass sie besser als das System in der Lage sind, das Auto einwandfrei auch in engere Parklücken zu bugsieren.

Die moderne Elektronik bietet schier unendliche Möglichkeiten, das Fahren zu erleichtern. Es ist nur die Frage, welche Funktionen sinnvoll sind und welche nicht. Dass die Vorstellungen der Entwicklungsingenieure nicht ausufern, dafür werden schon die Kosten sorgen. Eine Entmündigung des Fahrers ist durch diese Systeme weder beabsichtigt noch möglich. Dagegen wird vor allem im extrem dichten Verkehr in der Stadt und auf Autobahnen auch ein versierter Fahrer entlastet. Er bewegt sich zudem in einem weniger gefährlichen Umfeld, wenn bestimmte Systeme sich bis hin zu Kleinwagen durchgesetzt haben, wie heute schon das ABS.

CHRISTIAN BARTSCH/WOP

1.3. Messgrößen



Mechanische Größen

Thermische Größen

Magnetische Größen

Optische Größen

Chemische Größen

Zusammensetzung von Stoffen

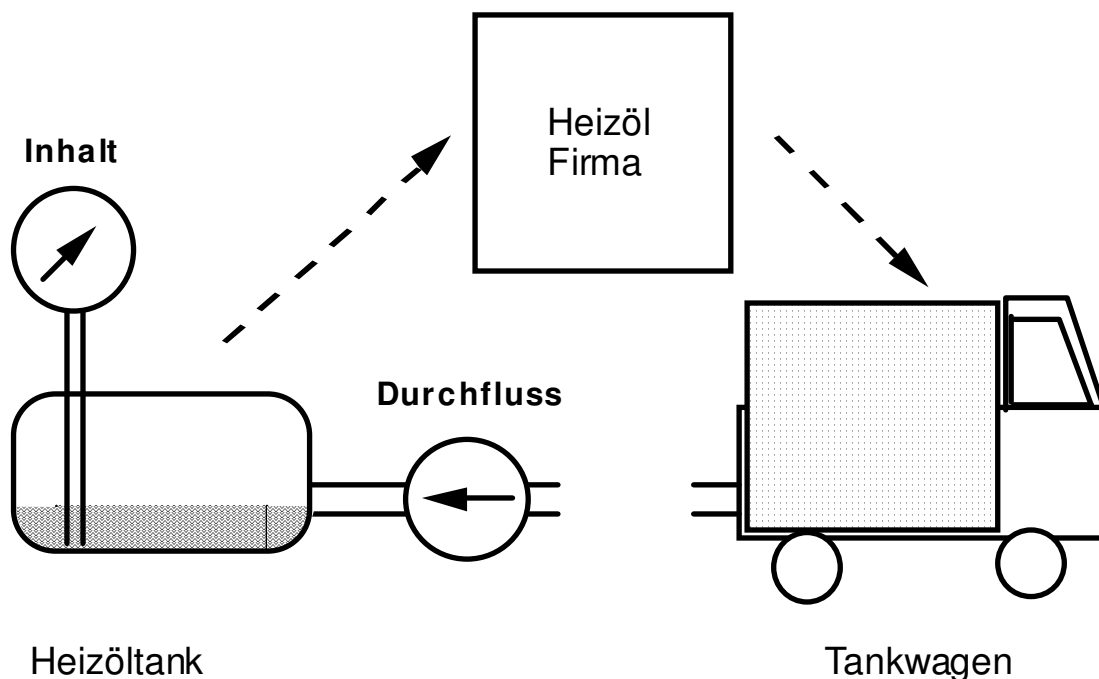
1.4. Auswahl des Messprinzips und Evaluation der Sensoren

Primäre Problemstellung des Anwenders erfassen

Prozess und Umfeldbedingungen verstehen

Bestimmung der Messgrößen, die den Prozess beschreiben

Beispiel Heizölfirma



Automatische Fernmessung des Inhalts des Heizöltanks
Ziel: Nachlieferung besser disponieren

Automatische Messung der Nachfüllung
Ziel: Verrechnung vereinfachen

Analyse des Problems

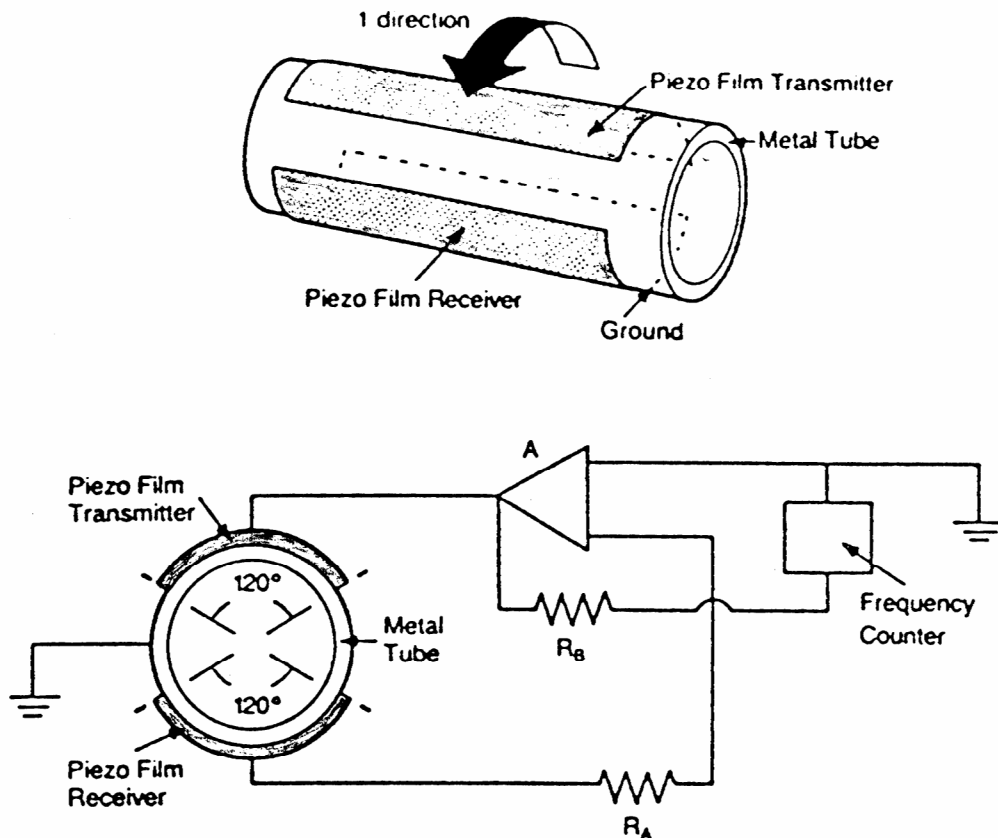
Lösungsansatz: Füllstand-Sensor (siehe 1.4. Bild 2)

Lösungsansatz: Massen-Durchfluss-Sensor (siehe 1.4. Bild 3)

Lösungsansatz: Volumen-Durchfluss-Sensor

Untersuchung der temperaturabhängigen spezifischen Dichte des Messmediums
Messung des Volumenstromes + Messung der Temperatur: Berechnung Masse
Untersuchung von Störgrößen, Abklärung von möglichen Fehlmanipulationen

Singende Röhre



“Singing tube” transducer arrangement

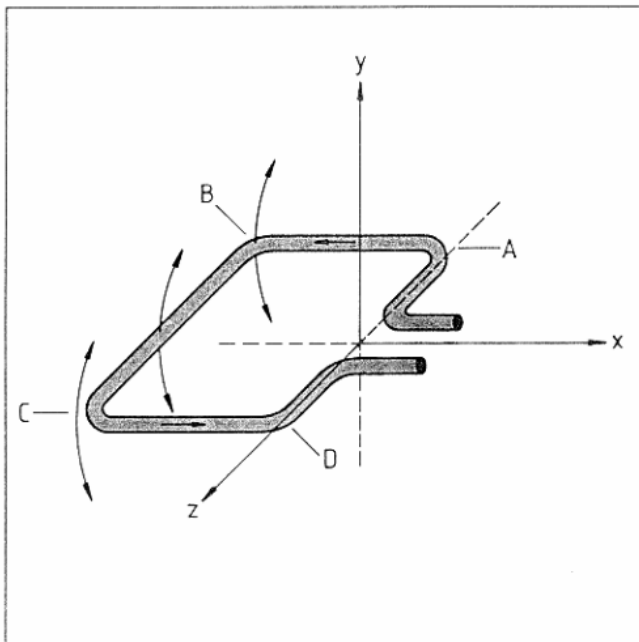
Prinzip:

Auf beiden Seiten des dünnen Metallröhrchens sind PVDF-Piezofolien angeklebt. Diese Folien arbeiten mit dem transversalen Effekt, d.h. sie ziehen sich unter einer elektrischen Spannung zusammen. Die obere Folie dient als Aktor und bringt das Metallröhrchen zum Schwingen. Die untere Folie dient als Sensor und detektiert diese Schwingung.

Mit der gezeigten Beschaltung schwingt das Röhrchen auf der mechanisch bestimmten Resonanzfrequenz. Je nach Füllzustand ändert sich diese Resonanzfrequenz um bis 30 %.

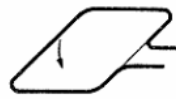
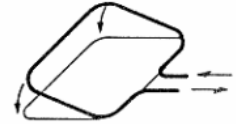
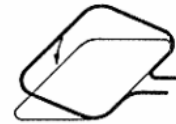
Mittels eines Frequenzzählers erhält man eine digitale Füllstandsanzeige mit einer Reproduzierbarkeit von 0.1 % F.S. (Full Scale).

Corioliskraft-Massedurchflussmesser



Ohne Durchfluss

Mit Durchfluss



Prinzip:

Eine Rohrschleife in der x/z -Ebene wird um die Drehachse z in Schwingungen versetzt. Dabei bewegen sich die geraden Rohrstücke **AB** und **CD** auf Kreisbahnstücken auf und ab. Ohne Durchfluss bewegen sich diese Rohrstücke parallel zueinander.

Fliesst ein Messstoff in Pfeilrichtung durch das Messrohr, so bewegen sich in dem Rohrstück **AB** die Flüssigkeitspartikel aus Gebieten niedriger Kreisbahngeschwindigkeiten in solche höherer Kreisbahngeschwindigkeiten und umgekehrt in dem Rohrstück **CD** von Zonen hoher zu Zonen niedrigerer Kreisbahngeschwindigkeiten. Die Geschwindigkeitsänderungen ergeben Beschleunigungen an den Massepartikeln des Messstoffes, also Kräfte, welche am Rohrstück **AB** die Schwingbewegung verzögern, im Rohrstück **CD** beschleunigen. Dementsprechend bleibt Rohrstück **AB** hinter der ungestörten Schwingbewegung zurück und **CD** eilt vor: **Die Schleife wird verwunden.**

Ist \vec{v} die Geschwindigkeit des Fluids im Messrohr, $\vec{\omega}$ die momentane Winkelgeschwindigkeit der Kreisbewegung und m die Masse der Flüssigkeit in den Rohrstücken **AB** oder **CD**, so beträgt die **Corioliskraft** \vec{F}_c an den Rohrstücken:

$$\vec{F}_c = -2 \cdot m \cdot [\vec{\omega} \times \vec{v}]$$

Bei bekanntem $\vec{\omega}$ und bekannter Rohrlänge erhält man so den **Massendurchsatz pro Zeiteinheit (m/t)**. Aus der Verwindung der Rohrschleife wird die Corioliskraft und damit der Massendurchsatz unabhängig von sonstigen physikalischen Parametern der Messflüssigkeit gemessen.

Messbereiche in kg/min: 0.3 bis 12; 1.1 bis 40; 2.1 bis 80; 6.6 bis 250; 16 bis 750

Flüssigkeitsdichte: 0.5 bis 2 g/cm³

Reproduzierbarkeit: 0.1 % vom Nennmessbereich

1.5. QUALITÄTS-EIGENSCHAFTEN VON SENSOREN

- Genau über einen grossen Messbereich**
- Guter Frequenzgang**
- Lange Lebensdauer und Langzeitstabilität**
- Billig und klein**
- Rückwirkungsfrei**

Erschütterungsmessungen beim Skifahren

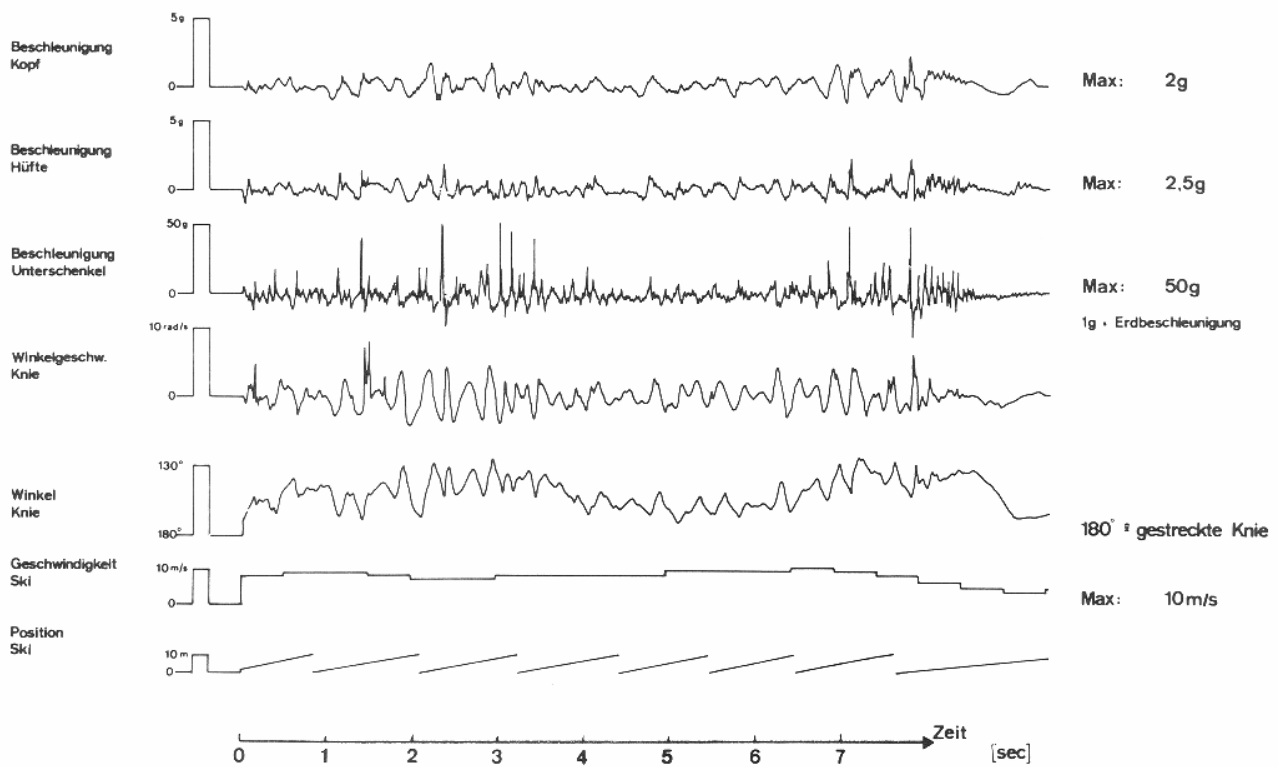
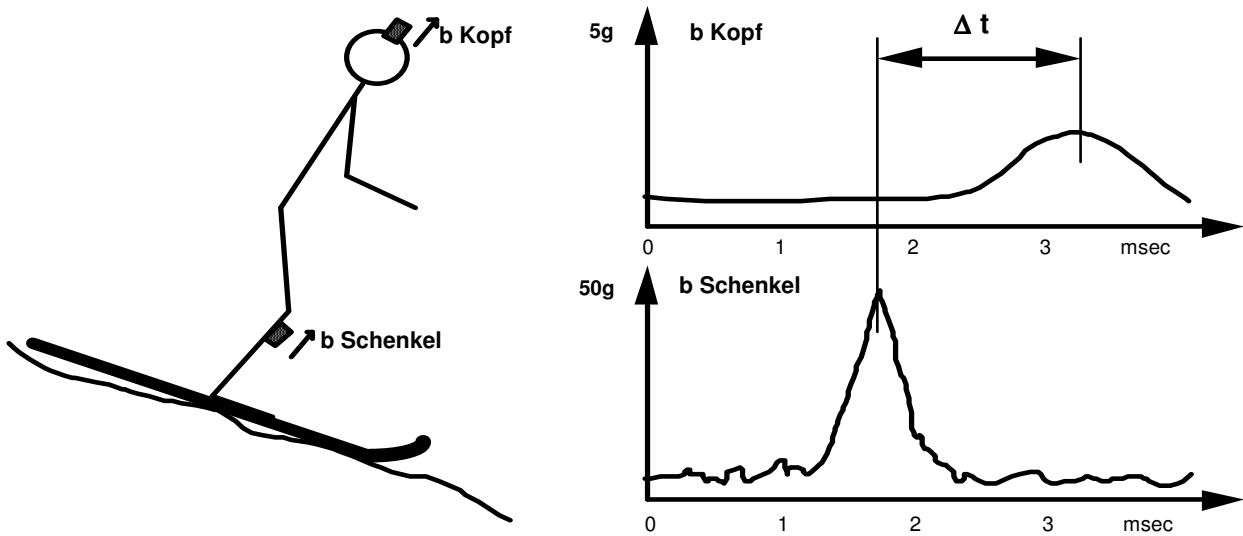
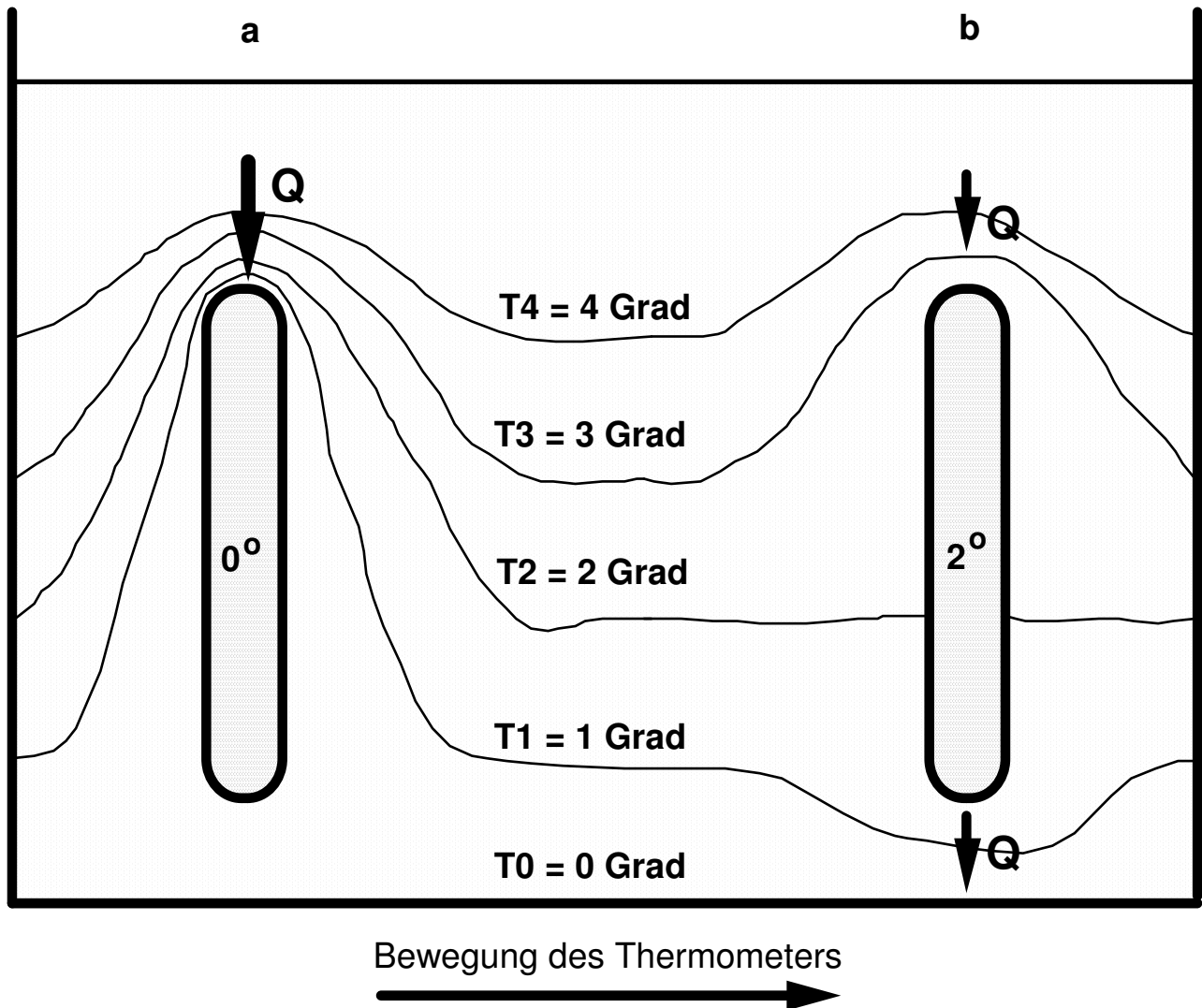


Abb.2: Beispiel eines Messkurvenblattes für einen Streckenausschnitt von ca. 80 Metern.

Rückwirkungen bei Temperaturmessungen



In ein Medium mit horizontaler Temperaturschichtung wird ein 0° kaltes Thermometer eingeführt. In der Aufheizphase (a) fließt Wärme Q in das Thermometer und verändert dadurch die Isothermen. Nach einiger Zeit nimmt das Thermometer die mittlere (Mess-) Temperatur von 2° an.

Wird das auf 2° aufgeheizte Thermometer nach rechts bewegt (b), so findet ein weiterer Temperatureaustausch statt, der die Isothermen wiederum verändert.

Der Messvorgang verändert also den zu beobachtenden Prozess.

Folgende Massnahmen können hier die Messfehler reduzieren:

- Mess-Sonde mit kleiner thermischer Masse verwenden
- Mess-Sonde und Zuleitung parallel zu Isothermen verlegen
- Mess-Sonde vorgängig auf mittlere Erwartungs-Temperatur vorheizen

1.6. Einsatz und Bedeutung von Aktorsystemen

Antriebe und Stellglieder

- Kleine Leistung:** **Elektrostatisch** (Silizium Mikromechanik, für Kompensations-Beschleunigungsgeber, Mikromotoren, Mikro-Linearantriebe)
- Mittlere Leistung:** **Piezoelektrisch** (Mehrachsige Translatoren)
Magnetostruktiv (Ventile, aktive Dämpfung)
Memory Metall (Hebel, Ventile)
Thermisch (Bimetallschalter)
Dehnstoff-Elemente (Langsame Hübe)
Elektrochemisch (Langsame Hübe, selbsthaltend)
Elektorrheologische Flüssigkeiten (Dämpfung)
- Grosse Leistung:** **Elektrodynamische** Prinzipien

Technische Richtdaten

- Piezotranslatoren:** 2000 N, 30 μm für Werkzeugmaschinen
 1 N, 0.01 μm für Raster-Tunnelmikroskop
- Braillecode-Zeile:** 0.1 N, 1 mm
- Modellbauservo:** 0.01 Nm bis 0.2 Nm, 0.1 sec /90 Grad
- Nanocrab-Motor:** 0.37 mNm, 1 rpm bei 20 kHz, Auflösung 0.1 μrad

Anwendungsgebiete

Mechatronik, Adaptronik, Integrierte Optik, Mikromechanik, Nanotechnik, etc.

Markt Europa

- 2002:** **ca. 20 Mrd. €, Tendenz steigend**
 (Abgrenzung Aktoranteil vom Gesamtprodukt schwierig)

1.6.1. Trends bei Aktorsystemen

Muskeln der Elektronik

Technik und Trends bei Aktoren

Aus der Mikrosystemtechnik oder Mechatronik sind Aktoren nicht wegzudenken. Vom einfachen Stellglied haben sie sich zu komplexen Systemen entwickelt – mit eigener Signalverarbeitung und Sensoren. Völlig neue Möglichkeiten eröffnen Aktoren auf der Grundlage von „Memory“-Legierungen.

Sie sind überall zu finden: im CD-Player und der Waschmaschine, in Werkzeugmaschinen und Autos. Trotzdem standen Aktoren jahrelang im Schatten der Sensorik. Das änderte sich mit der wachsenden Verbreitung der Mikroelektronik. Plötzlich wurde es notwendig, auch Aktoren direkt an den Steuerungsrechner anzuschließen. Zusätzlich stellte die preiswerte Rechnerleistung höhere Anforderungen an das statische und dynamische Verhalten der Aktoren; neue Materialien und technische Prinzipien taten ein Übriges. Am Ende stand die Integration der Elektronik auch in Bereiche der Meß-, Steuer- und Regeltechnik, in denen bislang die Mechanik das Sagen hatte.

Aktoren sind die Muskeln der Elektronik. Sie setzen elektrische in mechanische Energie um und schalten, regeln oder steuern physikalische Prozesse. Sie werden bei der hochgenauen Positionierung von zentnerschweren Teilen ebenso eingesetzt wie bei hochdynamischen, aktiven Systemen für die Dämpfung von Schwingungen. Nach Informationen von VDI/VDE Informations-

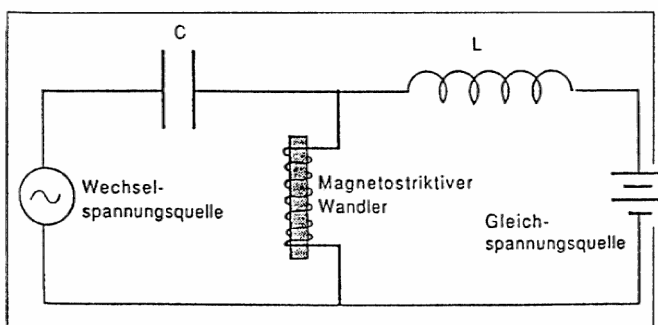


Memory-Legierungen als letzter Schrei: Diese Aktoren verformen sich reversibel in einem relativ kleinen Temperaturbereich.

(Bild: GST)

technik wurden 1988 in Europa Aktoren im Wert von 9,8 Milliarden Mark verkauft. Im nächsten Jahr soll der Markt auf 12 Milliarden anwachsen.

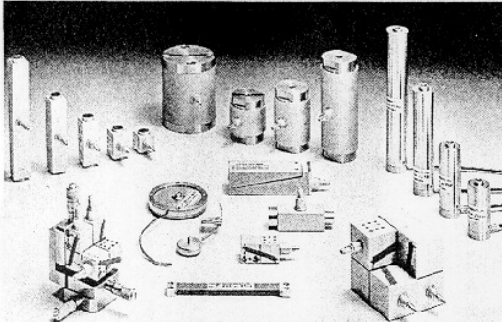
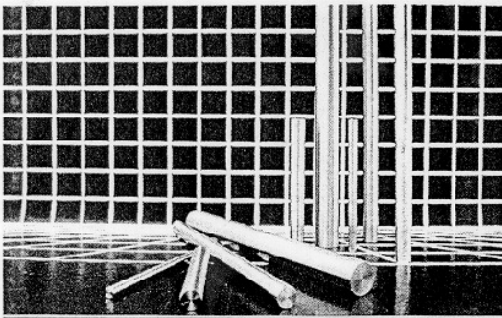
Im Markt für hochgenaue Stellglieder haben sich piezoelektrische Aktoren fest etabliert. Bei ihnen wird der Piezoeffekt ausgenutzt: Verschieben sich die Atome eines Kristallgitters durch eine mechanische Beanspruchung, läßt sich dies durch die Aufladung von metallischen Elektroden auf den Kristallflächen nachweisen. Wird umgekehrt eine elek-



Die Ansteuerschaltung eines magnetostruktiven Wandlers: Sie ist relativ einfach aufgebaut.

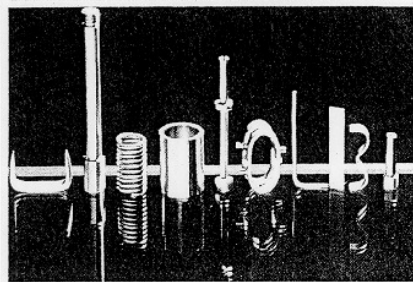
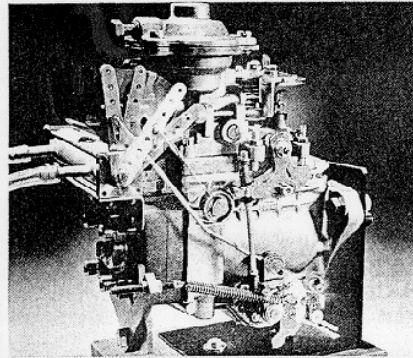
(Grafik: VDI/VDE Informationstechnik)

Elektronik Notizen



Trends bei Aktoren: Magnetostruktive Stellglieder (oben) haben gute Chancen in der Kfz-Technik. Bereits etabliert sind piezoelektrische Aktoren (unten).

(Bild: VDI/VDE Informationstechnik)



Steuerung durch das Kühlwasser: Über eine Memory-Legierung wird die Einspritzdüse eines Motors gesteuert. Ausschlaggebend ist die Temperatur des Kühlwassers.

(Bild: CST)

trische Spannung an einen scheibenförmigen Piezokristall gelegt, läßt sich über den reziproken Piezoeffekt eine Änderung der Dicke erzielen.

Piezoaktoren sind in den unterschiedlichsten Ausführungen zu haben. Am gebräuchlichsten ist die Stapelbauweise. Einfache Piezotranslatoren erreichen eine Längenänderung d/l von bis zu $30 \cdot 10^{-6}$ bei einer Spannung von 100 V/mm. Die Ausdehnung kann bis auf $1 \cdot 10^{-3}$ gesteigert werden, wenn viele dünne, übereinanderliegende Keramikschichten in Multilayer-Technik verwendet werden. Der Nachteil sind allerdings hohe Kapazitäten und Betriebsströme.

Die Einsatzgebiete piezoelektrischer Translatoren liegen vor allem in der Ausführung schneller, hochgenauer Stellbewegungen – beispielsweise bei der Abstimmung von Lasern, der Positionierung von Lichtwellenleitern oder Masken und Wafern in der Halbleiterfertigung. Im Maschinenbau übernehmen solche Systeme das Nachstellen von Werk-

zeugen oder die aktive Dämpfung von Schwingungen.

Neue Anwendungen finden sich bei kleinen Motoren, beispielsweise dem Inchworm- oder dem Ultraschallmotor. Ultraschallmotoren sorgen beispielsweise in Autofocus-Kameras für das Einstellen der Schärfe. Diese Motoren arbeiten als kräftige, leise und ruckfreie Langsamläufer und verfügen über ein hohes Haltemoment.

Magnetostruktive Aktoren

Während bei den Piezokeramiken das Anlegen einer elektrischen Spannung eine Längenänderung des Materials verursacht, läßt sich bei bestimmten Metallegierungen die gleiche Wirkung durch den Einfluß eines Magnetfeldes erzielen. Diese Stoffe bieten Vorteile bei der Umwandlung von elektrischer Energie in mechanische Energie.

Einige Werkstoffe, die erst vor kurzem entwickelt wurden, dehnen sich oder

schrumpfen unter dem Einfluß von Magnetfeldern – ein Effekt, der seit dem letzten Jahrhundert als Magnetostriktion bekannt ist. Bei den Produkten handelt es sich um Legierungen aus den Seltenen Erden Terbium und Dysprosium sowie aus Eisen. Sie werden unter dem Namen Terfenol oder Terfenol-D gehandelt. Die Längenänderungen bei diesem Material sind 10- bis 30mal größer als bei den bisher verfügbaren magnetostruktiven Stoffen wie Nickel und immer noch doppelt so groß wie bei den besten verfügbaren Piezo-Multilayer-Aktoren.

Magnetostruktive Aktoren können große Kräfte erzeugen und rasche, präzise Bewegungen bei hohen Wirkungsgraden und hohem Kopplungsfaktor umsetzen. Einfache Stellaktoren auf Basis von Terfenol können trotz ihrer einfachen Bauweise und Ansteuerung rasche Längenänderungen unter äußerst präziser Einhaltung von Amplitude und Frequenz ausführen.

Mit Hilfe magnetostruktiver Aktoren es möglich, be-

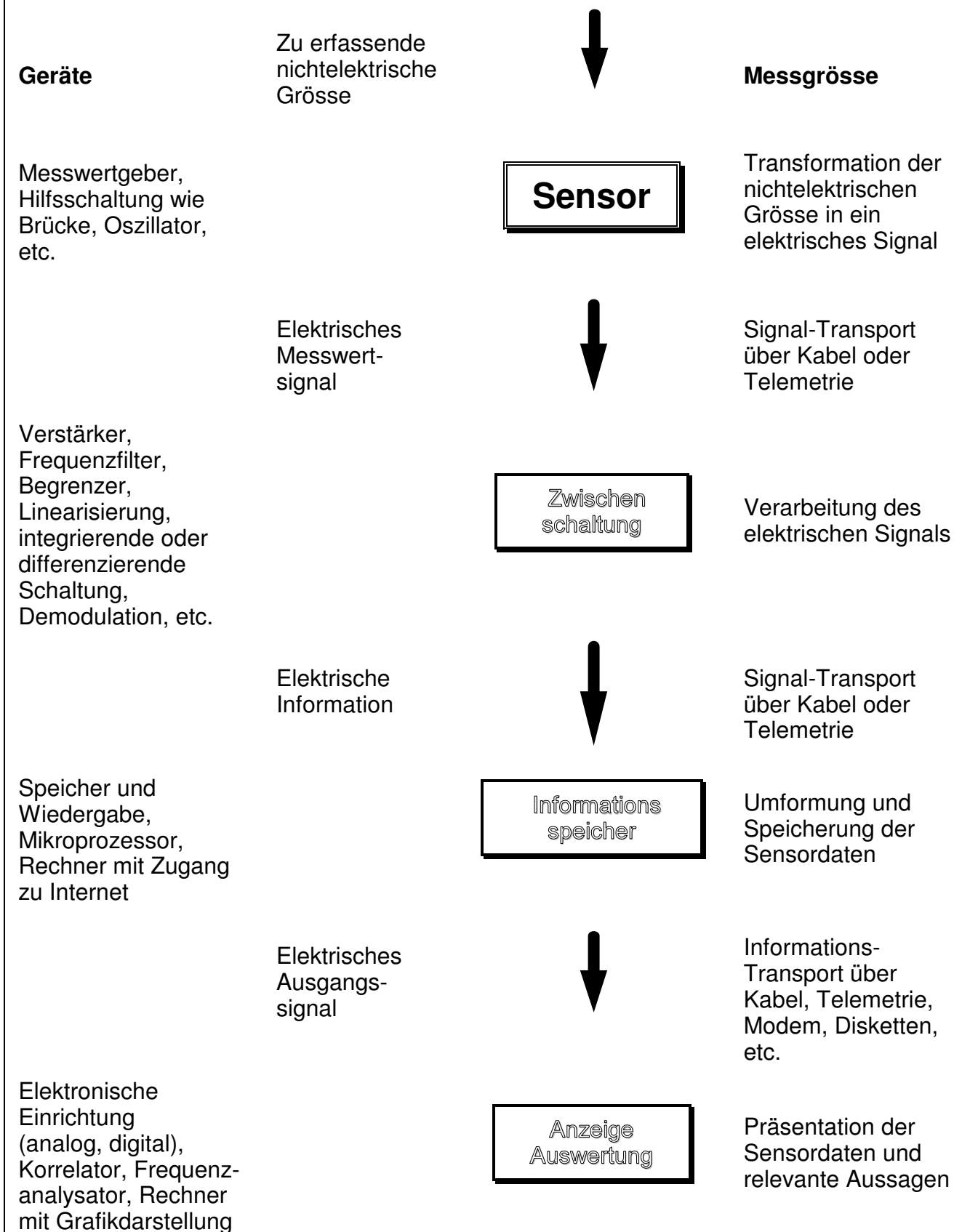
stimmte Ventiltypen – vor allem Dosier- und Servoventile – zu vereinfachen und ihre Funktion zu verbessern. Ein weiterer Anwendungsbereich ist die aktive Schwingungsdämpfung und die exakte Positionierung großer Lasten. Wie bei Piezoaktoren können Hebelübersetzungen zur Wegverlängerung eingesetzt werden, da meistens große Kraftreserven vorhanden sind.

Zu den neuen Aktoren gehören Memory-Legierungen. Sie verändern in einem bestimmten Temperaturbereich ihre Form und Richtung in einer exakt vorhersehbaren Weise. Ein Kaffeelöffel aus Nickel-Titan beispielsweise läßt sich bei Raumtemperatur ohne Probleme verbiegen. Taucht man ihn aber in den heißen Kaffee, nimmt er wieder seine ursprüngliche Form an.

Die Memory-Legierungen gehörten zu den interessantesten Entwicklungen, die Ende Juni in Bremen auf dem Fachkongreß Actuator 90 zu sehen waren, den die VDI/VDE Informationstechnik veranstaltete. Solche Legierungen eignen sich zum Bau von Antriebs- und Steuerelementen, Verriegelungen und Ventilen. Die Einspritzdüse eines Motors kann beispielsweise mit Hilfe eines Memory-Aktors in Abhängigkeit von der Temperatur des Kühlwassers eingestellt werden.

Bei welcher Temperatur das Metall reagiert, richtet sich nach seiner Zusammensetzung. Nickel-Titan kann je nach Einsatzort „programmiert“ werden und ist daher auch in der Medizintechnik von Nutzen. So kann es in abgeflachtem Zustand in eine Wirbelsäule mit geschädigten Bandscheiben implantiert werden. Anschließend entfaltet es sich durch Spülungen mit warmem Wasser und hält die Wirbel dauerhaft auseinander. Entwickelt wurde die Nickel-Titan-Legierung vom KruppForschungsinstitut. Als bislang einziger Hersteller in Europa wird sie von der Gesellschaft für Systemtechnik in Essen hergestellt und verkauft. Re

2.1. Der Sensor als Glied einer Messkette



2.2. Messtechnische Begriffe

(Nach Elektronik-Lexikon, Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart 1982
Dr. V.J. Ruzek, ETH 1989 und Dr. P.A. Neukomm, ETH 1992)

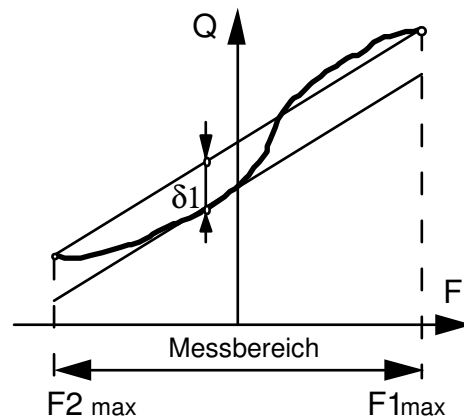
Messprinzip	Benennung für die charakteristische physikalische Erscheinung, die beim Messen angewandt wird.
Messbereich	Derjenige Teil des Anzeigebereiches eines Messgerätes, für den der Fehler der Anzeige innerhalb von angegebenen Grenzen bleibt.
Messgenauigkeit	Veralteter und als schwer definierbar erkannter Begriff der Messtechnik, der durch die definierbaren Begriffe Messunsicherheit und Fehlergrenzen ersetzt wurde.
Messunsicherheit	Der Anteil des Messfehlers , welcher die unsystematischen Fehler beinhaltet, d.h. die nicht korrigierbaren. Er kann durch die Vertrauensgrenzen eingeeengt werden.
Messfehler	Verfälschung des Messergebnisses durch Unvollkommenheiten des Messobjekts, der Messgeräte und -verfahren, sowie durch Einflüsse der Umwelt, wie Temperatur, Fremdfelder u. dgl.
	Allgemein: angezeigter Werte minus richtiger Wert
	Absoluter Fehler: wie er gerade definiert wurde
	Relativer Fehler $\frac{\text{Anzeige minus richtiger Wert}}{\text{richtiger Wert}}$
	oder bezogen auf Endwert (Full Scale) F.S.:
	Relativer F.S. Fehler $\frac{\text{Anzeige minus richtiger Wert}}{\text{Endwert des Messbereiches}}$
Messergebnis	Messwert abzüglich eines evtl. vorhandenen systematischen Fehlers oder arithmetischer Mittelwert von n unter gleichen Bedingungen ausgeführten Messungen: $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ <p>Gegebenfalls empfiehlt sich die Berechnung der Vertrauensgrenzen für eine bestimmte statistische Sicherheit P (übliche Werte P: 68.3%, 95 % oder 99.7 %).</p>
Fehlergrenzen	Vereinbarte oder garantierte zulässige Abweichung nach oben oder unten von der Sollanzeige des Messgerätes.
Genauigkeit	Diesen Begriff lieber nie verwenden!

Nennwert	Maximaler Wert der zu messenden Grösse, mit welcher der Sensor dauernd belastet werden darf.
Ueberlastbarkeit	Darunter versteht man das Vielfache des Nennwertes, welches der Sensor noch imstande ist, für bestimmte Zeit ohne Beschädigung auszuhalten. Eine wiederholte Überlastung darf erst nach einer vollständigen Stabilisierung des Sensor auf normale Betriebsbedingungen vorkommen.
Empfindlichkeit (Sensitivity)	<p>a) Absolute Empfindlichkeit S ist durch die Änderung des Ausgangswertes des Sensors (des Signals beim aktiven, des Parameters beim passiven Sensor) im Verhältnis zur Änderung der Einheit der Messgrösse gegeben:</p> $S = \frac{\Delta Q}{\Delta F} \quad \text{z.B.} \quad \frac{\Omega}{N}$ <p>wobei F die zu messende nichtelektrische Grösse und Q die elektrische Ausgangsgrösse des Sensors ist.</p> <p>b) Relative Empfindlichkeit S' wird auf die Einheit des Ruhewertes der Ausgangsgrösse Q_0 bezogen:</p> $S' = \frac{S}{Q_0} = \frac{1}{Q_0} \cdot \frac{\Delta Q}{\Delta F} \quad \text{z.B.} \quad \frac{1}{N}$ <p>c) k-Faktor des Sensors (z.B. DMS-Sensor) ist gegeben als Verhältniswert der relativen Änderung der Ausgangsgrösse $\Delta Q/Q_0$ und der zu messenden Grösse $\Delta F/F_0$:</p> $k = \frac{\frac{\Delta Q}{Q_0}}{\frac{\Delta F}{F_0}}$ <p>In allen Fällen unterscheidet man die Werte der Empfindlichkeit für statische und dynamische Messungen (siehe Frequenzgang).</p>
Empfindlichkeits- schwelle	Minimaler Wert der zu messenden Grösse, welcher noch eine Änderung der Ausgangsgrösse bewirken kann.
Auflösung (Resolution)	Definiert die kleinste Messwertänderung , die durch den Sensor noch erfassbar bleibt. Die Auflösung wird z.B. durch mechanische Reibung oder thermisches Rauschen begrenzt.
Kalibrierung	Feststellung des Zusammenhanges zwischen der wirklichen Messgrösse und der Anzeige. Treffung geeigneter Massnahmen um die Differenz zwischen Sollanzeige und Istanzeige zu minimieren.
Eichung	Im gesetzlichen Sinne die von der Eichbehörde nach den Eichvorschriften vorzunehmenden Prüfungen und die Stempelung.

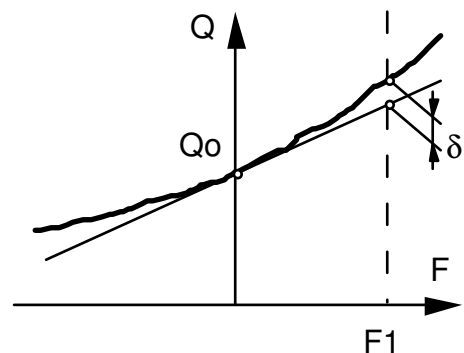
Rückwirkung	Definiert sämtliche Einwirkungen des Sensors auf das gemessene Objekt oder Medium.
Fehlereinflüsse	Nicht nur die zu messende Grösse, sondern auch andere (parasitäre) Einflüsse können auf die Ausgangsgrösse des Sensors einwirken. Die volle Kenntnis aller möglichen parasitären Grössen (z.B. bei Druckmessung die Temperatur, Feuchtigkeit, Vibration, magnetische Feld, usw.), die den Ausgang beeinflussen, sowie die Art und Intensität ihrer Einwirkungen ist ebenso wichtig wie die Kenntnis der wichtigsten Parameter des Sensors.
Alterung	Willkürlich auftretende Änderung der Hauptparameter des Sensors im Laufe der Zeit (Monate).
Ermüdung	Willkürlich auftretende Änderung der Hauptparameter des dauernd belasteten Sensors.
Hysteresis	Hysteresis ergibt sich bei wechselnd belasteten Sensoren. Die Ausgangswerte des Sensors vor und nach der Belastung sind ungleich und können grösser oder kleiner werden, je nach dem Richtungssinn der Sensorbelastung.
Unstabilitätsdrift	Dieser Begriff definiert eine zeitliche Verschiebung des Arbeitspunktes. Eine solche Verschiebung kann z.B. durch thermische Einflüsse (thermische Ausdehnung, Widerstandsänderungen, usw.) Schwankungen der Speisespannung, Netzfrequenzänderungen, usw. hervorgerufen werden. Man unterscheidet eine Kurzzeitstabilität (in einer Spanne von einigen Stunden) und eine Langzeitstabilität (von einigen Tagen bis Jahren). Die thermische Nullpunktdrift wird z.B. als [mV/°C] angegeben, die Langzeitstabilität z.B. als [mV/Tag]. Sensoren und Instrumente für rein dynamische Messungen sind weniger auf Nullpunktdrift empfindlich als solche für statische bzw. quasistatische Messungen.
Frequenzgang	Jeder Sensor kann den Änderungen des Messwertes nur in einem begrenzten Frequenzbereich folgen. Änderungen der Empfindlichkeit des Sensors in bezug auf die Änderung der zu messenden Grösse bei bestimmten Frequenzen werden in % der Grundempfindlichkeit (z.B. -5% @ 1 kHz) angegeben. Frequenzgang 0 bis x kHz: Korrekte Messung von statischen Signalen bis zu dynamischen Signalen von x kHz (meistens -3dB Abfall und Phasendrehung 90°). Frequenzgang y Hz bis x kHz: Nur für dynamische Messungen oberhalb y Hz bis x kHz geeignet.

Nichtlinearität

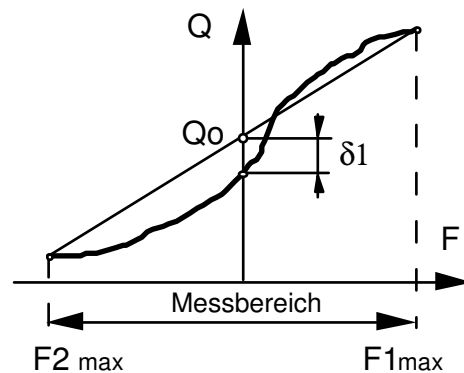
definiert die prozentuale Abweichung von der linearen Abhängigkeit des Ausgangswertes und der zu messenden Grösse.

**a) Grösste Nichtlinearität**

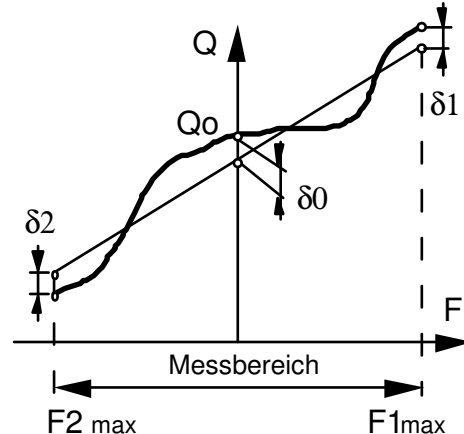
Durch den Anfangs- und Endpunkt der Charakteristik innerhalb eines definierten Messbereiches wird eine Gerade gelegt. Durch Parallelen zu dieser Geraden an die Charakteristik werden die grössten Abweichungen bestimmt. Einfachste und eindeutige Definition der Nichtlinearität

**b) Tangente im Ruhepunkt**

Der Vorteil dieser Definition liegt darin, dass die Nichtlinearität im Ruhepunkt Null beträgt und in beide Richtungen wächst. Die Abweichung der einzelnen Punkte der Charakteristik von der Tangente ist unabhängig vom Messbereichs.

**c) Linearität im Ruhepunkt**

Ähnlich wie bei a), nur dass statt der grössten Abweichung die im Ruhepunkt auftretende Abweichung bestimmt wird.

**d) Mittlere Nichtlinearität**

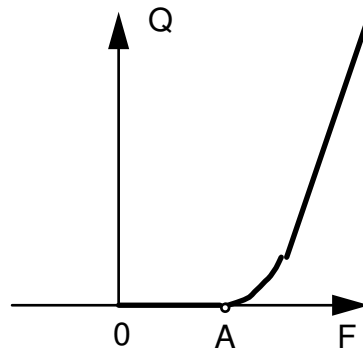
Eine Gerade wird so in die Charakteristik gelegt, dass möglichst kleine Fehler entstehen. Im Vergleich zu den oben erwähnten Methoden sind die Abweichungen beim gleichen Messbereich geringer, nehmen aber positive und negative Werte an.

Wiederholbarkeit	<p>Der Begriff Wiederholbarkeit bezieht sich in den meisten Fällen nicht nur auf den Sensor, sondern auf die ganze Messanordnung. Mehrere parasitäre Einflüsse beeinflussen die Ausgangsgrösse des Sensors auf unerwünschte Weise. Ideal betrachtet sollen die Grenzen der Wiederholbarkeit bei Messungen, die unter gleichen Bedingungen verlaufen, innerhalb der Auflösungsgrenzen des Sensors liegen, was leider in der Praxis oft nicht realisierbar ist. Es werden hier nicht nur alle Fehlergrößen des Sensors, die durch Hysteresis, Alterung, Ermüdung, thermische Unstabilität, Langzeitdrift, usw. entstehen, sondern auch die Einflüsse der Hilfs- einrichtungen (z. B. Sensorhalter, Kabel) und der ganze mechanische Aufbau der Messapparatur hineinbezogen.</p> <p>Bei den heute bestehenden Möglichkeiten zur Fehlerkorrektur (siehe unten) ist die Wiederholbarkeit die wichtigste Eigenschaft eines Sensors.</p>
Reproduzierbarkeit	<p>Wie oben, aber die Messungen werden mit anderen Geräten an einem anderen Ort nachvollzogen. Damit können systematische Fehler erkannt werden.</p>
Fehlerkorrektur	<p>a) Klassische Methoden</p> <p>Aufnahme der Charakteristik, Erstellung einer Korrekturtabelle für Messbereich-Abschnitte, Korrektur von Hand (veraltet). Ebenfalls veraltet sind mechanische "Analogrechner" in Form von Kurvenscheiben usw. Hingegen existieren für schnelle Sonderanwendungen (z.B. Sinusfunktionen, Division etc.) spezielle integrierte Analogrechner die auch heute noch eine kostengünstige Lösung darstellen.</p> <p>b) Digitalisierte Kalibrierung</p> <p>Digitale Aufnahme der Charakteristik und Abspeicherung in einer Adressen/Wertetabelle. Im späteren Sensor-Betrieb werden die digitalisierten Ausgangssignale des Sensors mit den Stützwerten der Adressen/Wertetabelle verglichen. Mittels digitaler Interpolation erhält man das korrigierte oder kalibrierte Ausgangssignal.</p> <p>c) Feste Werte-Tabelle</p> <p>Bei einigen Sensoren (z.B. NTC-Tempersensoren) ist die Charakteristik im hohen Masse reproduzierbar und die Produktions-Toleranz auf wenige Promille garantiert. Hier genügt es, die mathematische Übertragungsfunktion oder eine vom Hersteller zur Verfügung gestellte Wertetabelle abzuspeichern. Durch Anwendung der inversen Übertragungsfunktion oder durch Interpolation wie unter b) erhält man das kalibrierte Ausgangssignal.</p>

Charakteristik

Beziehung zwischen Eingangsgröße und elektrischer Ausgangsgröße

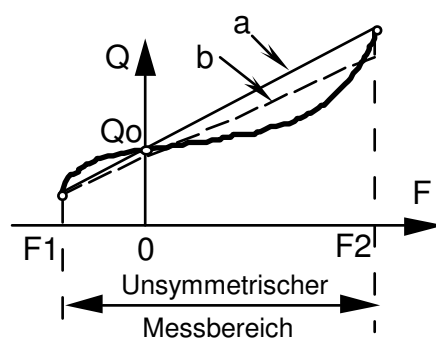
Ansprech-Schwelle



Unterhalb eines gewissen Signalpegels reagiert der Sensor nicht.

Erst ab Signalpegel **A** (Ansprechschwelle) entsteht ein verwertbares Ausgangssignal.

Unsymmetrischer Messbereich

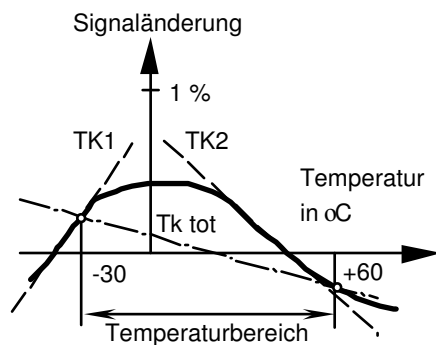


Der unsymmetrische Messbereich kann durch:

die Gerade **a** durch F1, Q0 und F2 definiert werden.

Die Gerade **b** mit der minimalen Abweichung verläuft nicht durch den Nullpunkt.

Temperatur-Koeffizient



TK1: max. positiver Temp.koeff.

TK2: max. negativer Temp.koeff (Europäische Datenblätter)

TK tot: "mittlerer" Temperaturkoeffizient über den Temperaturbereich (USA-Datenblätter)

2.3. Kundenspezifischer Anforderungskatalog an ein Sensorsystem

Wo findet das Sensorsystem seine Anwendung?

Wie schwerwiegend sind die Folgen beim Ausfall des Sensorsystems? (Produktehaftpflicht)

Welche Messgrößen sollen erfasst werden?

Sind die Messgrößen statischer oder dynamischer Art?

Reproduzierbarkeit? Auflösung? Nullpunkt-Stabilität?
Minimale und maximale Messfrequenz?

Welche Umgebungsbedingungen herrschen vor?

- Temperatur
- Feuchte
- Druck
- Beschleunigung
- Chemische Stoffe, Reinigung
- Sonstige

Sind elektrische oder magnetische Störfelder vorhanden?

Welche Größe und welches Gewicht darf der Sensor, resp. das Sensorsystem, nicht überschreiten?

Notwendige Lebensdauer des Sensorsystems?
Austauschbarkeit, Kalibriermöglichkeit?

Wie steht der Sensor mit den nachfolgenden Apparaturen in Verbindung? Busfähigkeit?

Provisorisches Pflichtenheft

3. Aktiv arbeitende Sensoren

3.1. Piezoelektrische Sensoren

3.1.1. Physikalische Grundlagen

Piezoelektrischer Effekt, Thermodynamik der piezoelektrischen Werkstoffe, mathematische Grundlagen, Definition und Richtungsabhängigkeit piezoelektrischer Konstanten, wichtige Kenndaten der Werkstoffe, praktische Beispiele, prinzipieller Aufbau der Sensoren.

3.1.2. Piezoquarz

Übersicht Vor- und Nachteile von Quarzsensoren, Kristallstruktur und Schnittachsen, Piezoeffekt beim Quarz, physikalische Eigenschaften, Gestaltung und techn. Daten von Quarzsensoren, Ladungsverstärker.

3.1.3. Piezokeramik

Übersicht Vor- und Nachteile von Piezokeramik, Werkstoffe, Polarisation, Stabilität, Piezoeffekte, physikalische Eigenschaften, Gestaltung und technische Daten von Piezokeramik-Sensoren, Ultraschall-Systeme, Generatoren mit Piezokeramik.

3.1.4. PVDF-Piezofolie

Übersicht Vor- und Nachteile von PVDF-Folien, Piezomaterial PVDF, Piezoeffekte, Polarisation, Stabilität, physikalische Eigenschaften, Gestaltung und technische Daten von PVDF-Sensor- und Aktorsystemen.

3.2. Elektromagnetische Sensoren

Einfacher induktiver Effekt, Magnetische Durchfluss-Sensoren, Wirbelstromeffekt-Sensoren, Wiegand- und Impulsdrähte, Einsatz von Impulsdrahtsensoren.

3.3. Thermoelemente

Messprinzip, DIN-Grundwerte von Thermospannungen, Thermosäulen.

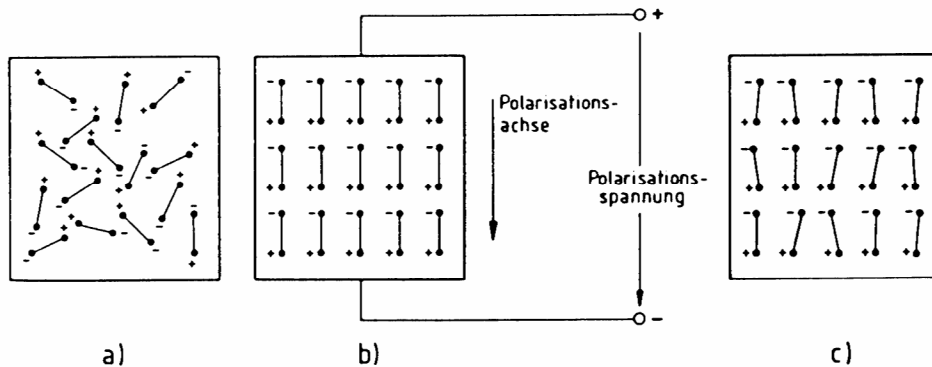
3.4. Aktive Photoelemente

Fotoelemente, aktive und passive PN-Diode, PIN-Dioden und Avalanche-Fotodioden.

3.5. Chemische Sensoren

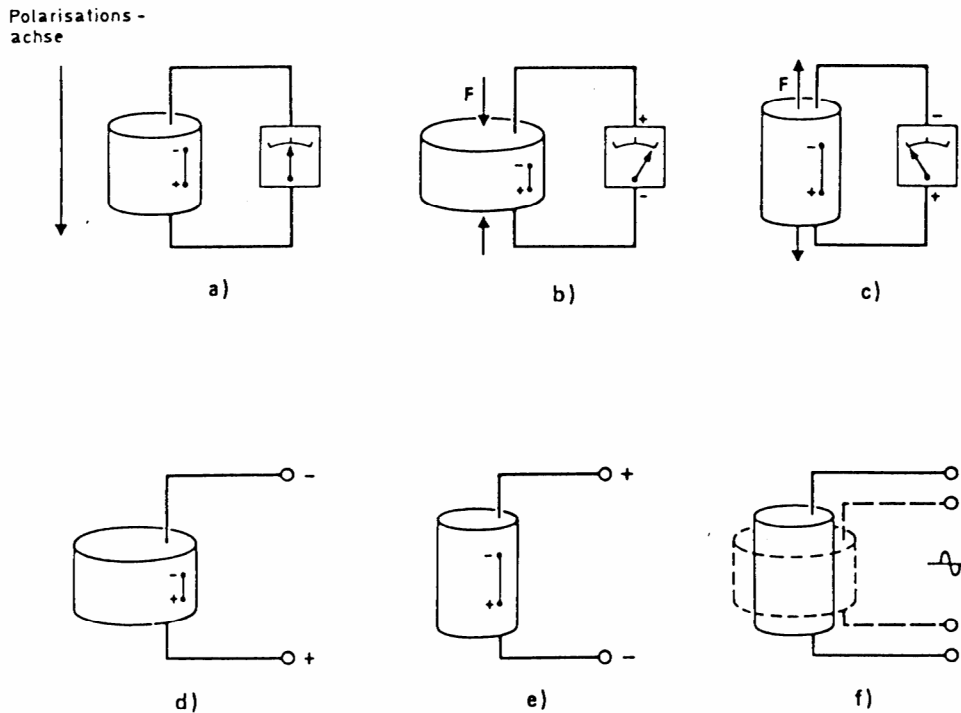
pH-Messtechnik: Glaselektrode, pH-Mess-Kreis, Bezugselektrode, pH-Mess-System, Kompensationsmethoden
Sauerstoff Lambda-Sonde

3.1.1.1. Der piezoelektrische Effekt



Schematische Darstellung elektrischer Dipolmomente in den Weisschen Bezirken

a) vor der Polarisierung, b) während der Polarisierung, c) nach der Polarisierung



Der piezoelektrische Effekt in einem zylindrischen Körper aus Piezokeramik

- Unbelasteter, polarisierter Zylinder
- Wirkt eine äussere Kraft auf das Material ein, so verursacht die sich ergebende Deformation eine Spannung (**primärer Piezoeffekt**). Ist die mechanische Kraft so gerichtet, dass der Zylinder seine ursprüngliche Form vor der Polarisierung teilweise wieder annimmt, so hat die entstehende Spannung dieselbe Polarität wie die bei der Polarisierung verwendete.
- Zugbelastung: entstehende Spannung in Gegenrichtung zur Polarisierung.
- Wird eine Gleichspannung mit entgegengesetzter Polarität wie die zur Polarisierung verwendete an die Elektroden gelegt, so verkürzt sich der Zylinder (**inverser Piezoeffekt**).
- Das Anlegen einer Spannung mit gleicher Polarität wie bei der Polarisierung führt zu einer Verlängerung.
- Legt man eine Wechselspannung an die Elektroden, so wird sich der Zylinder abwechselnd, im Takt der Spannung, verlängern und verkürzen.

Piezelektrische Werkstoffe

Natürliche monokristalline Piezomaterialien

Turmalin =
Aluminiumborosilikat
- historisch (1747, 1880)

Seignettesalz
- hohe Spann. konstante **g**
- brauchbar bis ca. 40 °C

Lithiumniobat, Lithiumsulfat
- brauchbar bis ca. 90 °C

Quarz SiO₂

- hohe mech. Steifigkeit
- hohe Langzeitstabilität
- brauchbar bis ca. 400 °C

Polarisierte piezelektrische Keramiken

Bariumtitanat
- ab ca. 1945
- brauchbar bis ca. 50 °C

Bleizirkonattitanat PZT oder PXE

- ab ca. 1960
- brauchbar bis 80 °C
- hohe Ladungskonstante **d**,
- hoher Kopplungsfaktor **k**

Bleititanoxid mit 1% MnO₂
- speziell für hohe Temperaturen bis ca. 200 °C
- geringe Isolation

Polarisierte Polymere

Polyvinylidene Fluoride

PVDF

- ab 1969
- brauchbar bis ca. 50 °C
- dünne Filme mit hoher Spannungskonstante **g**
- flexibel
- Quereffekt nutzbar
- akust. Impedanz ähnlich wie die des Wassers
- hohe Grenzfrequenzen bis in MHz Bereich.

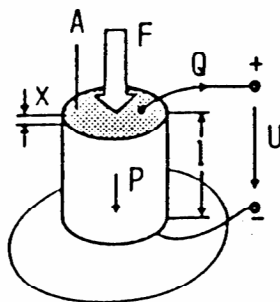
Piezelektrische Effekte

mechanisch → elektrisch
 $Q_o = w \cdot F$
 $U_o = Q_o / C$

elektrisch → mechanisch
 $x_o = w \cdot U$
 $F_o = C^* \cdot x_o$

$w = k \sqrt{C/C^*}$

Längseffekt



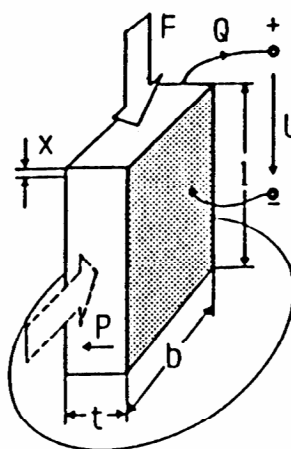
$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{A}{l}$$

$$C^* = E^* \frac{A}{l}$$

$$k = k_{33} = \frac{d_{33}}{\sqrt{\epsilon_{33} \cdot s_{33}}}$$

$$= 0,69$$

Quereffekt



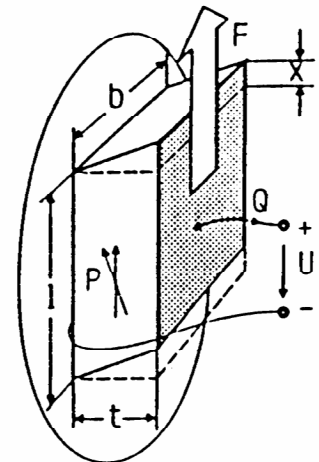
$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{l \cdot b}{t}$$

$$C^* = E^* \frac{t \cdot b}{l}$$

$$k = k_{31} = \frac{d_{31}}{\sqrt{\epsilon_{33} \cdot s_{11}}}$$

$$= 0,34$$

Schereffekt



$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \frac{l \cdot b}{t}$$

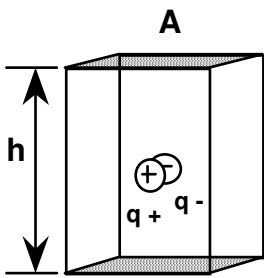
$$C^* = G \frac{l \cdot b}{t}$$

$$k = k_{15} = \frac{d_{15}}{\sqrt{\epsilon_{11} \cdot s_{44}}}$$

$$= 0,66$$

Erklärung des piezoelektrischen Effekts

Urzustand

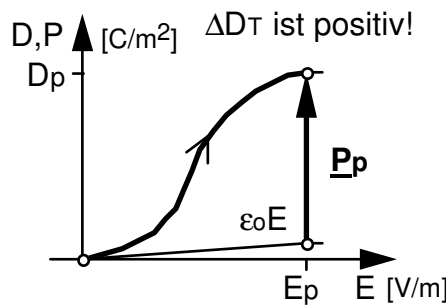
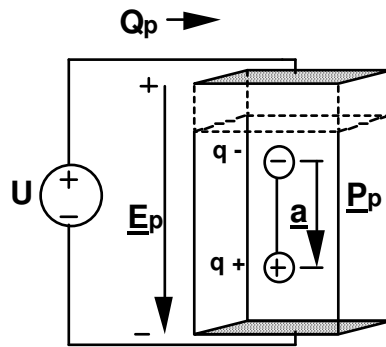


Gegeben ist ein Kondensator, d.h. ein Würfel mit $\epsilon = \epsilon_0$, und mit stirnseitigen Elektroden. Der Würfel enthält keine oder nur unausgerichtete Dipole.
h = Höhe
A = Fläche
 ΔV = Volumenelement
Ca = Kapazität = $\epsilon_0 A/h$
a = Ladungsabstand

Polarisierungsvorgang bei einer Piezokeramik:

Zur Polarisierung wird eine Spannungsquelle U mit der Feldstärke $\underline{E}_p = U/h$ angeschlossen.

Polarisierung

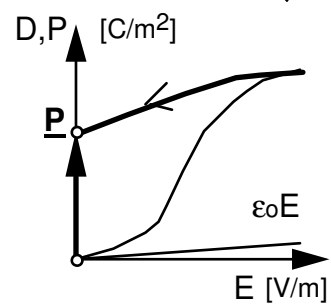
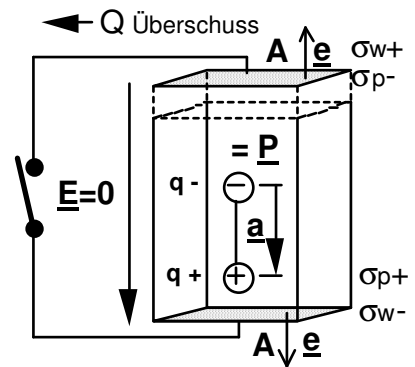


Die einflussenden Ladungen Q_p erzeugen eine elektrische Verschiebung $\underline{D} = \epsilon_0 \underline{E} + \underline{P}_p$. Durch Ladungstrennungen oder Ausrichten der Dipole entstehen **Dipolmomente** mit der Dichte:

$$\underline{P}_p = \frac{q \cdot \underline{a}}{\Delta V} \left[\frac{C}{m^2} \right]$$

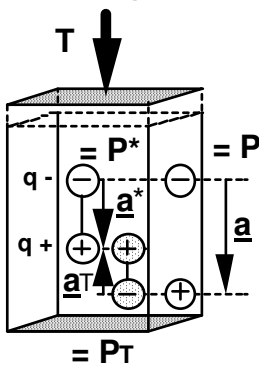
\underline{P} ist ein **Polarisations-Vektor**

Piezokeramik



Beim Kurzschluss der Elektroden fließen einige Überschussladungen zurück. Es bleibt eine **remanente Polarisation \underline{P}** zurück, die beidseitig innere Ladungsdichten von $\sigma_p = \underline{P} \cdot \underline{h} \cdot \underline{A} \underline{e}$ erzeugen, die gleich grosse äussere Ladungsdichten σ_w binden.

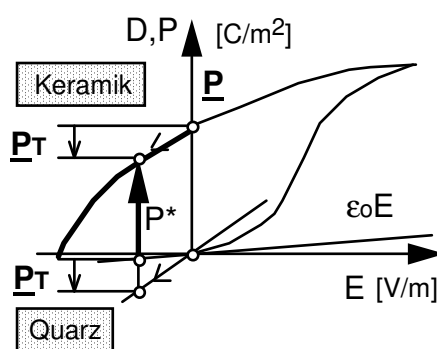
Wirkung Druck T



Durch den Druck T werden die Dipolabstände von \underline{a} um \underline{a}_T zu \underline{a}^* zusammengedrückt. Die Reduktion des Dipolabstandes reduziert das Dipolmoment und wirkt wie eine negative Polarisation \underline{P}_T

Piezokeramik/Quarz

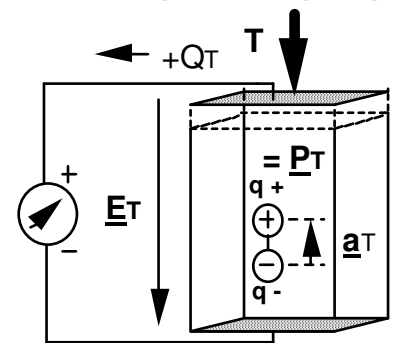
ΔDT ist negativ!



Bei der Piezokeramik **reduziert** sich die Polarisierung um \underline{P}_T , beim Quarz wird eine neue (negative) Polarisation von \underline{P}_T erzeugt.

In beiden Fällen entsteht eine Verschiebungsänderung von $\Delta \underline{D}_T = \epsilon_0 \underline{E} + \underline{P}_T$

Ladungserzeugung



Als Folge von \underline{P}_T und $\Delta \underline{D}_T$ entsteht eine Gesamtladung Q_T

$Q_T = \underline{P}_T \cdot \underline{A} \underline{e}$
 und eine Feldstärke \underline{E}_T

$$\underline{E}_T = \frac{Q_T}{h \cdot Ca} = \frac{\underline{P}_T}{\epsilon_0}$$

3.1.1.2. Thermodynamik der piezoelektrischen Werkstoffe

E-σ-T Phänomen

\underline{E} = Elektrisches Feld
 $\underline{\sigma}$ = mechanische Spannung
 T = Temperatur
 \underline{P} = Polarisation (als Fkt. von \underline{E})
 \underline{D} = Elektrische Flussdichte

Kreuzeffekte

Pyroelektrisch: $T \leftrightarrow \underline{P}$
 Piezoelektrisch: $\underline{\sigma} \leftrightarrow \underline{P}$

Dielektrische Eigenschaften

$\underline{D} = \epsilon \underline{E} = \epsilon_0 \underline{E} + \underline{P}$ oder $D_i = \sum_{j=1...3} \epsilon_{ij} E_j$
 Dielektrizitätstensor: ϵ_{ij}
 (3x3 Matrix)

Elastische Eigenschaften

$\underline{\Psi} = s \underline{\sigma}$ oder $\Psi_\lambda = \sum_{\mu=1...6} s_{\lambda\mu} \sigma_\mu$, $\mu = 1...6$
 Mech. Spannung (**stress**): $\underline{\sigma}$
 Mech. Deformation (**strain**): $\underline{\Psi}$
 Elast. Nachgiebigkeit (Tensor): $s_{\lambda\mu}$

Elekt. Arbeit: $dU_{\text{elektr}} = \underline{E} d\underline{D}$

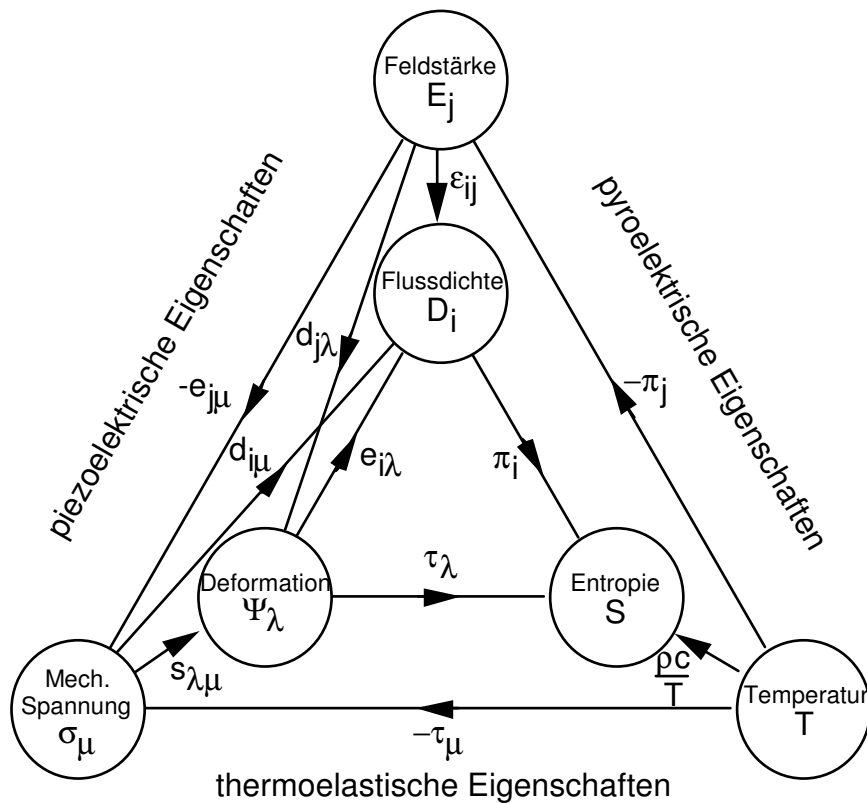
Elast. Arbeit: $dU_{\text{elast}} = \underline{\sigma} d\underline{\Psi}$

Thermische Eigenschaften

$T \Delta S = \rho c \Delta T$
 Entropie(dichte): S
 Spezifische Wärmekapazität: ρc
Thermische Arbeit: $dQ = T dS$

Thermodynamik

$dU = T dS + \underline{E} d\underline{D} + \underline{\sigma} d\underline{\Psi}$
 extensive Variable: $S \quad D_i \quad \Psi_\lambda$
 intensive Variable: $T \quad E_j \quad \sigma_\mu$



Vereinfachtes Diagramm von Heckmann (1925)

Erklärungen zu Diagramm von Heckmann

Extensive Variable

Wird ein System durch Hinzufügen eines weiteren identischen Systems verdoppelt, so verdoppeln sich die Werte der extensiven Variablen.

- S** = Entropie [Jm⁻³K⁻¹]
D = Elektrische Flussdichte [Cm⁻²]
Ψ = Mech.Deformation (**strain, Tensor**) [1] (spätere Bezeichnung **S** für Dehnung)
 (Weitere extensive Variablen: Energie, Volumen, Molzahl)

Begriff Entropie:

Wärme-Energie pro Temperatur
 Der nicht mehr in nutzbare Energie zu verwandelnde Teil einer Wärmemenge, bezogen auf eine bestimmte Temperatur

Intensive Variable

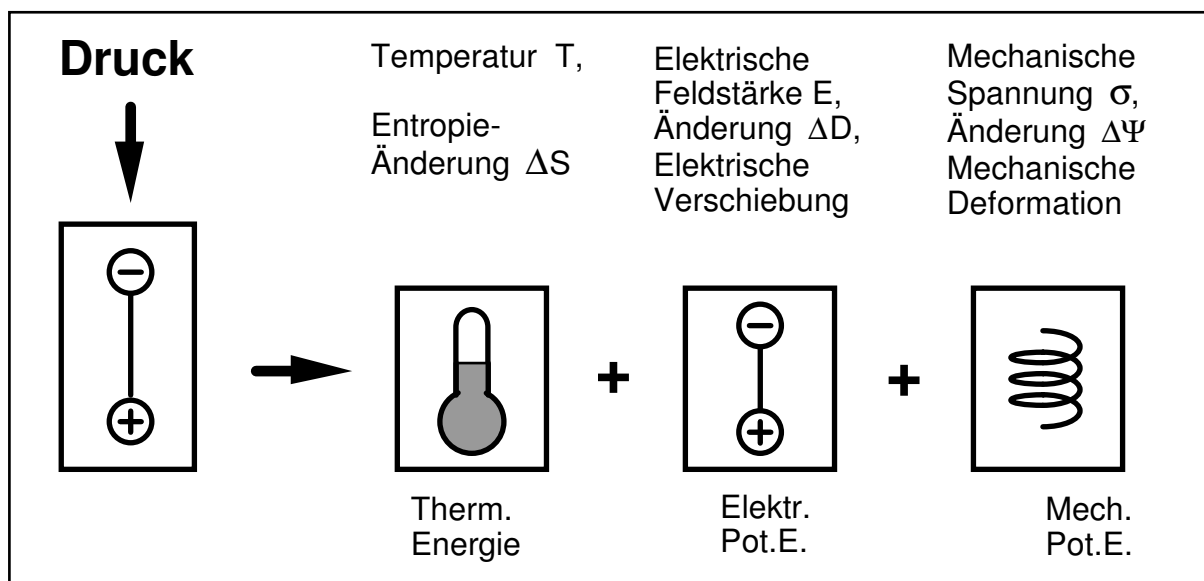
Wird ein System verdoppelt, so bleiben die Werte der intensiven Variablen gleich.

- T** = Temperatur [K]
E = Elektrische Feldstärke [Vm⁻¹]
σ = Mech.Spannung (**stress, Tensor**) [Nm⁻²] (spätere Bezeichnung **T** für Druck)
 (Weitere intensive Variable: Chemisches Potential)

Spezifischer Energieinhalt

$$dU = Tds + EdD + \sigma d\Psi \quad [\text{KJm}^{-3}\text{K}^{-1} + \text{Vm}^{-1}\text{Cm}^{-2} + \text{Nm}^{-2}]$$

$$\text{J/m}^3 \quad + \quad \text{VC/m}^3 \quad + \quad \text{Nm/m}^3$$



$$k_{eff}^2 - \text{Faktor} = \frac{\text{umgewandelte gespeicherte Energie}}{\text{gesamte gespeicherte Energie}}$$

3.1.1.3. Mathematische Zusammenhänge

Definitionen der Konstanten mit SI-Einheiten

E: elektrische Feldstärke	$\frac{V}{m}$	T: mechanische Spannung (stress)	$\frac{N}{m^2}$
D: elektrische Verschiebung, elektrische Flussdichte	$\frac{C}{m^2}$	S: relative Dehnung (strain)	1
ϵ : Dielektrizitätskonstante ($\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$ oder As/Vm)	$\frac{C}{Vm}$	s: Elastizitätskonstante, Kehrwert des Elastizitäts-Modulus	$\frac{m^2}{N}$
g: Spannungskonstante bei $D = \text{const.}$	$\frac{Vm}{N}$	d: Ladungskonstante bei $T = \text{const}$	$\frac{C}{N}$

A.1. Beziehungen zwischen piezoelektrischen Größen

Wird ein Isolator, der keinen piezoelektrischen Effekt zeigt und mechanisch nicht beansprucht ist, einem elektrischen Feld ausgesetzt, so läßt sich sein Verhalten durch zwei Größen, nämlich die Feldstärke E und die dielektrische Verschiebung D , beschreiben. Diese sind durch die Beziehung

$$D = \epsilon E \tag{A 1}$$

miteinander verknüpft, wo ϵ die Dielektrizitätskonstante des Materials ist.

Das mechanische (elastische) Verhalten eines ebenfalls nicht piezoelektrischen Körpers ohne Einfluß eines elektrischen Feldes wird durch zwei mechanische Größen beschrieben. Es sind dies die mechanische Spannung T und die relative Dehnung S , zwischen denen die Beziehung

$$S = s T \tag{A 2}$$

besteht (Hookesches Gesetz). s ist die sogenannte Elastizitätskonstante des Materials (compliance), der Kehrwert des Elastizitätsmoduls.

Handelt es sich jedoch um piezoelektrische Körper, so müssen die Wechselwirkungen zwischen elektrischen Feldern und mechanischen Größen berücksichtigt werden. In guter Näherung lassen sie sich durch lineare Beziehungen zwischen elektrischen und mechanischen Variablen beschreiben.

$$S = s E T + d E, \tag{A 3a}$$

$$D = d T + \epsilon T E. \tag{A 3b}$$

Die Wahl der unabhängigen Variablen (eine mechanische (T) und eine elektrische (E)) ist willkürlich; ein bestimmtes Paar piezoelektrischer Gleichungen entspricht einer bestimmten Wahl unabhängiger Variabler. Auf ähnliche Weise kann man auch folgende Gleichungspaare aufstellen:

$$E = -g T + \frac{D}{\epsilon T}, \tag{A 4a}$$

$$S = s^D T + g D, \tag{A 4b}$$

$$E = -h S + \frac{D}{\epsilon^S}, \tag{A 5a}$$

$$T = \frac{S}{s^D} - h D, \tag{A 5b}$$

$$D = e S + \epsilon^S E, \tag{A 6a}$$

$$T = \frac{S}{s^E} - e E. \tag{A 6b}$$

Die in der Praxis häufig vorkommenden Konstanten s^D , s^E , ϵ^T , ϵ^S , d und g sind bereits in Abschnitt 2.7 erläutert worden. Hier soll nur wiederholt werden, daß ein oberer Index an einem Symbol einen bestimmten konstanten Wert für diese Größe festlegt (Grenzbedingung). Wird zum Beispiel durch Kurzschluß der Elektroden am piezoelektrischen Bauelement die Feldstärke konstantgehalten ($E = 0$), so verwendet man den oberen Index E. Sind die Elektroden dagegen nicht miteinander verbunden, so ist die dielektrische Verschiebung konstant, und als oberer Index wird D eingesetzt. Somit sind s^D und s^E die Elastizitätskonstanten (Verhältnis von Dehnung zu mechanischer Spannung) für konstante Ladungsdichte bzw. konstante Feldstärke. ϵ^T und ϵ^S sind die dielektrischen Konstanten (Verhältnisse zwischen dielektrischer Verschiebung und Feldstärke) bei konstanter mechanischer Spannung bzw. konstanter Dehnung.

Die oben angegebenen Gleichungspaare (A 3) bis (A 6) sind in Wahrheit Matrixgleichungen, wobei im allgemeinen Fall die elektrischen Größen entsprechend den drei Richtungen aus je drei, die mechanischen hingegen aus je sechs Komponenten (wegen der zusätzlichen Scherungsmodi) bestehen. Daraus leitet sich dann die Anzahl der Komponenten der einzelnen piezoelektrischen Konstanten ab, die bis 18 betragen kann. In praktischen Fällen sind jedoch meist nur bestimmte Richtungen zu berücksichtigen, wodurch sich wesentliche Vereinfachungen ergeben, die Konstanten aber mit den entsprechenden Indizes versehen werden müssen (s. unten).

Aus den Gln. (A 3) und (A 4) ist zu erkennen, daß zur Definition der piezoelektrischen Konstanten d und g zwei Möglichkeiten bestehen. So kann d entweder als Quotient von S und E oder von D und T definiert werden; in ähnlicher Weise läßt sich g aus zwei verschiedenen Quotienten bilden.

Die Bestimmung der Größen h und e erfolgt weiter unten. Sie werden in der Praxis jedoch kaum verwendet und daher in den Werkstofftabellen nicht angegeben.

h: Angelegte Ladungsdichte	$\frac{C}{m^2}$	N	Mechanische Spannung	$\frac{N}{m^2}$
h: Angelegte mechanische Dehnung	$\frac{m}{m}$	C	e: Angelegtes elektrisches Feld	$\frac{Vm}{m}$
		V	e: Elektrische Ladungsdichte	$\frac{C}{m^2}$

Man überzeugt sich leicht, daß die für d und g angegebenen Einheiten jeweils gleich sind. Die oben angegebenen Beziehungen zwischen mechanischen und elektrischen Größen fußen auf Energiebeziehungen, so z. B. das Gleichungspaar (A 3) auf

$$\frac{1}{2} S T = \frac{1}{2} s E T^2 + \frac{1}{2} d E T = w_1 + w_2 \quad (A 7a)$$

und

$$\frac{1}{2} D E = \frac{1}{2} d E T + \frac{1}{2} \epsilon^T E^2 = w_{12} + w_2. \quad (A 7b)$$

w_1 ist die mechanische, w_2 die elektrische und w_{12} die piezoelektrische (d. h. wechselseitig elektrisch-mechanische) Energiedichte. Als Kopplungsfaktor definiert man in Analogie zur Vierpoltheorie [43]

$$k = \sqrt{\frac{w_{12}}{w_1 w_2}}. \quad (A 8)$$

Durch Einsetzen der einzelnen Energieterme aus dem Gleichungspaar (A 7) in Gl. (A 8) ergibt sich

$$k^2 = \frac{d^2}{s E \epsilon^T}. \quad (A 9)$$

Aus den Gleichungsparen (A 3) und (A 4) folgt

$$d = \epsilon^T g \quad (A 10)$$

und

$$s^D = s E \left(1 - \frac{d^2}{s E \epsilon^T} \right). \quad (A 11)$$

aus den Gleichungsparen (A 4) und (A 5)

$$g = s^D h \quad (A 12)$$

und

$$\epsilon S = \epsilon^T \left(1 - \frac{d^2}{s E \epsilon^T} \right), \quad (A 13)$$

Wegen Gl. (A 9) kann man hierfür auch schreiben

$$s^D = s E (1 - k^2), \quad (A 14)$$

$$\epsilon S = \epsilon^T (1 - k^2), \quad (A 15)$$

Löst man Gl. (A 15) nach k^2 auf, so ergibt sich

$$k^2 = \frac{\epsilon^T - \epsilon S}{\epsilon^T}. \quad (A 16)$$

Tabelle A 1. Definition der Konstanten d und g

Konstante	Definition	SI-Einheiten
d	<p>erzeugte dielektrische Verschiebung angelegte mechanische Spannung ($E = \text{const}$)</p> <p>erzeugte Dehnung angelegte Feldstärke ($T = \text{const}$)</p>	$\frac{C}{Pa \cdot m^2}$ oder $\frac{C}{N}$ $\frac{m}{V}$
g	<p>erzeugte Feldstärke angelegte mechanische Spannung ($D = \text{const}$)</p> <p>erzeugte Dehnung angelegte dielektrische Verschiebung ($T = \text{const}$)</p>	$\frac{V}{Pa \cdot m}$ oder $\frac{V \cdot m}{N}$ $\frac{m^2}{C}$

¹⁾ Die hier angegebenen Einheiten entsprechen dem Gesetz über Einheiten im Meßwesen vom 2. 7. 69.
Es gilt
1 N (Newton) = 1 V A s / m = 1 kg m / s² = 0,102 kp
1 Pa (1 Pascal) = 1 N / m² = 10 µbar

Kopplungsfaktor

Bezieht sich der Kopplungsfaktor ganz allgemein auf ein PXE-Element mit beliebigen Abmessungen, so wird er als effektiver Kopplungsfaktor bezeichnet und berücksichtigt dann — entsprechend dem Matrixcharakter des Ausgangsgleichungspaares (A 3) — die in allen Richtungen auftretenden Energien. Wir wollen „ k “ daher im folgenden mit „ k_{eff} “ bezeichnen, mit Ausnahme der Fälle, in denen ausschließlich auf bestimmte Richtungen Bezug genommen wird (s. die unten angegebenen Beispiele).

Durch Multiplikation des Zählers und Nenners mit $E^2/2$ erkennt man, daß k_{eff}^2 auch ein Verhältnis von Energiedichten darstellen kann,

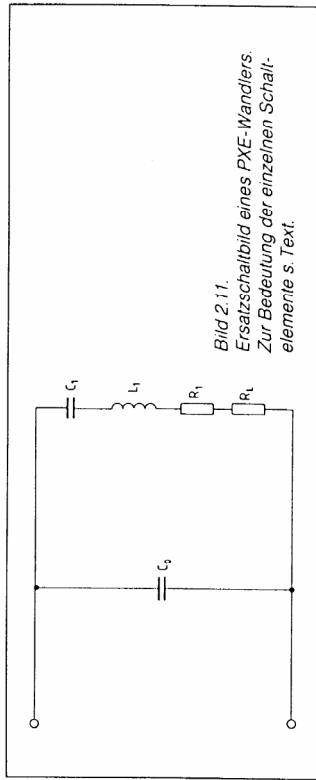
$$k_{\text{eff}}^2 = \frac{\frac{1}{2} \epsilon^T E^2 - \frac{1}{2} \epsilon S E^2}{\frac{1}{2} \epsilon^T E^2} = \frac{\text{umgewandelte, gespeicherte Energie}}{\text{gesamte gespeicherte Energie}} \quad (A 17)$$

Hierbei ist $\epsilon^T E^2/2$ die gesamte, im PXE-Element gespeicherte Energiedichte, wenn keine mechanischen Kräfte wirksam sind ($T = 0$) und sich die Abmessungen des Elements nach Anlegen des Feldes daher ungehindert ändern könnten. $\epsilon S E^2/2$ ist die elektrische Energiedichte, d. h. ohne Berücksichtigung einer Änderung der Abmessungen ($S = 0$). Somit enthält der Zähler die zur Verfüng stehende mechanische Energiedichte, die jedoch im speziellen Anwendungsfall nicht unbedingt entnommen werden muß, und die nun zur gesamten aufgenommenen Energie im Nenner in Beziehung gesetzt wird. Daher kann k_{eff} nicht als Wirkungsgrad angesehen werden.

Ein piezoelektrischer Wandler, der einem elektrischen Wechselfeld ausgesetzt wird, ändert seine Abmessungen periodisch entsprechend der Frequenz des Wechselfeldes. Er führt damit Schwingungen aus und läßt sich, falls die Frequenz in der Nähe seiner Resonanzfrequenz (Definition s. unten) liegt, durch ein elektrisches Ersatzschaltbild beschreiben (s. Bild 2.11). Die einen mechanischen Schwinger charakterisierenden Größen entsprechen nämlich elektrischen Größen in einem elektrischen Schwingungskreis, und zwar in folgender Weise:

- C_1 Reziprokwert der Federsteifigkeit
- L_1 träge Masse
- R_1 interne Verluste (Reibung im Schwingen)
- R_L äußere Verluste (Belastung)

C_0 ist als Kapazität des Plattenkondensators aufzufassen, den das PXE-Element mit seinem Dielektrikum und seinen metallbeschichteten Flächen bildet.



Infolge dieser Analogie kann die mechanische Resonanz mit den oben angegebenen elektrischen Größen durch dieselben Begriffe und Formeln wie im elektrischen Fall beschrieben werden. Die folgenden Absätze sind in diesem Sinne zu verstehen.

Aus der in Bild 2.11 gezeigten Ersatzschaltung eines PXE-Elements erkennt man, daß die von diesem aufgenommene Energie im stationären Zustand in den beiden Kapazitäten enthalten ist, und zwar die mechanische in C_1 und die elektrische in C_0 .

Gl. (A 17) läßt sich daher umformen zu

$$k_{\text{eff}}^2 = \frac{C_1}{C_0 + C_1} \tag{A 18}$$

Dieses Verhältnis kann man mittels der schon in Abschnitt 2 angegebenen Gleichungen

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \tag{2.7}$$

und

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_1}{L_1 C_0 C_1}} \tag{2.8}$$

als Funktion der Serien- und der Parallelresonanzfrequenz angeben,

$$k_{\text{eff}}^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \tag{A 19a}$$

Daher ist es möglich, den Kopplungsfaktor aus der Serien- und der Parallelresonanzfrequenz zu bestimmen. Näherungsweise ($k_{\text{eff}} \ll 1$) erhält man hieraus

$$k_{\text{eff}}^2 \approx 2 \frac{f_p - f_s}{f_s} = 2 \frac{\Delta f}{f_s} \tag{A 19b}$$

Wenn bei einem PXE-Element die elektrischen und mechanischen Größen nur in bestimmten Richtungen auftreten, ergeben sich — wie oben ausgeführt — bei praktischen Berechnungen wesentliche Vereinfachungen. In diesen Fällen müssen die Konstanten aber zur Verdeutlichung mit den entsprechenden Indizes versehen werden. Der Kopplungsfaktor ist dann durch Gl. (A 19) mit der zugehörigen Serien- und Parallelresonanzfrequenz der betreffenden Schwingungsform verknüpft und erhält diejenigen Indizes, die die Richtung der einwirkenden Ursache und die Richtung der erzielten Wirkung angeben.

Beispiel 1

Nur in Richtung 1 seien mechanische Kräfte vorhanden, und die entstandene elektrische Energie stehe in Richtung 3 zur Verfügung. Der Kopplungsfaktor zwischen der gespeicherten mechanischen Eingangsenergie und der umgewandelten gespeicherten elektrischen Energie berechnet sich dann zu

$$k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{s_{11} \epsilon_{11}} \tag{A 20}$$

Planare Schwingungen einer Piezo-Keramik-Scheibe

Besondere Fälle des Kopplungsfaktors stellen der planare Kopplungsfaktor k_p und der Dickenkopplungsfaktor k_1 dar. Der planare Kopplungsfaktor k_p einer runden Scheibe beschreibt die Kopplung zwischen dem elektrischen Feld in Richtung 3 (parallel zur Scheibenachse) und gleichzeitigen mechanischen Wirkungen in den Richtungen 1 und 2 (Bild 2.18), d. h. die radialen Dehnungen oder Schwingungen. Man spricht daher auch von radialer Kopplung. Der Faktor k_1 (Dickenkopplungsfaktor) einer dünnen Scheibe mit beliebig geformtem Rand beschreibt die Kopplung zwischen einem elektrischen Feld in Richtung 3 (wieder parallel zur Scheibenachse) und der mechanischen Wirkung in der gleichen Richtung. Senkrecht zur Richtung 3 findet praktisch keine Beeinflussung statt (im Gegensatz zu Energieumwandlungen, die durch die Indizes „33“ gekennzeichnet sind). Daher ist die Elastizitätskonstante bei der Dickenkopplung größer als bei 33-Kopplungen, und k_1 ist kleiner als k_{33} . — Auch die radiale Schwingung eines dünnwandigen Ringes wird durch k_1 beschrieben.

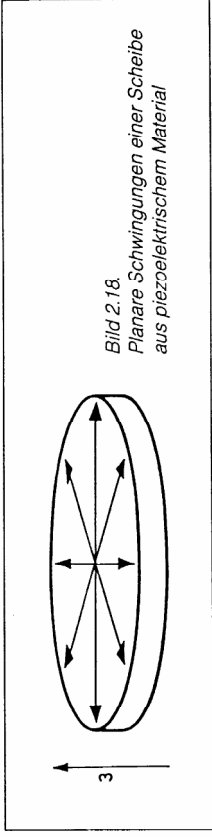


Bild 2.18.
Planare Schwingungen einer Scheibe aus piezoelektrischem Material

Beispiel 2
Wird an eine flache Scheibe senkrecht zur Scheibenachse (Richtung 3) ein elektrisches Feld gelegt, und entstehen dadurch radiale mechanische Kräfte (Richtungen 1 und 2), so wird aus dem Gleichungspaar (A 3) jetzt

$$S_1 + S_2 = 2 (s_{11}^E + s_{12}^E) T_1 + 2 d_{31} E_3 \tag{A 21a}$$

$$D_3 = 2 d_{31} T_1 + \epsilon_{33}^S E_3 \tag{A 21b}$$

Der zugehörige planare Kopplungsfaktor beträgt also nach Gl. (A 8):

$$k_p^2 = \frac{2 d_{31}^2}{\epsilon_{33}^S (s_{11}^E + s_{12}^E)} \tag{A 22}$$

Führt man noch die Poissonsche Querszahl

$$\sigma^E = -\frac{s_{12}^E}{s_{11}^E} E_3 \tag{A 23}$$

(Maß für die Kompressibilität) ein, so folgt

$$k_p^2 = \frac{2 k_{31}^2}{1 - \sigma^E} \tag{A 24}$$

187

Die in diesen Beispielen angegebenen Kopplungsfaktoren entsprechen also genau definierten Richtungen unter Nichtberücksichtigung aller anderen, während sich der oben eingeführte effektive Kopplungsfaktor auf ein PxE-Element mit bestimmten Abmessungen bezieht und daher natürlich von diesen abhängt. Aus diesem Grund ist es nur möglich, ihn in Verbindung mit speziellen Produkten in Datenblättern, Katalogen usw. anzugeben.

3.1.1.4. Definition und Richtungsabhängigkeit piezoelektrischer Konstanten

Bei piezoelektrischen Materialien wird die Richtung der positiven Polarisation gewöhnlich so gewählt, daß sie mit der z-Achse eines rechtwinkligen Systems kristallographischer Achsen (x, y, z; Rechtssystem; siehe auch Bild 2.7) zusammenfällt. Diese Koordinaten werden allgemein mit den Ziffern 1, 2 bzw. 3 bezeichnet und entsprechend mechanische und elektrische Größen in einer dieser Richtungen mit dem betreffenden

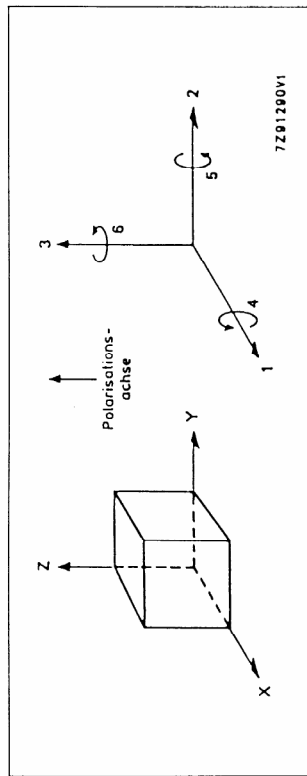


Bild 2.7. Kennzeichnung der Achsen und Deformationsrichtungen

den Index versehen ([4], [5]). Außerdem werden die Ziffern 4, 5 und 6 zur Kennzeichnung von Scherungen an den Achsen 1, 2 bzw. 3 verwendet.

Die für die piezoelektrischen Werkstoffe relevanten elektrischen und mechanischen Größen sind durch eine Reihe von Konstanten verknüpft. Da piezoelektrische Bauelemente bereits in einer bestimmten Richtung (3) polarisiert sind und sich daher anisotrop verhalten, hängen diese Konstanten von der Richtung des elektrischen Feldes, der elektrischen Verschiebung, der mechanischen Spannung und der Dehnung ab. Daher werden den Konstanten im allgemeinen zwei untere Indizes angehängt, die sich auf die Richtung der beiden verknüpften Größen beziehen. Ein oberer Index zeigt an, welche Größe konstant bleibt.

Die beschriebene Indizierung soll an einigen Beispielen der wichtigsten piezoelektrischen Konstanten erläutert werden.

Dielektrizitätskonstante ϵ

Die (absolute) Dielektrizitätskonstante ist das Verhältnis zwischen elektrischer Verschiebung und Feldstärke. Der erste Index gibt die Richtung der elektrischen Verschiebung an, der zweite die Richtung des elektrischen Feldes. Als Beispiele seien die Bedeutung von ϵ_{11} und ϵ_{33} beschrieben.

ϵ_{11} mechanische Spannung konstant (z. B. $T = 0$)
 elektrisches Feld hat Richtung 1
 elektrische Verschiebung hat Richtung 1

Die Elektroden sind also senkrecht zur Richtung 1 angebracht. Dividiert man ϵ_{11} durch die elektrische Feldkonstante $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$, so erhält man die Dielektrizitätszahlen (relative Dielektrizitätskonstante), deren Werte in Tabellen, Datenblättern usw. angegeben werden.

ϵ_{33} Dehnung konstant (z. B. $S = 0$)
 elektrisches Feld hat Richtung 3
 elektrische Verschiebung hat Richtung 3

Die Elektroden sind jetzt senkrecht zur Richtung 3 angebracht. Auch hier ergibt sich die zugehörige relative Dielektrizitätskonstante aus der Division durch ϵ_0 .

Elastizitätskonstante $s = 1/Y$

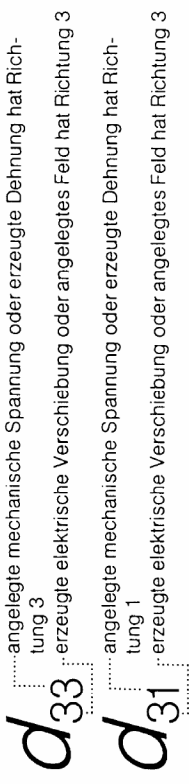
Die Elastizitätskonstante ist das Verhältnis zwischen Dehnung und mechanischer Spannung. Der erste Index bezieht sich auf die Richtung der Dehnung, der zweite auf die Richtung der mechanischen Spannung. Die mechanischen Spannungen in den übrigen Richtungen sind konstant. Y ist der Youngsche Modul oder Elastizitätsmodul. Beispiele sind:

s_{11} Feldstärke konstant (z. B. $E = 0$ bei kurzgeschlossenen Elektroden)
 mechanische Spannung hat Richtung 1
 Dehnung hat Richtung 1

s_{36} elektrische Verschiebung konstant (z. B. $D = 0$ bei offenen Elektroden)
 Scherung um Achse in Richtung 3
 Dehnung hat Richtung 3

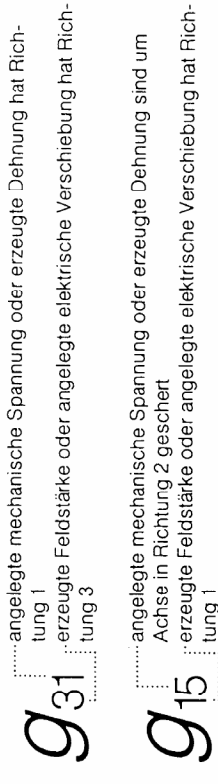
Piezelektrische Ladungskonstante d

Die piezelektrische Ladungskonstante ist das Verhältnis zwischen elektrischer Verschiebung und mechanischer Spannung oder zwischen Dehnung und Feldstärke. Der erste Index bezieht sich auf die erzeugte elektrische Verschiebung (bei $E = 0$) oder aber auf die angelegte Feldstärke, der zweite auf die angelegte mechanische Spannung bzw. die erzeugte Dehnung. Beispiele sind:



Piezelektrische Spannungskonstante g

Die piezelektrische Spannungskonstante ist das Verhältnis zwischen Feldstärke und mechanischer Spannung oder zwischen Dehnung und elektrischer Verschiebung. Der erste Index bezieht sich auf die erzeugte Feldstärke oder die angelegte elektrische Verschiebung, der zweite auf die angelegte mechanische Spannung bzw. auf die erzeugte Dehnung. Beispiele sind:



Kopplungsfaktor k

Neben den in Abschnitt 2.7 eingeführten piezelektrischen Konstanten ist noch eine weitere piezelektrische Größe definiert, die ein Maß für die Umsetzung elektrischer in mechanische Energie und umgekehrt darstellt. Es handelt sich um den sogenannten effektiven Kopplungsfaktor k_{eff} , dessen Quadrat das Verhältnis der maximal umgewandelten, gespeicherten (mechanischen) Energie zur gesamten gespeicherten Energie darstellt,

$$k_{eff}^2 = \frac{\text{umgewandelte, gespeicherte Energie}}{\text{gesamte gespeicherte Energie}}$$

(Näheres s. Anhang A.1). Diese Formel gilt sowohl für Umwandlungen von elektrischer in mechanische Energie als auch umgekehrt. Für k_{eff}^2 lassen sich heute Werte von 50% erreichen. Die in Katalogen usw. angegebenen k -Werte stellen mittlere Materialkonstanten dar; in praktischen Fällen sind die effektiven Kopplungsfaktoren jedoch im allgemeinen niedriger, was im einzelnen vom Aufbau und von der Belastung des Wandlers abhängt.

Obwohl ein hoher k_{eff} -Wert für eine wirksame Umwandlung wünschenswert ist, darf k_{eff}^2 nicht als Wirkungsgrad betrachtet werden, da in den zu seiner Herleitung verwendeten Gleichungen keine Verluste berücksichtigt sind. Die nicht umgewandelte Energie braucht nämlich nicht verloren zu sein (Umsetzung in Wärme); sie wird in manchen Fällen auch zurückgewonnen. Zum Beispiel bleibt sie bei Umwandlungen von elektrischer in mechanische Energie in Form von Ladung erhalten.

Im Gegensatz dazu stellt der Gesamtwirkungsgrad das Verhältnis zwischen umgewandelter Nutzenergie und vom Wandler aufgenommener Energie dar. Mit einem abgestimmten und gut angepaßten Wandler, der im Resonanzbereich arbeitet, läßt sich ein Wirkungsgrad weit über 90% erreichen. Außerhalb des Resonanzbereiches oder bei nicht richtiger Anpassung kann der Wirkungsgrad jedoch sehr niedrig sein.

Der effektive Kopplungsfaktor bezieht sich stets auf einen realen piezelektrischen Körper mit bestimmten Abmessungen, der vorzugsweise in einem bestimmten Modus schwingt. In Datenbüchern, Katalogen usw. werden jedoch Kopplungsfaktoren genau definierter Schwingungsformen angegeben; z. B. bedeutet k_{33} den Kopplungsfaktor zwischen der gespeicherten mechanischen Eingangsenergie und der umgewandelten, gespeicherten elektrischen Energie (beide in Richtung 3; dasselbe gilt bei Vertauschung von „mechanisch“ und „elektrisch“). Somit ist k_{33} der Kopplungsfaktor der longitudinalen Grundschwingung des longitudinal erregten langen Stabes. Entsprechend ist k_{31} der Kopplungsfaktor zwischen der gespeicherten mechanischen Eingangsenergie (Richtung 1) und der umgewandelten, gespeicherten elektrischen Energie (Richtung 3); oder mit anderen Worten, k_{31} ist der Kopplungsfaktor der longitudinalen Grundschwingung des transversal erregten langen Stabes. Auch hier können „mechanisch“ und „elektrisch“ vertauscht werden. Der Kopplungsfaktor k_{15} läßt sich ebenfalls auf diese Weise beschreiben; er ist der Kopplungsfaktor der Dickenschwingung (eventuell Grundschwingung).

3.1.1.5. Kenndaten von piezoelektrischen Werkstoffen

	Symbol	Einheit	Quarz SiO ₂	Piezokeramik			PVDF Folie
				PXE 5	PXE 42	PXE 52	
Dielektrizitätszahl	ϵ_{33}/ϵ_0	1	4.5	2000	1300	3500	12
Kopplungsfaktor	L: k_{33}	1	* 0.09	0.69	0.68	0.74	0.19
	T: k_{31}		* 0.09	0.37	0.34	0.39	0.12
	S: k_{15}		* 0.13/0.024	0.66	-	-	-
Ladungskonstante	L: d_{33}	10 ⁻¹²	* 2.3	390	270	580	33
	T: d_{31}	C/N	* 2.3	190	130	270	23
	S: d_{15}		* 4.6 / 0.7	515	-	-	-
Spannungskonst.	L: g_{33}		10 ⁻³	* 57	22	25	19
	T: g_{31}	Vm/N	* 57	11	11	9	216
	S: g_{15}		* 114 / 18	32	-	-	-
Gütefaktor	Q		1	10⁵	80	750	80
Curie-Temperatur	Tc	°C	573	285	325	165	** 120

* Beim Quarz gelten **andere** Achsen- und Indizesbezeichnungen!
 Der Longitudinaleffekt wird durch die Indizes 11 (anstelle 33),
 der Transversaleffekt durch die Indizes 12 (anstelle 31) beschrieben.
 Die Werte der Quarz-Koeffizienten x_{11} , x_{12} sind gleich gross!
 Der transversale Schubeffekt wird durch die Indizes 26, der longitudinale
 Schubeffekt durch die Indizes 14 beschrieben, beide entsprechen dem
 Schereffekt mit Index 15.

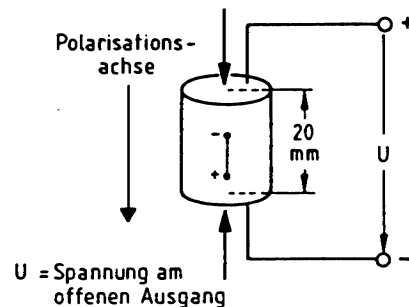
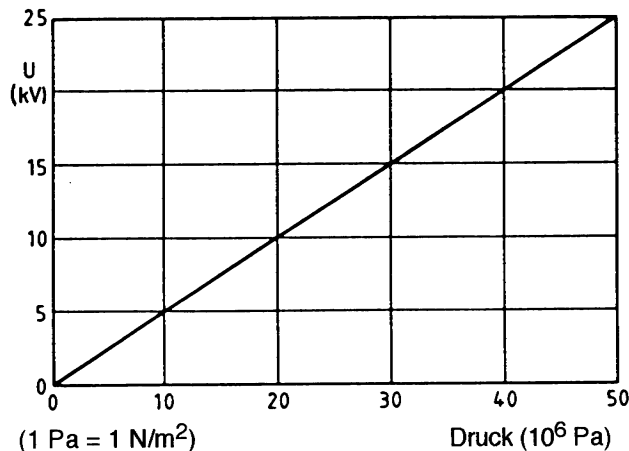
** Bei Polymeren: Annealing- oder Temper-Temperatur.

Anwendungsbereiche:

	Quarz	PXE	PVDF
Langzeitstabile Sensoren	x		
Kostengünstige Sensoren		x	x
Aktoren		x	(x)
Stromversorgung		x	
Transformatoren		x	
Spannungserzeuger		x	x
Schallwandler		x	x
Frequenzbasis	x		
Filter	x	x	

3.1.1.6. Praktische Beispiele

a) Spannung und Ladung an einem piezokeramischen Zylinder



Bei offenen Elektroden ist die Verschiebung $D = 0$

Beispiel: Höhe $h = 20 \text{ mm}$ Fläche $A = 1 \text{ cm}^2$ Kraft $F = 5 \text{ kN}$

Feldstärke $E = -g \cdot T$ ($T = \text{mech. Spannung Richtung 3}$) (2.2)

mit $g = 22 \cdot 10^{-3} \text{ Vm/N} = \text{Spannungskonstante}$

Spannung $U = E \cdot h$ und $T = -\frac{F}{A}$

$$U = -g \cdot \frac{h}{A} \cdot F \quad (-F = \text{negative Zugkraft}) \quad (2.3a)$$

$$= \frac{-22 \cdot 10^{-3} \text{ Vm/N} \cdot 2 \cdot 10^{-2} \text{ m} \cdot -5 \cdot 10^3 \text{ N}}{10^{-4} \text{ m}^2}$$

Spannung $U = 22 \text{ kV}$

Mit Gleichung (A 10): $g = d/\epsilon^T$ und Gleichung (2.3 a):

Spannung $U = -d \cdot \frac{h}{\epsilon^T \cdot A} \cdot F = d \cdot \frac{F}{C}$; $\epsilon^T = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$ (2.3b)

mit $d = 390 \cdot 10^{-12} \text{ C/N} = \text{Ladungskonstante}$

$C = \text{Kapazität des Zylinders} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A/h$

$$= \frac{8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m} \cdot 2000 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}{2 \cdot 10^2 \text{ m}}$$

$C = 88.5 \text{ pF}$

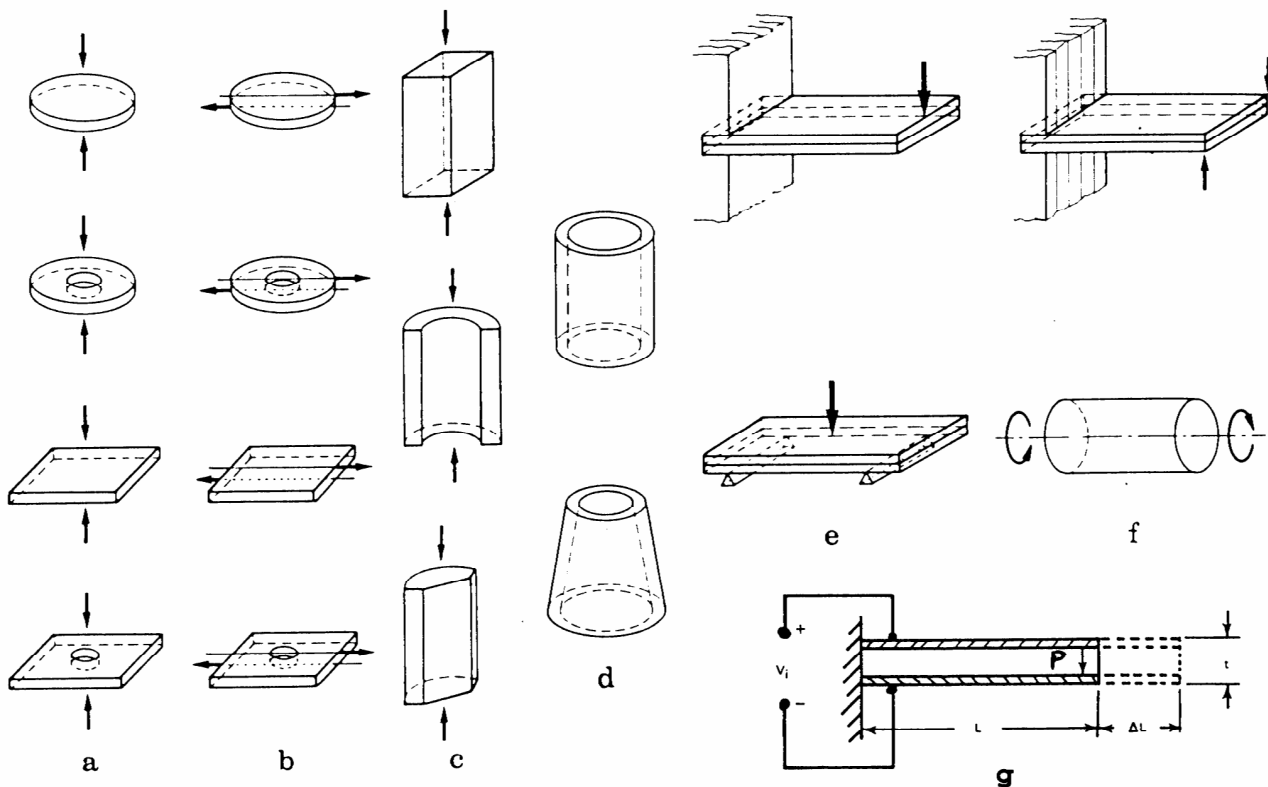
$$U = \frac{-390 \cdot 10^{-12} \text{ C/N} \cdot -5 \cdot 10^3 \text{ N}}{8.85 \cdot 10^{-11} \text{ C/V}}$$

Spannung $U = 22 \text{ kV}$, *abhängig von Abmessungen!*

Ladung $Q = -d \cdot F = -g \cdot \epsilon^T \cdot F$ (2.4)

Ladung $Q = 1.95 \text{ } \mu\text{C}$, *unabhängig von Abmessungen!*

3.1.1.7. Prinzipieller Aufbau der Sensoren



- a) Plattenförmige Elemente für den Longitudinaleffekt
- b) Plattenförmige Elemente für den Schubeffekt
- c) Stabförmige Elemente für den Transversaleffekt
- d) Elemente in der Form eines hohlen Zylinders oder abgestumpften Kegels. Solche Elemente können nur aus piezoelektrischen Keramiken hergestellt werden, sie können entweder radial für den Longitudinaleffekt oder in der Achsenrichtung für den Schubeffekt polarisiert werden.
- e) Bimorphe Elemente als Biegebalken (Transversaleffekt)
- f) Torsionsempfindliche Elemente (Schubeffekt)
- g) Dünne Piezofolien (PVDF) für den Transversaleffekt

3.1.2. Quarzsensoren

3.1.2.1. Übersicht Vor- und Nachteile von Quarzsensoren

Vorteile:

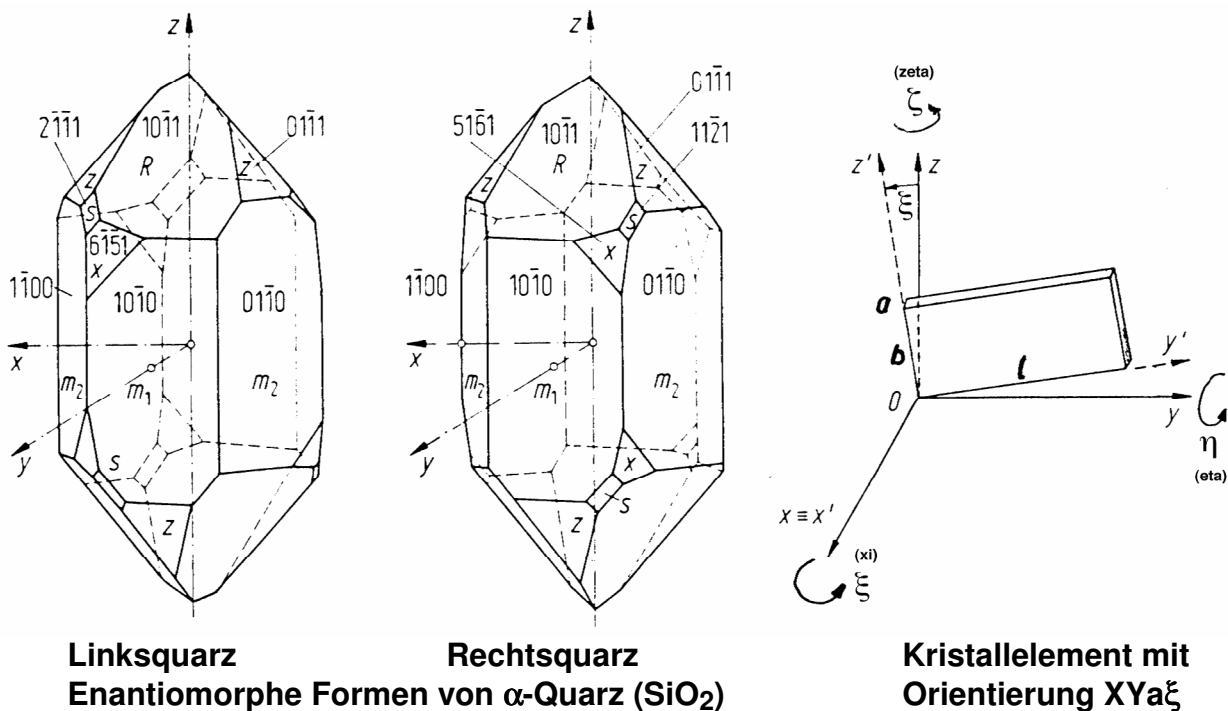
- Hohe Druckfestigkeit: $2 \cdot 10^9$ Pa (20 Tonnen/cm²)!
(1Pa = 1N/m²)
- Guter Isolator: $\rho > 10^{14} \Omega\text{m}$
- Geringe Eigendämpfung, hohe Güte: $Q > 10^5$
- Hohe Eigenfrequenz
- Hohe Auflösung:

z.B. Messplattform:	Arbeitsbereich:	0 - 5 kN
	Ansprechschwelle:	< 10 mN
- Gute Linearität, keine messbare Hysterese
- Hohe Curietemperatur 573 °C, Einsatz bis 400 °C
- Geringe Temperatúrausdehnung: $\alpha = 7$ bis $13 \cdot 10^{-6}/\text{°C}$
- Geringer TK der piezoelektr. Konstanten, kompensierbar
- Keine pyroelektrischen Eigenschaften
- Praktisch keine magnetische Empfindlichkeit
- Keine messbare Alterung

Nachteile:

- Wie alle piezoelektrischen Sensoren nur für dynamische Messvorgänge geeignet
- Zwillingsbildung bei Überlastung (über $4 \cdot 10^9$ Pa)
- Ladungsverstärker erforderlich
- Teuer in der Herstellung

3.1.2.2. Kristallstruktur und Schnittachsen



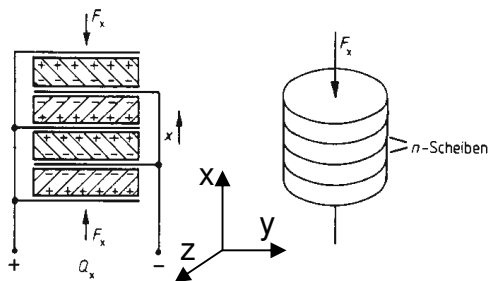
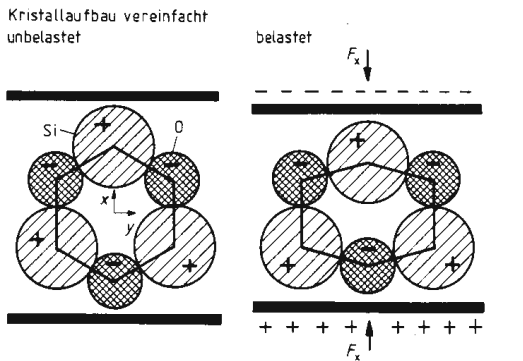
Herstellung: Seit ca. 1940 durch Hydrothermalsynthese in Autoklaven bei Drücken zwischen 0.3 bis 1.3 kbar und Temperaturen um 400 °C. Lösungsmittel: Wasser mit Zusätzen von Na_2CO_3 oder NaOH . Unterhalb der Curietemperatur 573 °C entsteht der piezoelektrische α -Quarz (Tiefquarz). Ein Kristall von 1 kg benötigt zum Wachsen mehrere Wochen. Links- und Rechtsquarze unterscheiden sich durch die Lage der Trapezoberflächen, durch die Ätzfiguren, durch Reflexionsvermögen der Röntgenstrahlen und Drehsinn der optischen Aktivität. Nach dem "IRE Standards on Piezoelectric Crystals, 1949" wird das oben eingezeichnete x, y, z Koordinatensystem so festgelegt, dass beim Linksquarz die Konstanten $s_{14}, d_{11}, d_{14}, e_{11}$ positiv, die Konstanten c_{14}, e_{14} negativ sind.

Kristallorientierung: Durch die Wahl der **Schnittachsen** mit einer Genauigkeit von wenigen Bogenminuten können die richtungsabhängigen Empfindlichkeiten und deren Temperaturabhängigkeit für eine bestimmte Sensoraufgabe optimiert werden.

Für die Bezeichnung der Orientierung der Kristallschnitte geht man von einem Quaderelement der Länge l , der Breite b und der Dicke a aus. Das für einen Kristallschnitt verwendete Symbol $XYa\xi$ gibt an, wie er mit Hilfe von aufeinanderfolgenden Drehungen um die Kanten des Quaders aus dem Referenzzustand abgeleitet werden kann. Im Referenzzustand liegen die Kanten des Quaders parallel zu den x, y, z -Achsen. Die ersten beiden Buchstaben des Symbols XY geben der Reihe nach die Richtungen der Dicke a und der Länge l des Quaders im Referenzzustand an. Es folgen die Angabe der Kante a und des Winkels ξ , um den das Kristallelement um diese Kante gedreht wird. Mit oben gezeigtem Quarzschnitt erhält man mit $\xi \approx 165^\circ$ einen **temperaturkompensierten** Sensor. Sind weitere Drehungen erforderlich, so werden sie in der angestrebten Reihenfolge angegeben. Beispiel: Der 1965 von Bechmann gefundene LC-Schnitt $YXb\zeta\eta$ mit $\zeta = 11.17^\circ$ und $\eta = 9.39^\circ$. So können Schwingquarze mit **linear von der Temperatur** abhängigen Schwingfrequenzen für **Temperatursensoren** hergestellt werden.

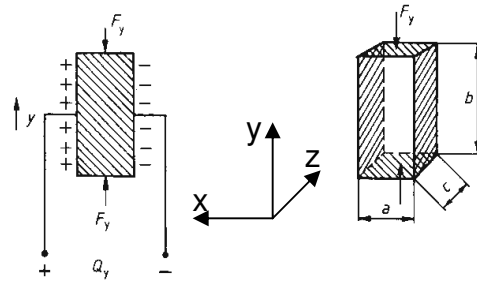
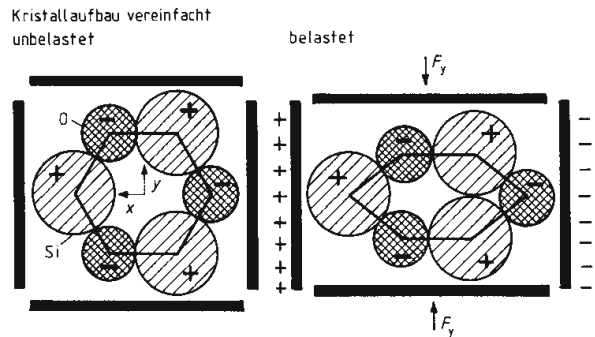
3.1.2.3. Piezoeffekte beim Quarz

Longitudinal-Effekt



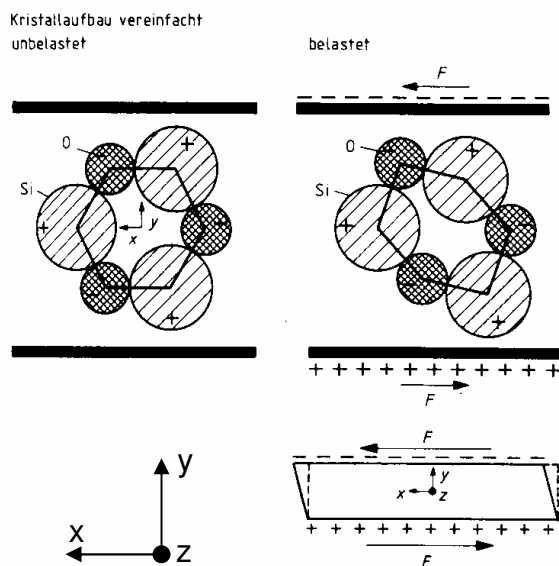
$$Q_x = d_{11} \cdot F_x \cdot n$$

Transversal-Effekt



$$Q_y = d_{12} \cdot F_y \cdot b/a = -d_{11} \cdot F_y \cdot b/a$$

Schub- oder Scher-Effekt



$$Q_s = -d_{26} \cdot F_s \cdot n = 2 \cdot d_{11} \cdot F_s \cdot n$$

Piezoelektrische Ladungskonstanten beim Quarz

$$d_{11} = 2.3 \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$$

$$d_{12} = -d_{11}$$

$$d_{14} = 0.7 \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$$

$$d_{25} = -d_{14}$$

$$d_{26} = -2 d_{11}$$

Alle anderen d_{ij} sind null

Konvention bei Quarzsensoren:

+F_i steht für Druckkraft

3.1.2.4. Physikalische Eigenschaften von Piezoquarz

Tabelle 6.2. Physikalische Eigenschaften des α -Quarzes (für Linksquarz)

Matrix der Elastizitätskoeffizienten	Matrix der Elastizitätsmodul
$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} & -s_{14} & 0 & 0 \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ s_{14} & -s_{14} & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 2s_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11} - s_{12}) & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & -c_{14} & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ c_{14} & -c_{14} & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & c_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{14} & \frac{1}{2}(c_{11} - c_{12}) \end{pmatrix}$
Elastizitätskoeffizienten in $10^{-12} \text{ N}^{-1} \text{ m}^2$	
Adiabatische (25°C) s_{11}^f 12,777 s_{12}^f -1,807 s_{13}^f -1,235 s_{14}^f 4,521 s_{33}^f 19,985 s_{44}^f 29,167 Isotherme (25°C) s_{11}^s 12,809 s_{12}^s -1,775 s_{13}^s -1,218 s_{14}^s 4,521 s_{33}^s 19,985 s_{44}^s 29,167	
Temperaturkoeffizienten der Elastizitätskoeffizienten in 10^{-6} K^{-1} (25°C)	
$TK(s_{11}^f)$ $TK(s_{12}^f)$ $TK(s_{13}^f)$ $TK(s_{14}^f)$ $TK(s_{33}^f)$ $TK(s_{44}^f)$ $TK(s_{44}^s)$ $TK(s_{44}^s)$ $TK(s_{44}^s)$ $TK(s_{44}^s)$ 8,5 -1296,5 -168,8 140,6 139,7 211,1 -151,9	
Elastizitätsmodul in 10^9 Nm^{-2}	
Adiabatische (25°C) c_{11}^f 86,80 c_{12}^f 7,04 c_{13}^f 11,91 c_{14}^f -18,04 c_{33}^f 105,75 c_{44}^f 58,20 c_{44}^s 39,88 Isotherme (25°C) c_{11}^s 86,48 c_{12}^s 6,72 c_{13}^s 11,66 c_{14}^s -18,04 c_{33}^s 105,55 c_{44}^s 58,20 c_{44}^s 39,88	
Temperaturkoeffizienten der Elastizitätsmodul in 10^{-6} K^{-1} (25°C)	
$TK(c_{11}^f)$ $TK(c_{12}^f)$ $TK(c_{13}^f)$ $TK(c_{14}^f)$ $TK(c_{33}^f)$ $TK(c_{44}^f)$ $TK(c_{44}^s)$ $TK(c_{44}^s)$ $TK(c_{44}^s)$ $TK(c_{44}^s)$ -44,3 -2690 -550 117 -160 -175,4 187,6	
Matrix der piezoelektrischen Koeffizienten	Matrix der piezoelektrischen Modul
$\begin{pmatrix} d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -d_{14} & -2d_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} e_{11} & -e_{11} & 0 & e_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -e_{14} & -e_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$
Piezoelektrische Koeffizienten (20°C) in 10^{-12} CN^{-1} in $\text{C}^{-1} \text{ m}^2$	Piezoelektrische Modul (20°C) in Cm^{-2} in 10^9 NC^{-1}
d_{11} 2,30 d_{14} 0,67 θ_{11} 0,0578 θ_{14} 0,0182	e_{11} 0,171 e_{14} -0,041 h_{11} 4,36 h_{14} -1,04
Temperaturkoeffizienten der piezoelektrischen Koeffizienten in 10^{-4} K^{-1} (20°C)	Temperaturkoeffizienten der piezoelektrischen Modul in 10^{-4} K^{-1} (20°C)
$TK(d_{11})$ $TK(d_{14})$ -2,15 12,9	$TK(e_{11})$ $TK(e_{14})$ -1,6 -14,4
Matrix der Permittivitäten	Permittivitätszahlen (20°C)
$\begin{pmatrix} \epsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{33} \end{pmatrix}$	Temperaturkoeffizienten der Permittivitätszahlen in 10^{-6} K^{-1} (20°C) α_{11} α_{33} $TK\left(\frac{\epsilon_{11}}{\epsilon_0}\right)^T \left(\frac{\epsilon_{33}}{\epsilon_0}\right)^T \left(\frac{\epsilon_{11}}{\epsilon_0}\right)^S \left(\frac{\epsilon_{33}}{\epsilon_0}\right)^S$ $TK\left(\frac{\epsilon_{11}}{\epsilon_0}\right)$ $TK\left(\frac{\epsilon_{33}}{\epsilon_0}\right)$ 4,514 4,634 4,428 4,634 0,5 0,5 13,71 7,48

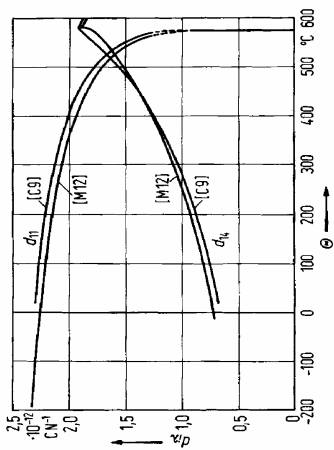


Bild 6.4. Temperaturabhängigkeit der piezoelektrischen Koeffizienten von α -Quarz (für Linksquarz)

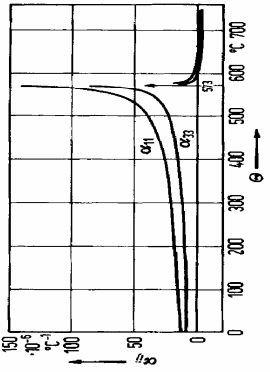


Bild 6.3. Temperaturabhängigkeit der Ausdehnungskoeffizienten von Quarz [M.12]

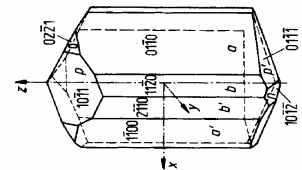


Bild 6.13

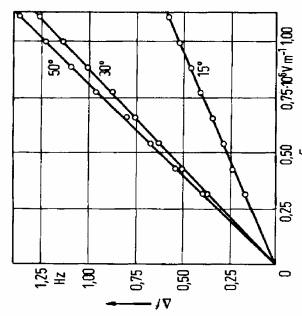
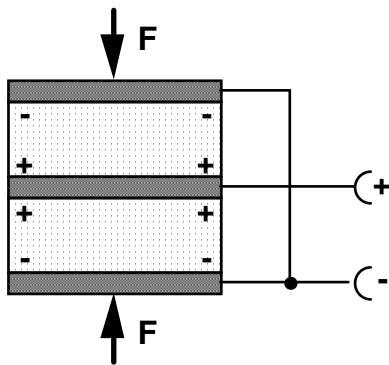


Bild 6.12

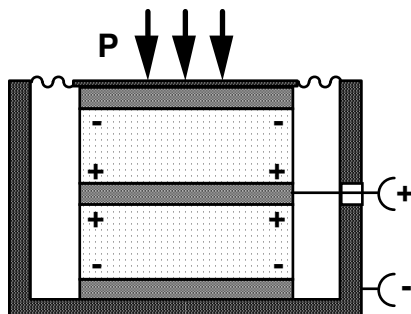
Bild 6.12. Resonanzfrequenzänderung Δf in Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke E , bei stabförmigen Quarzresonatoren mit der Orientierung $X^1 Y^1 z^1$ mit $\epsilon = 15^\circ, 30^\circ$ und 50° [K.6]

3.1.2.5. Gestaltung und technische Daten von Quarzsensoren

a) Einfacher Longitudinaleffekt

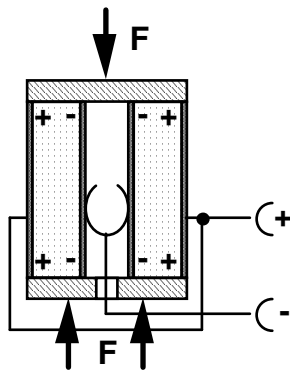


Kraftsensor

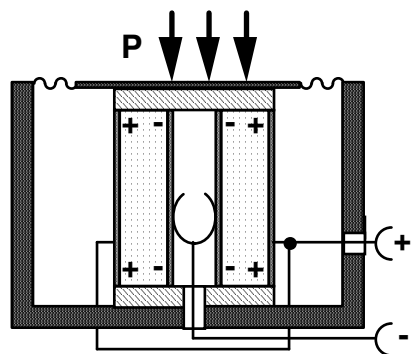


Drucksensor

b) Einfacher Transversaleffekt

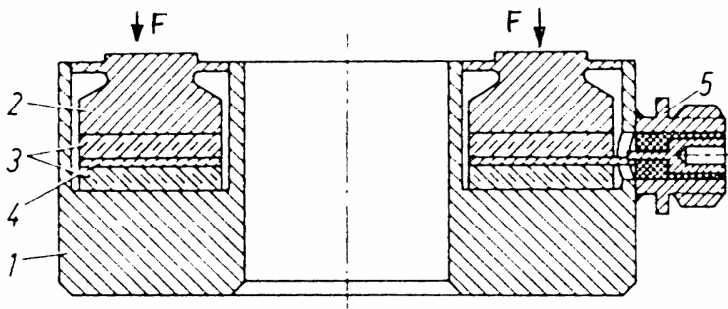


Kraftsensor



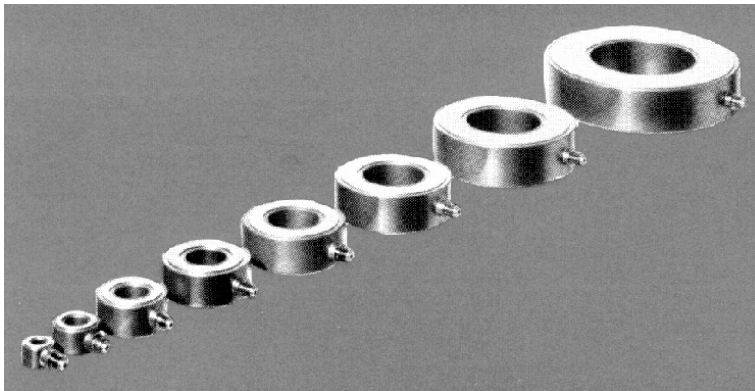
Drucksensor

3.1.2.5.1. Kraft-Messunterlagsscheiben (Longitudinaleffekt)



Kraftaufnehmer in der Form einer Messunterlagsscheibe

1. Ringförmige Grundplatte
2. Ringförmige Deckplatte
3. Zwei Quarzplatten
4. Mittelelektrode an Stecker
5. Steckergehäuse auf Masse



Bauformen

Messunterlagsscheiben mit folgenden Bereichen:

0 bis 7.5 kN bei \varnothing 10 mm
Anschwellenschwelle 10 mN
Gewicht 3 Gramm

bis zu

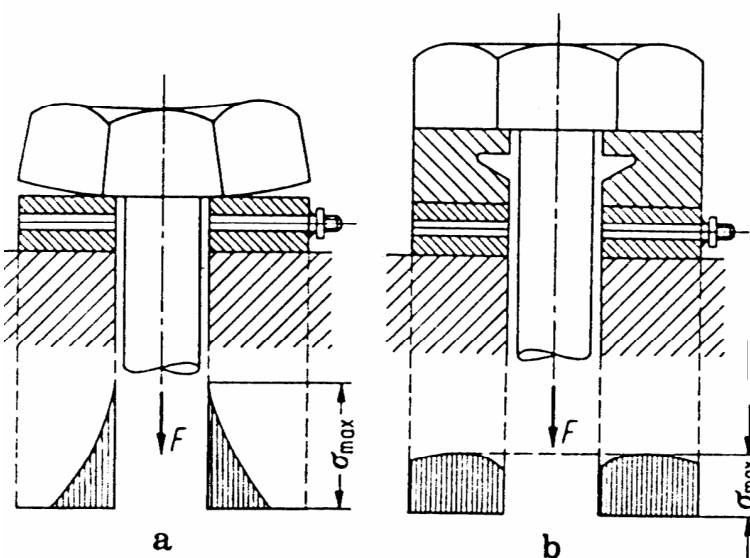
0 bis 1.2 MN bei \varnothing 120 mm
Anschwellenschwelle 20 mN
Gewicht 2350 Gramm

Messen der Schraubenkraft mit Messunterlagsscheibe

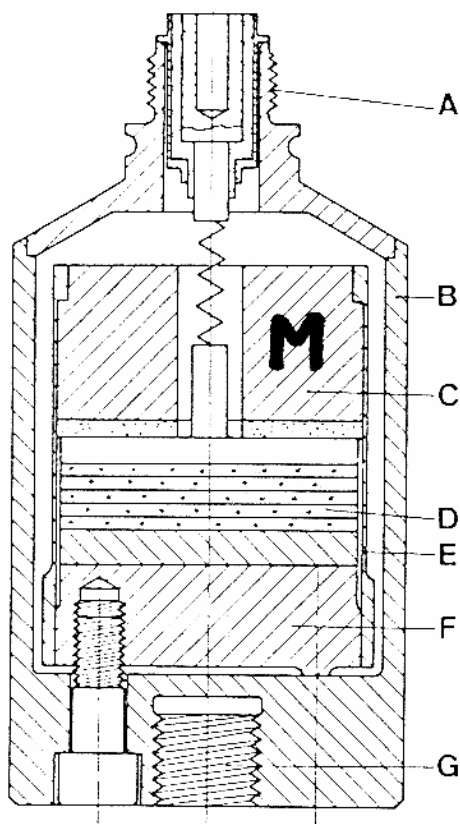
Der Schraubenkopf darf nicht als starres Gebilde betrachtet werden.

(a) Die Spannungsverteilung über der Quarzplatte ist nicht homogen, sondern weist am Innenrand eine hohe Spitze auf. Trotzdem wird die Kraft richtig gemessen. Übersteigt die Spannungsspitze den Wert von $\sigma = 150 \text{ Nmm}^{-2}$, kann es zu Zwillingsbildung oder zum Bruch der Quarze kommen.

(b) Durch geeignete konstruktive Massnahmen, hier durch den Einbau eines Zwischenringes, wird eine homogenere Spannungsverteilung und damit ein grösserer Messbereich erzielt.



3.1.2.5.2. Beschleunigungssensoren (Longitudinaleffekt)



Piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer

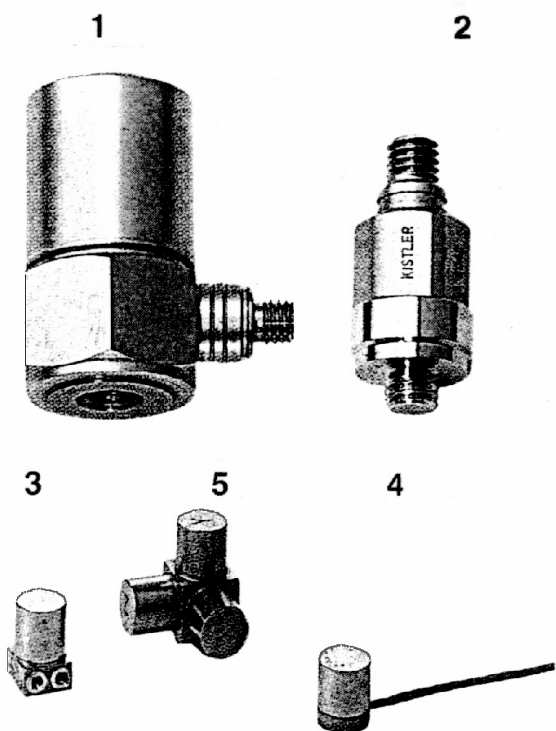
- A:** Anschlussstecker
B: Dicht verschweisstes Gehäuse
C: Seismische Masse **M**
D: Quarzkristall-Platten
E: Spannhülse
F: Grundplatte
G: Montagegewinde

Die Beschleunigungsmessung lässt sich auf eine Kraftmessung zurückführen. Die Empfindlichkeit wächst mit der seismischen Masse **M**.

Die Eigenfrequenz nimmt mit $1/\sqrt{M}$ ab. Piezo-Beschleunigungssensoren nach diesem Funktionsprinzip sind nur für dynamische Messungen geeignet d.h. sie eignen sich nicht für die Trägheits-Navigation!

Bauformen (Massstab 1.5:1)

(* mit eingebautem Impedanzwandler)



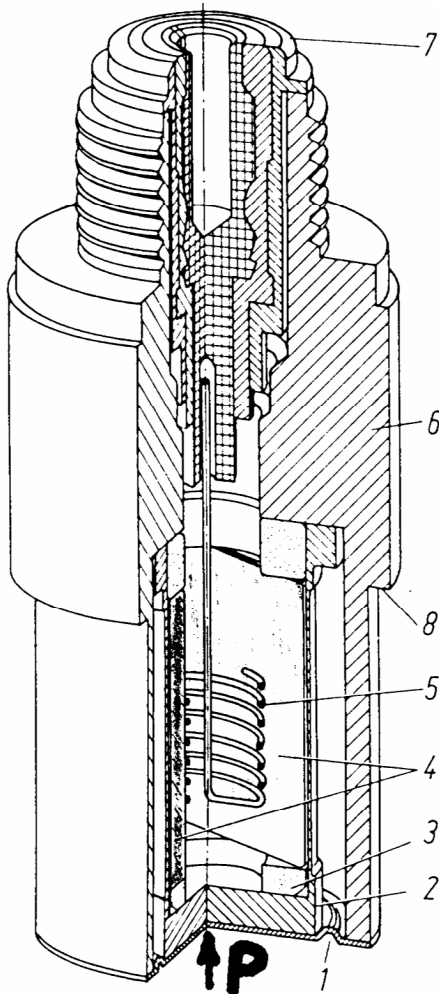
1: Hochempfindlich +/- 5g
 Ansprechschwelle: 0.0003 g
 Frequenzbereich: 0.5 bis 5000 Hz
 Masse: 60 Gramm*

2: Hoch belastbar
 -50 000 bis +100 000 g
 Ansprechschwelle: 0.4 g
 Frequenzbereich: ca. 0 bis 8000 Hz
 Masse: 8 Gramm

3,4: Extrem klein und leicht
 Messbereich: +/- 500 g
 Ansprechschwelle: 0.01 g
 Frequenzbereich: 1 bis 25 000 Hz
 Masse: 0.7, resp. 0.5 Gramm*

5: Beschleunigungsmessung in drei orthogonalen Richtungen
 Messbereich: +/- 500 g
 Ansprechschwelle: 0.01 g
 Frequenzbereich: 1 bis 10 000 Hz
 Masse: 2.5 Gramm*

3.1.2.5.3. Drucksensoren (Transversaleffekt)



Piezoelektrischer Druckaufnehmer

- 1: Membran
- 2: Vorspannhülse
- 3: Zwischenhülse zur Kraftverteilung und Temperaturkompensation
- 4: Quarzkristall (Transversaleffekt)
Hier 2 Stück, bei Varianten 3 Stück
- 5: Kontaktfeder (Innenelektrode)
- 6: Aufnehmergehäuse (Aussenelektrode)
- 7: Stecker
- 8: Dichtschulter

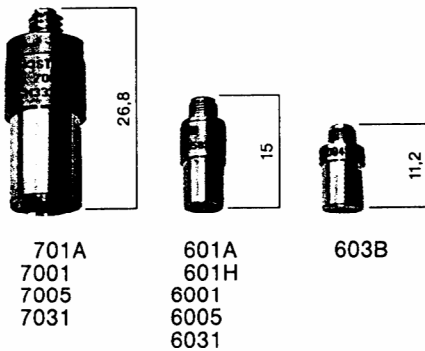
Piezoelektrische Druckaufnehmer nach diesem Funktionsprinzip eignen sich als Relativdruck-Aufnehmer für dynamische Messungen, nicht aber als Absolutdruck-Aufnehmer für statische Messungen.
(Nicht als Barometer geeignet!)

Bauformen (Massstab 1:1)

Niederdrucksensoren
Vakuum bis 20 bar
Auflösung <1 mbar

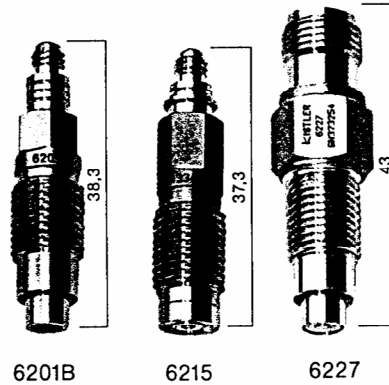
Normaldruck- und Minatur-
Drucksensoren
Bereich 0 bis 250 Bar

1:1



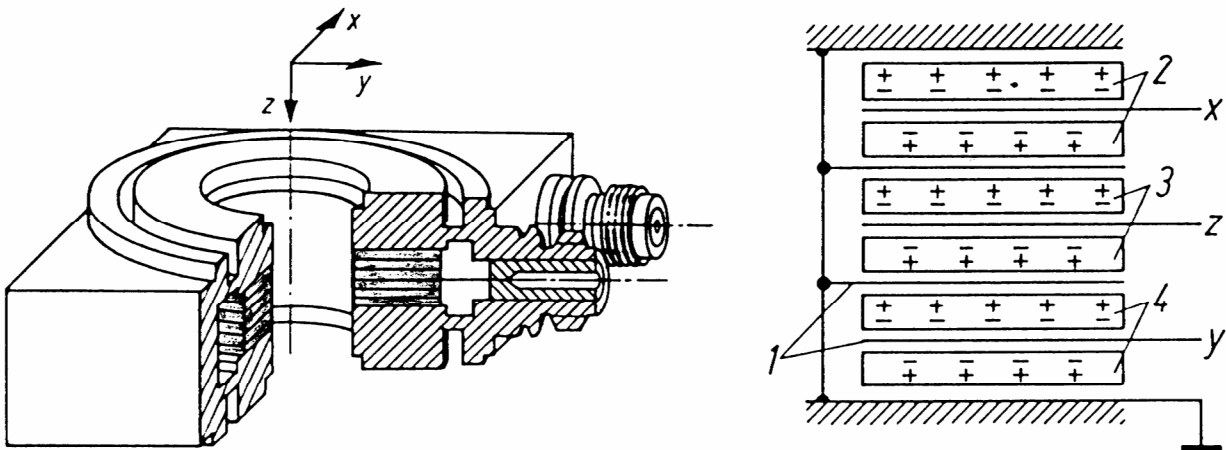
Hochdrucksensoren
z.B. für Ballistik
Bereich bis 10'000 Bar

1:1



Weiter gibt es Spezial-Drucksensoren für Forminnendruckmessung beim Spritzgiessen, Hochtemperatur- (bis 350 °C) und beschleunigungskompensierte Drucksensoren.

3.1.2.5.4. Dreikomponenten-Kraftsensor (Longitudinal- und Schub-Effekt)



3-Komponenten-Kraftaufnehmer

- 1: Gemeinsame Elektrode
3: Quarzplatten Longitudinal, z-Komp.

- 2: Quarzplatten Schubeffekt, x-Komp.
4: Quarzplatten Schubeffekt, y-Komp.

Bauformen

3-Komponenten Kraftsensor (Massstab 1.5:1)

Messbereiche F_x, F_y : +/- 2.5 kN
 F_z : - 5 bis + 5 kN

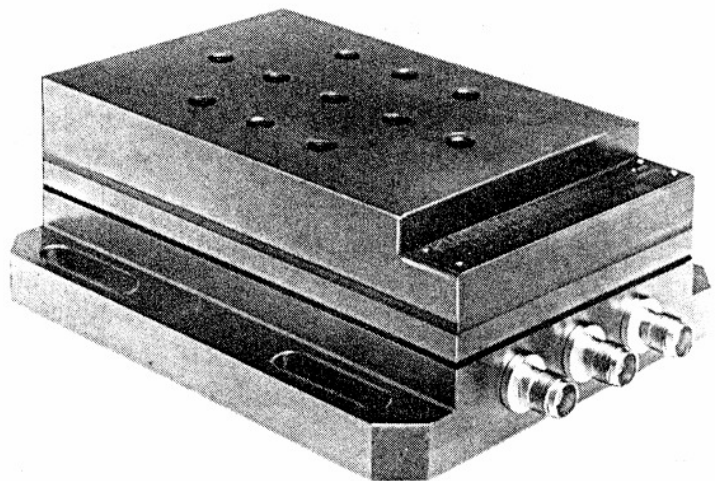
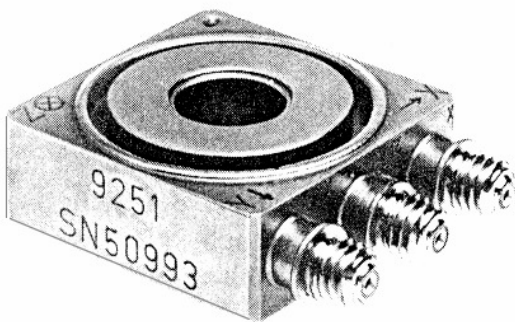
Abspreichschwelle: 0.01 N

Steifheit ca. 1 kN/ μm in z-Richtung

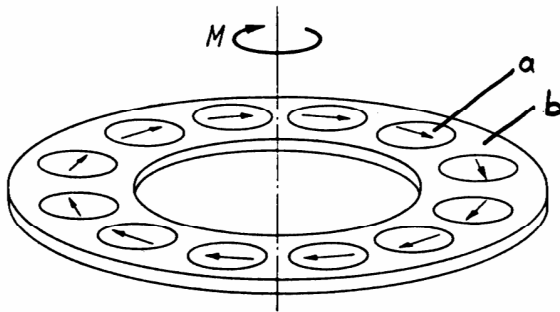
Gewicht: 32 Gramm

3-Komponenten Dynamometer (Massstab 1:2)

Mit je einem 3-Komp.-Sensor an 4 Ecken
z. B. für Schnittkraftmessung bei
spanabhebender Bearbeitung
am Drehbank und Frätsch
Gewicht 6.9 kg, Eigenfrequenz ca. 4 kHz



3.1.2.5.5. Drehmoment-Sensor und 6-Komponenten-Messplattform



Drehmoment-Sensor

Anordnung von schubempfindlichen Quarzplatten (a) zum Messen von Drehmomenten. Die einzelnen Quarzplatten (a) werden durch eine hochisolierende Vergussmasse (b) in der richtigen Lage gehalten.

6-Komponenten-Mess-System

Vier 3-Komp.-Sensoren liefern:

$$F_x = F_{x1} + F_{x2} + F_{x3} + F_{x4}$$

$$F_y = F_{y1} + F_{y2} + F_{y3} + F_{y4}$$

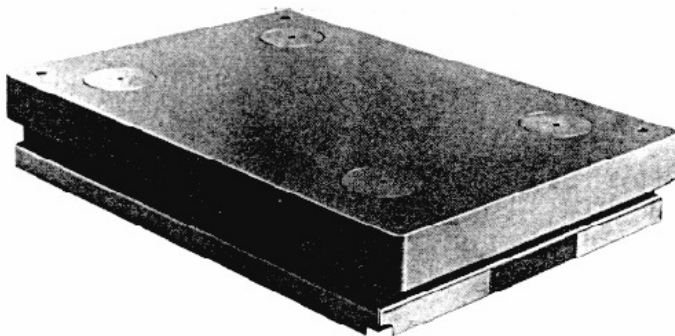
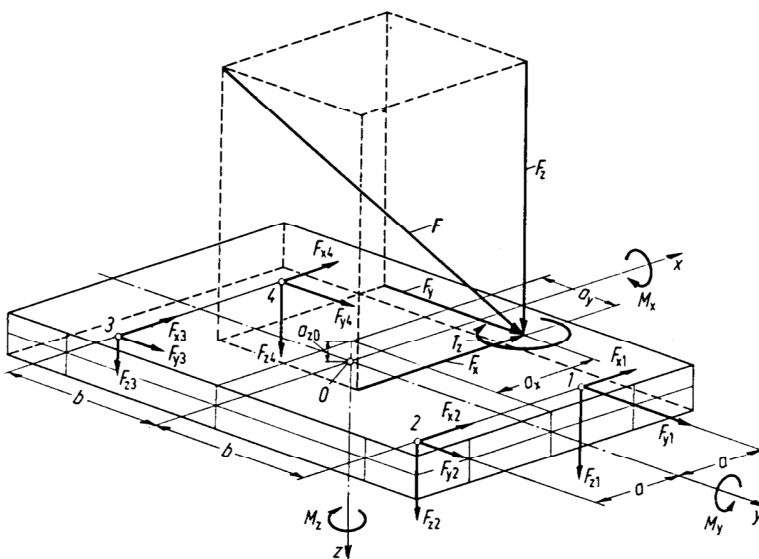
$$F_z = F_{z1} + F_{z2} + F_{z3} + F_{z4}$$

$$M_x = b(F_{z1} + F_{z2} - F_{z3} - F_{z4})$$

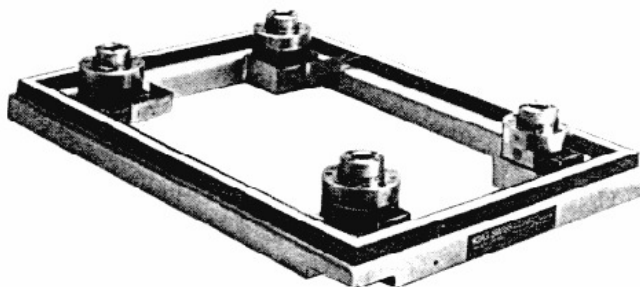
$$M_y = a(-F_{z1} + F_{z2} + F_{z3} - F_{z4})$$

$$M_z = b(-F_{x1} - F_{x2} + F_{x3} + F_{x4}) + a(F_{y1} - F_{y2} - F_{y3} + F_{y4})$$

Durch weitere Verarbeitung dieser 6 Komponenten mit der Messplattengeometrie erhält man auch den Kraftangriffspunkt a_x, a_y .



a



b

Mehrkomponenten-Messplattform

a: geschlossene Ausführung, Anwendung in Biomechanik und Automobiltechnik

b: Grundrahmen mit vier vorgespannten Dreikomponenten-Kraftaufnehmern

Bereiche: F_x, F_y : +/- 10 kN

F_z : - 10 bis + 20 kN

Ansprechschwelle: < 10 mN

Eigenfrequenz: ca. 800 Hz

Betriebstemp.: -20 bis + 70 °C

Abmessungen: 0.6 x 0.4 x 0.1 m

Gewicht: 40 kg

3.1.2.6. Verstärker für piezoelektrische Sensoren

3.1.2.6.1. Elektrische Grundlagen

Das Ausgangssignal des Quarzsensors ist eine Ladung. Der Quarzsensor stellt eine Kapazität dar. Es baut sich eine Spannung auf:

$$U = \frac{Q}{C_a}$$

Beispiel Kraftaufnehmer mit

- Eigenkapazität **C_a** = 100 pF
- Empfindlichkeit **S** = 4 pC/N⁻¹
- Kraft **F** = 10 kN
- Spannung **U** = 400 V

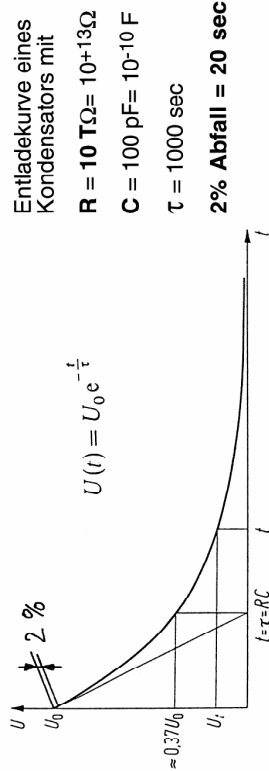
Bei größeren Aufnehmern treten Spannungen von mehreren kV auf, wenn nicht vorher ein Überschlag stattfindet.

d. h. Vorsicht: Überschläge können die Isolierstrecken verschlechtern (Reduktion der Zeitkonstante τ).

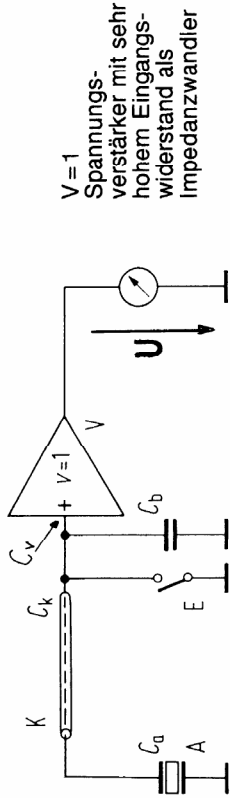
Eine nicht stromversorgte Elektronik kann beschädigt werden.

Abhilfe: Kurzschlussstecker bei Transport und Sensoreinbau

Zeitkonstante und Isolationswiderstand



3.1.2.6.2. Elektrometerverstärker



Messkette mit Elektrometerverstärker

A = Sensor	K = Kabel	V = Verstärker	E = Erdungsschalt.
C _a = Eigenkapazität	C _k = Kabelkapazität	C _v = Inputkapazität	C _b = Bereichskond.

Die entstehende Spannung **U** beträgt:

$$U = \frac{Q}{C_a + C_k + C_v + C_b}$$

D. h. die Spannung hängt von vielen, oft nicht konstanten Faktoren ab. Bei einem Kabelwechsel (typische Kabelkapazität 70 pF/m) oder einer Bereichsumschaltung muss neu kalibriert werden.

Sinnvolle Anwendung dieses Prinzips: Kombination von Sensor und Verstärker im gleichen Gehäuse zu einem **Niederimpedanz-Sensorsystem**.

Im Normalfall wird dadurch der Betriebs-Temperaturbereich eingeschränkt und die Linearität leidet. Neue Entwicklungen weisen folgende Spezifikationen auf:

- Piezotron© Sensorsystem:
- Betriebstemperatur: - 50 bis + 120 oC,
- Linearität : < 1% FS,
- Temp.Koeff. der Empfindlichkeit: 0.06%/oC

3.1.2.6.3. Theorie des Ladungsverstärkers

Die Einführung des *Ladungsverstärkers* führte zur größeren Verbreitung der Piezomeßtechnik. Im Prinzip besteht der Ladungsverstärker aus einem Spannungsverstärker hoher Verstärkung mit einem MOS- oder J-FET am Eingang zur Erreichung des hohen Isolationswiderstands. Er ist über einen hochisolierenden Bereichskondensator gegengekoppelt und wirkt somit als Integrator für Eingangsströme, die über den Ladungseingang fließen; sie werden durch *Ladungsänderungen* (bzw. Belastungsänderungen) des Aufnehmers erzeugt. Am Ausgang erscheint somit das Integral der vom piezoelektrischen Meßwertaufnehmer

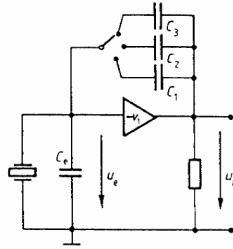


Bild 17: Prinzip des Ladungsverstärkers mit einem Quarzaufnehmer (C_e = gesamte Kapazität am Eingang, C_1, \dots, C_3 = umschaltbare Gegenkopplungskapazität, v_i = innere Verstärkung bzw. Leerlaufverstärkung; es ist $v_i \gg 1$)

abgegebenen Ladungsänderungen und mithin ein der Gesamtladung (bzw. Gesamtbelastung) proportionales Signal. Wegen der kapazitiven Gegenkopplung wird die Ladung des Quarzaufnehmers fast vollständig kompensiert.

Durch die in *Bild 17* gezeigte Schaltung wird die einer direkten Auswertung nur schwer zugängliche elektrische Ladung in eine leicht auswertbare Spannung am Verstärkerausgang umgewandelt. Die Wahl des Meßbereichs erfolgt durch Verwendung eines entsprechenden Gegenkopplungskondensators (C_1, \dots, C_3). Dieser Verstärker mit seinem sehr hohen Isolationswiderstand am Eingang, seiner hohen Leerlaufverstärkung v_i und seiner rein kapazitiven Gegenkopplung wird seit der Einführung im Jahr 1950 für die elektrische Messung mechanischer Größen zusammen mit piezoelektrischen Aufnehmern verwendet.

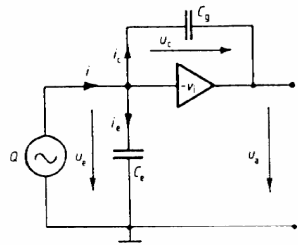


Bild 18: Ersatzschaltbild des Ladungsverstärkers mit Ladungsquelle (Q = von der Ladungsquelle erzeugte Ladung, C_e = Kapazität von Aufnehmer, Kabel und Verstärkereingang, C_g = Gegenkopplungskapazität, v_i = Leerlaufverstärkung, u_e = Eingangsspannung, u_a = Ausgangsspannung, u_c = Spannung über dem Gegenkopplungskondensator)

Anhand des in *Bild 18* dargestellten Ersatzschaltbilds wird auf die Funktionsweise des Ladungsverstärkers näher eingegangen [19]. Unter der vereinfachenden Annahme, daß die Kondensatoren C_e und C_g verlustfrei sind und der Isolationswiderstand des Verstärkers am Eingang unendlich ist, lassen sich folgende Beziehungen ableiten:

$$u_c = -\frac{1}{v_i} u_a \tag{23}$$

$$u_c = u_e - u_a = -u_a \left(1 + \frac{1}{v_i}\right) \tag{24}$$

$$i_c + i_e = i = \frac{dQ}{dt} \tag{25}$$

$$i_c = C_g \frac{du_c}{dt} = -C_g \left(1 + \frac{1}{v_i}\right) \frac{du_a}{dt} \tag{26}$$

$$i_e = C_e \frac{du_e}{dt} = -C_e \cdot \frac{1}{v_i} \cdot \frac{du_a}{dt} \tag{27}$$

Die Einsetzung der Gln. (26) und (27) in Gl. (25) ergibt

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{du_a}{dt} \left[C_g \left(1 + \frac{1}{v_i}\right) + C_e \cdot \frac{1}{v_i} \right] \tag{28}$$

Die Integration auf beiden Seiten ergibt unter Weglassung des konstanten Glieds und Auflösung nach u_a sowie nach Umformung

$$u_a = -\frac{Q}{C_g} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{v_i} + \frac{1}{v_i} \cdot \frac{C_e}{C_g}} \tag{29}$$

Gl. (29) sagt folglich aus, daß die Ausgangsspannung u_a der Eingangsladung und damit auch der zu messenden mechanischen Größe proportional ist (falls der Aufnehmer hinreichend linear ist), solange das Störglied rechts vernachlässigbar ist, d. h. möglichst genau Eins bleibt. Wie ersichtlich, ist dies beim *idealen* Operationsverstärker mit $v_i = \infty$ immer der Fall; es gilt mithin

$$u_a = -Q/C_g \tag{30}$$

Im *realen* Fall mit $v_i = 100\,000$ und $C_e/C_g = 100$ wird das Störglied zu 0,999, d. h. es resultiert daraus ein Meßfehler von -0,1 %.

Diese Formel erlaubt aufgrund eines Vergleichs mit der Spannungsformel an einer Kapazität

$$U = Q/C \tag{31}$$

folgende anschauliche Deutung der Funktion des Ladungsverstärkers. Der als Integrator geschaltete Verstärker kompensiert die von einem Aufnehmer abgegebene elektrische Ladung mit einer Ladung gleicher Größe, aber umgekehrt Vorzeichen, wodurch eine Spannung nach Gl. (30) über dem Bereichskondensator entsteht. Der Ausdruck *Ladungsverstärker* ist übrigens nicht ganz korrekt, weil durch den Verstärker nicht eine größere Ladung erzeugt, sondern eine Ladung Q in eine Spannung u_a umgewandelt wird; diese Spannung kann ohne Schwierigkeiten weiterverarbeitet werden

Das Ersatzschaltbild des Ladungsverstärkers zeigt Ähnlichkeit mit dem bekannten *Miller-Integrator*, der aus einem Operationsverstärker mit einem Kondensator als Gegenkopplung und einem Serienwiderstand am Eingang aufgebaut werden kann. Der Miller-Integrator integriert die am Eingang liegende Spannung, indem er den Eingangsstrom summiert, welcher durch die Eingangsspannung und den Eingangswiderstand bestimmt wird [5]. Der Ladungsverstärker integriert dagegen den Eingangsstrom, welcher durch die *Ladungsänderung* dQ/dt entsteht, und gibt somit ein der Ladung Q proportionales Ausgangssignal ab. Die grundlegende Idee dieses Verstärkers geht auf den Physiker *W. P. Kistler* zurück [6]. Die wichtigsten *Vorteile* des Ladungsverstärkers gegenüber dem Elektrometerverstärker sind hohe Linearität, besserer Frequenzgang, geringerer Einfluß der Kabelkapazität, kalibrierte Empfindlichkeitsstufen sowie ferner größere Stabilität und verringerte Alterungserscheinungen.

3.1.2.6.4. Drift durch Isolationswiderst.

Beim Öffnen des Resetschalters **S** springt beim realen Operationsverstärker die Ausgangsspannung U_a und damit auch die Eingangsspannung U_0

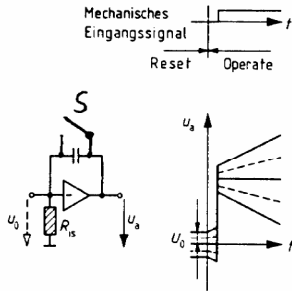


Bild 30: Ausgangsspannungsdrift infolge eines endlichen Isolationswiderstands R_{is} im Eingangskreis als Überlagerung zum Meßsignal (Rechteck)

Es gilt für den durch R_{is} fließenden Strom I_{is} (Driftstrom, Bild 30)

$$I_{is} = U_0/R_{is} \quad (43)$$

der aufgrund der Gegenkopplung der Schaltung über die Gegenkopplungskapazität C_g fließt und dort die Spannungsänderung durch den Isolationsstrom

$$\frac{du_{cis}}{dt} = \frac{1}{C_g} \cdot I_{is} = \frac{U_0}{R_{is} \cdot C_g} \quad (44)$$

hervorruft. Durch Integration – unter Nullsetzen der Integrationskonstante – ergibt sich

$$u_{cis}(t) = \frac{U_0}{R_{is} \cdot C_g} \cdot t \quad (45)$$

Die zeitabhängige Ausgangsspannung u_a wird, da gemäß Abschnitt 4.2 und Gl. (24) $u_e \approx 0$ ist, zu $u_{a1s} \approx u_{cis}$; folglich ist

$$u_{a1s}(t) = D_1 \cdot t \quad (46)$$

und die Drift D_1 [V/s]

$$D_1 = \frac{U_0}{R_{is} \cdot C_g} = \frac{I_{is}}{C_g} \quad (47)$$

Die letzte Gleichung verdeutlicht, daß die entsprechende Drift sehr klein ist, solange R_{is} und C_g groß sind. Die Drift steigt aber bei vermindertem Isolationswiderstand stark an. Da sich diese Spannung dem Nutzsignal überlagert, wird dadurch eine maximale Meßzeit definiert, die durch die Größe des Nutzsignals und des tolerierten Meßfehlers mitbestimmt wird (Bild 30). Da bei einer bestimmten Meßaufgabe die Gegenkopplungskapazität C_g durch die vom Meßwertempfänger abgegebene Ladung bestimmt ist (Meßbereichswahl), hat der Konstrukteur nur die Möglichkeit, die Nullpunktabweichung U_0 zu minimieren (stabile Eingangsstufe des Ladungsverstärkers) und den Isolationswiderstand R_{is} im Eingangskreis zu maximieren. Letzteres führt zur Forderung extrem guter Isolatoren für Aufnehmer, Kabel und Stecker, wobei Werte von $10^{13} \Omega$ keine Besonderheit darstellen.

3.1.2.6.5. Einfluss der Zeitkonstante

Bestimmend für die Zeitkonstante des Ladungsverstärkers ist die des Gegenkopplungskondensators. Aus den Werten der Kapazität C_g und des Isolationswiderstands R_g (Bild 28) bestimmt sich die Zeitkonstante τ des Gegenkopplungskondensators anhand von Gl. (32) zu

$$\tau = R_g C_g \quad (32)$$

Die untere Grenzfrequenz f_u , die durch den 3-dB-Abfall definiert ist, bestimmt sich anhand der erweiterten Gl. (33) zu

$$f_u = 1/2\pi\tau = 1/2\pi R_g C_g \quad (33)$$

Der Isolationswiderstand R_g des Gegenkopplungskondensators liegt in der Größenordnung von $10^{14} \Omega$. Bei Gegenkopplungskapazitäten $C_g = 10^1 \dots 10^4 \text{ pF} = 10^{-11} \dots 10^{-8} \text{ F}$ ergeben sich somit theoretische Zeitkonstanten $\tau = 10^3 \dots 10^6 \text{ s}$, wobei die Werte selten unter 10^4 s liegen.

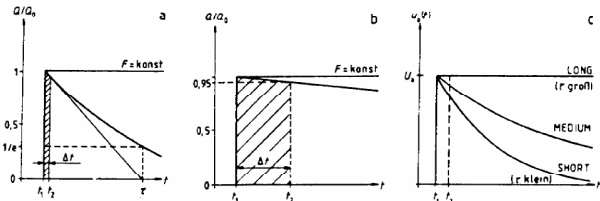
Diese Zeitkonstante ist für quasistatische Messungen wichtig. Wie aus Bild 31 hervorgeht, wird zum Zeitpunkt $t = t_1$ eine konstante Kraft F als Sprungfunktion auf einen Quarzkristall-Meßwertempfänger mit angeschlossenem Ladungsverstärker gegeben. Die dadurch erzeugte proportionale Ladung Q fließt auf den Gegenkopplungskondensator C_g . Derselbe entlädt sich vom Zeitpunkt t_1 an – trotz konstanter Kraft F – über seinen Isolationswiderstand nach einer Exponentialfunktion; es ist

$$Q(t) = Q_0 \cdot \exp(-t/\tau) \quad (48)$$

somit

$$u_a(t) \approx U_a [1 - (t/\tau)] \quad (50)$$

Bild 31: Darstellungen zum Einfluß der Zeitkonstante bei quasistatischen Messungen, wenn der Einfluß der Drift im Eingangskreis des Ladungsverstärkers nicht berücksichtigt wird



- a) Entladung des Gegenkopplungskondensators C_g im Ladungsverstärker nach einer Exponentialfunktion
- b) Dieselbe Entladekurve mit 10fach gedehntem Zeitmaßstab (die schraffierte Fläche deutet den Bereich an, in dem nach der Belastung mit der Kraft F noch mit geringen Fehlern durch die Entladung gemessen werden kann)
- c) Einfluß der Wahl verschiedener Zeitkonstanten τ auf die Zeitabhängigkeit der Ausgangsspannung

Vom Zeitpunkt $t = t_1$ bis $t = t_2$, d. h. bei einer Meßdauer $\Delta t = 0,05 \tau$, folgt die Entladung also näherungsweise der eingezeichneten Tangente, die die Zeitachse t im Punkt τ schneidet, so daß im zulässigen, schraffiert gezeichneten Bereich mit einem Fehler durch Entladung von -1% der Ladung Q_0 je Zeitintervall $0,01 \tau$ gerechnet werden kann. Die Entladekurve ist in Bild 31b mit vergrößertem Zeitmaßstab dargestellt. Bei allen quasistatischen Messungen mit Quarzaufnehmern sollte man die Meßzeit ab Beginn der Belastung nicht länger als $0,05 \tau$ ausdehnen, wobei hier der Fehler bei -5% liegt. Bei einem zulässigen Fehler von -2% durch Entladung darf die Meßzeit dagegen nicht länger als $0,02 \tau$ bzw. bei -1% nicht länger als $0,01 \tau$ sein. Dies gilt jedoch nur, wenn der Einfluß der anderen Arten von Drift des Ladungsverstärkers nicht berücksichtigt wird. Die Steilheit des exponentiellen Abfalls der Ausgangsspannung $u_a(t)$ in Funktion der gewählten Zeitkonstante als Parameter ist in Bild 31c dargestellt.

3.1.2.6.6. Weitere störende Einflüsse

a) Frequenzabhängigkeit und Drift wegen der Zeitkonstante

Die unter Grenzfrequenz f_u ist gegeben durch:

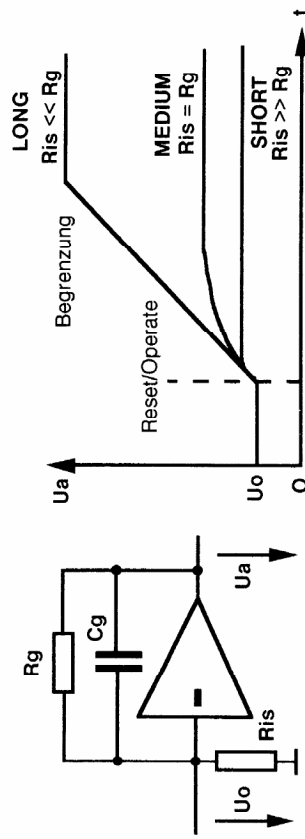
$$f_u = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \text{mit} \quad \tau = R_g C_g \quad (33)$$

Bei tiefen Frequenzen ergeben sich also Messfehler. Lässt man einen Fehler von -5% zu, ergibt sich als unterste Messfrequenz

$$f_m = f \cdot 5\% \approx 3 f_u$$

Beispiel: $R_g = 10^9 \Omega$, $C_g = 10 \text{ pF}$, $f_m = 48 \text{ Hz}$

Zur Stabilisierung gegen Drift, verursacht durch den endlichen Isolationswiderstand R_{is} wird absichtlich ein mittleres R_g eingesetzt.



Die Stellung **LONG** erlaubt zwar quasistatische Messungen, aber der Verstärker läuft mit der Zeit in die Begrenzung. Bei der Stellung **SHORT** können nur dynamische Vorgänge beobachtet werden

b) Drift wegen Leckstrom des Eingangstransistors

Ein endlicher Eingangsstrom wirkt ähnlich wie der Strom im Isolationswiderstand R_{is} . Er kann positiv oder negativ sein. Als Eingangstransistoren verwendet man J-FETs mit $\pm 2 \text{ pA}$ oder ausgesuchte MOS-FETs bis zu $\pm 0.03 \text{ pA}$

e) Kabel und Kontakte

Nach Gleichung 29 spielt die Kabelkapazität eine untergeordnete Rolle. Bei langen Kabeln steigen die Störsignale durch in die Kabel eingestreuten Störspannungen und durch die bei der Bewegung erzeugten Ladungen (Piezoeffekt im Kabelmaterial!)

Kontaktprobleme infolge Thermospannungen können beim Operate/Resetschalter eine Rolle spielen, indem die Sprungspannung U_0 nicht bei jeder Betätigung gleich gross ist.

3.1.2.6.7. Quarzsensoren mit eingebautem Verstärker

Die von der Firma Kistler unter der Bezeichnung PIEZOTRON® entwickelte Lösung zeigt einen Elektrometer-Verstärker mit Konstantstrom-Versorgung. Der Kuppler besteht aus einer Stromdiode und einem Hochpassfilter.

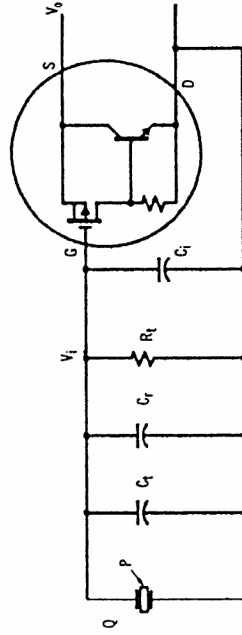
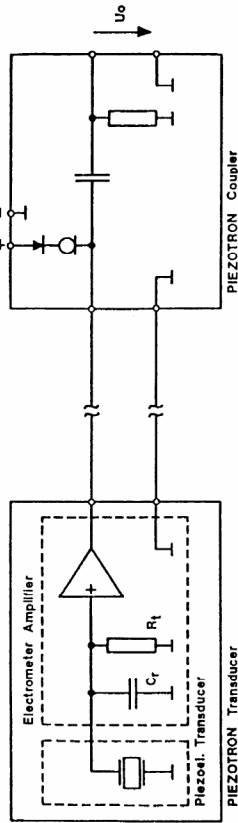


Figure 4 - PIEZOTRON® Circuit

Where:

P = the piezoelectric element

Q = the charge generated by the element

V_i = the voltage at the BIFET input

V_o = the voltage at the BIFET output

G, S, D are the gate, source and drain of the BIFET

C_1 = transducer capacitance

C_2 = BIFET input capacitance

C_r = range capacitance

R_1 = time constant resistor

$$V_o = V_i = \frac{Q}{C_1 + C_2 + C_r}$$

$$F_{-5\%} = \frac{0.5}{TC} = \frac{0.5}{R_1 C_r}$$

Dieser kombinierte Sensor-Verstärker eignet sich für rauhen Betrieb mit fast beliebigen Kabeln. Für Fehler < 5% beträgt der Arbeitstemperaturbereich -50 bis +120 °C und die unterste Messfrequenz $0.5 / R_1 C_r$ (siehe dazu Kapitel 3.1.2.6.6.).

3.1.3. Piezokeramik

3.1.3.1. Übersicht Vor- und Nachteile von Piezokeramik

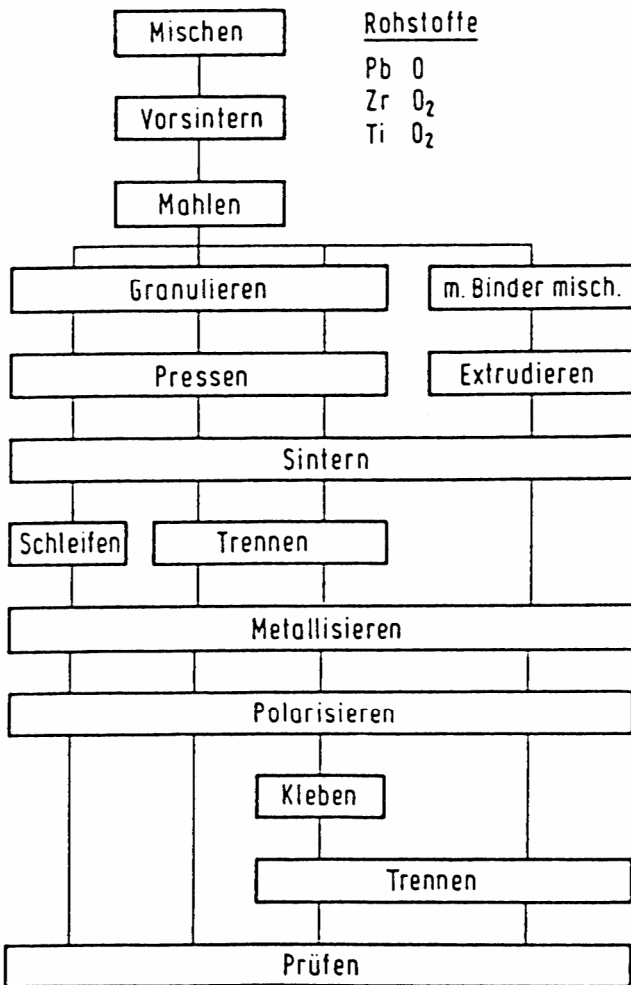
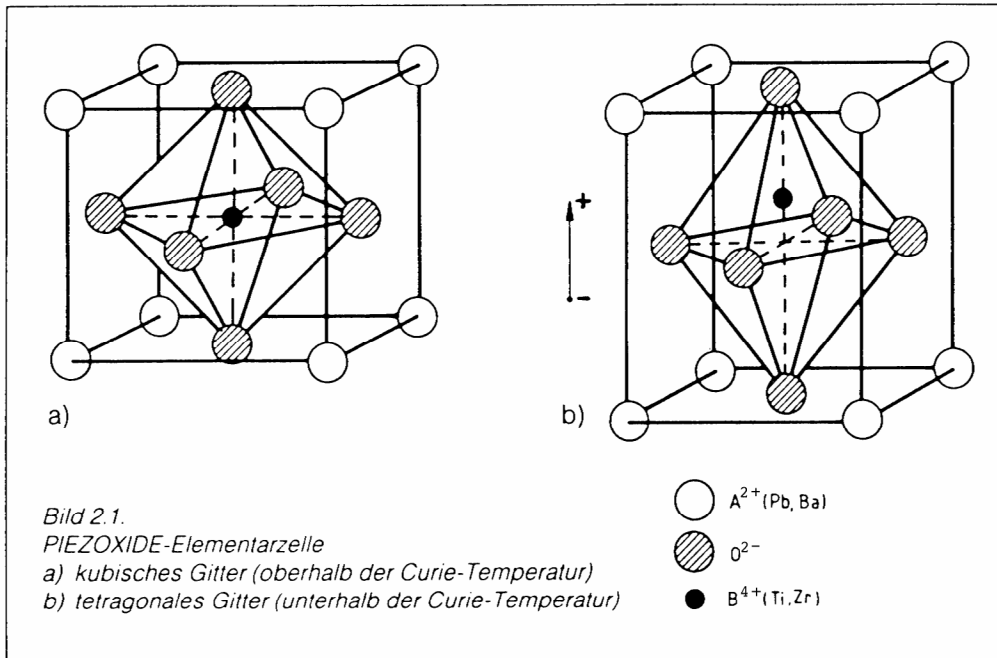
Vorteile:

- **Beliebige Formgebung und Polarisierungsrichtung**
- **Hohe Ladungskonstante d_{33} (190 bis $580 \cdot 10^{-12}$ C/N)**
- **Grosser Kopplungsfaktor k (0.5 bis 0.74)**
- **Kostengünstig**
- **Erlaubt einfache Sensorverstärker**
- **Ermöglicht effiziente Aktorsysteme**

Nachteile:

- **Nur für dynamische Sensoren geeignet, aber bei Spannungs- oder Ladungs-Steuerung auch für statische Aktoren geeignet**
- **Mittlere Curietemperatur, 165 bis ca. 325 °C**
- **Grosse Hysterese im Aktorbetrieb, besonders bei Spannungs-Steuerung**
- **Zum Teil beträchtliche Alterung**
- **Depolarisierung bei mech. und therm. Überlastung**
- **Pyroelektrische Eigenschaften (ca. $400 \cdot 10^{-6}$ C/m²K)**
- **Ladungskonstante und Dielektrizitätskonstante stark von der Temperatur abhängig
(Faktor 2 im Temperaturbereich 40 bis 100 °C)**
- **Weniger guter Isolator: $\rho = 10^{11}$ bis 10^{12} Ω m**
- **Mittlerer Verlustfaktor und mittlere Güte (ca. 80)**

3.1.3.2. Piezokeramische Werkstoffe



Die wichtigsten Prozessschritte in der Fertigung piezokeramischer Teile:

Mischen und Mahlen

Pressen in Produktionsform bei 1000 bar

Sintern bei 1250 °C (Schwund 18%)

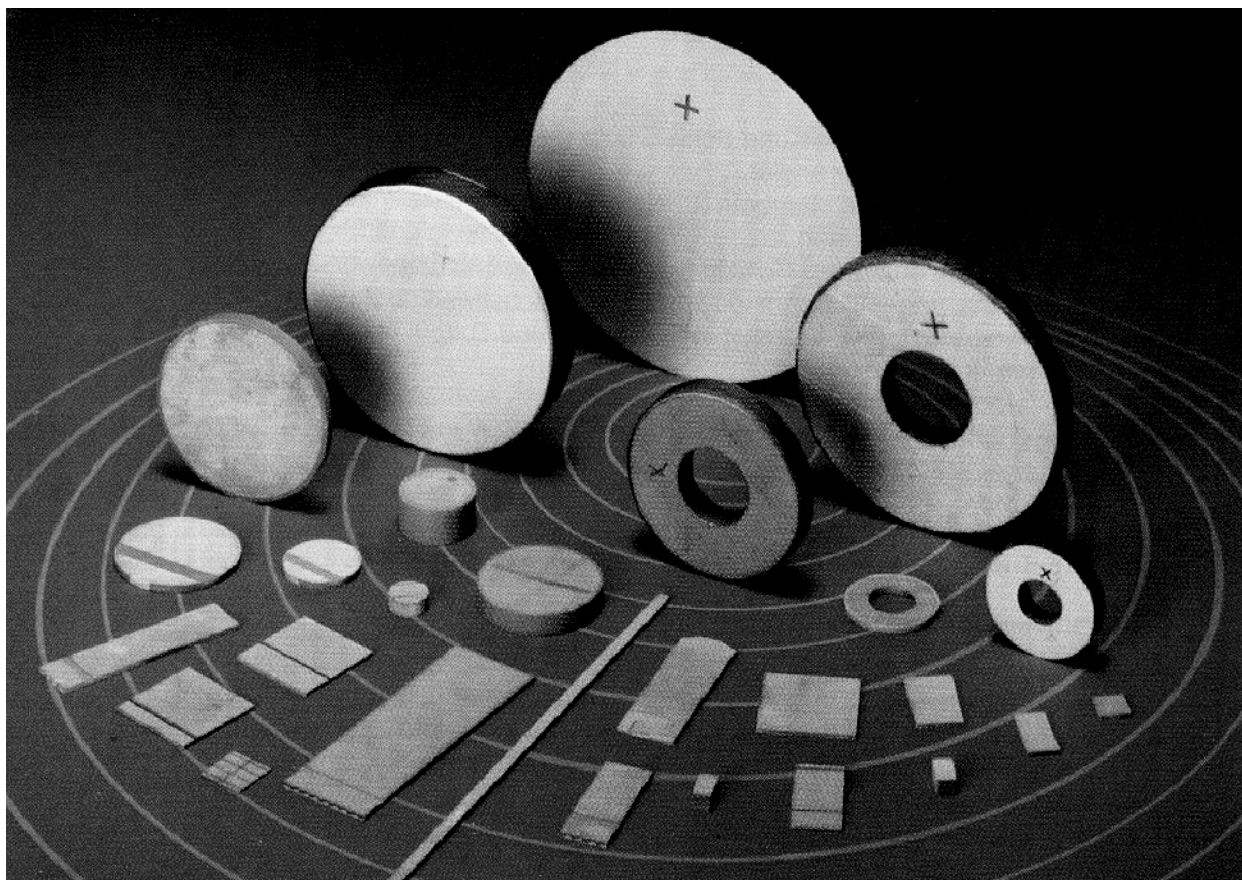
Stirnflächen schleifen

Elektroden mit Silberpaste im Tiefdruckverfahren anbringen oder Nickelchrom-Nickel aufdampfen

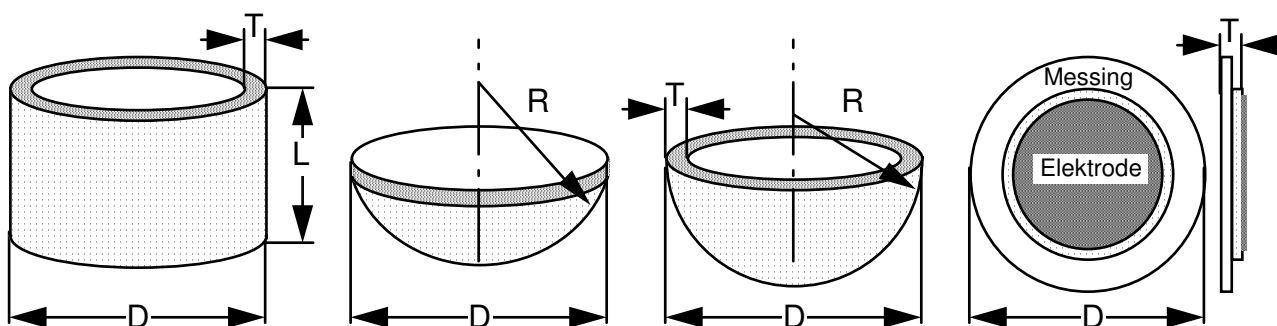
Polarisierung:
 Ölbad 120 °C - 200 °C bei einer Feldstärke von 2-3 kV/mm

Konfektionieren

Piezokeramische Bauelemente und Hersteller



Ausführungsformen von Piezokeramik der Firma Valvo/Philips



Röhren, Ringe

L = 1.6 bis 102 mm
D = 1.6 bis 76 mm
T = 0.25 bis 6.35 mm

Fokus-Schalen

R = 12 bis 150 mm
D = 6 bis 70 mm

Halbkugeln

D = 12.5 bis 25 mm
T = 0.78 bis 2.5 mm

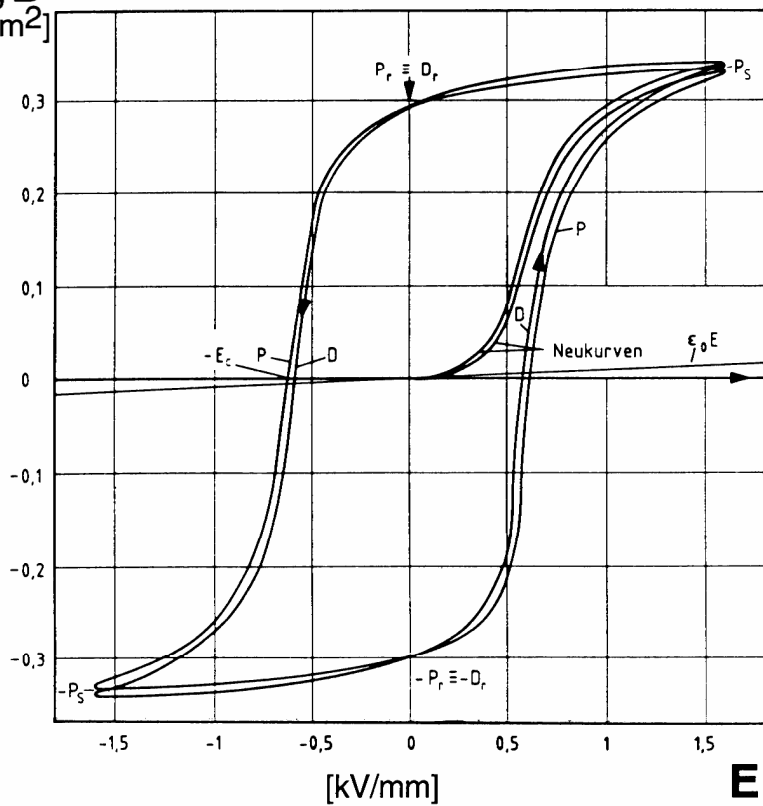
Scheibenbieger

D = 35 mm (12-50)
T = 0.3 mm (0.25-0.45)
Hub@300V: 0.3 mm

Ausführungsformen mit radialer Polarisation der Firmen Vernitron, England, Ferroperm, Dänemark, Hoechst und Stettner, Deutschland

3.1.3.3. Piezoeffekt, Polarisierung und Stabilität

P, D
[C/m²]



3.1.3.3.1. Polarisierung und dielektrische Hysterese von PXE 52

Die dielektrische Verschiebung $D(E)$ ergibt sich durch Addition von $\epsilon_0 E$ zur Polarisierung $P(E)$ nach Gleichung $D = \epsilon_0 E + P$.
Nach dem Abschalten des Feldes stellt sich die remanente Polarisation P_r ein.

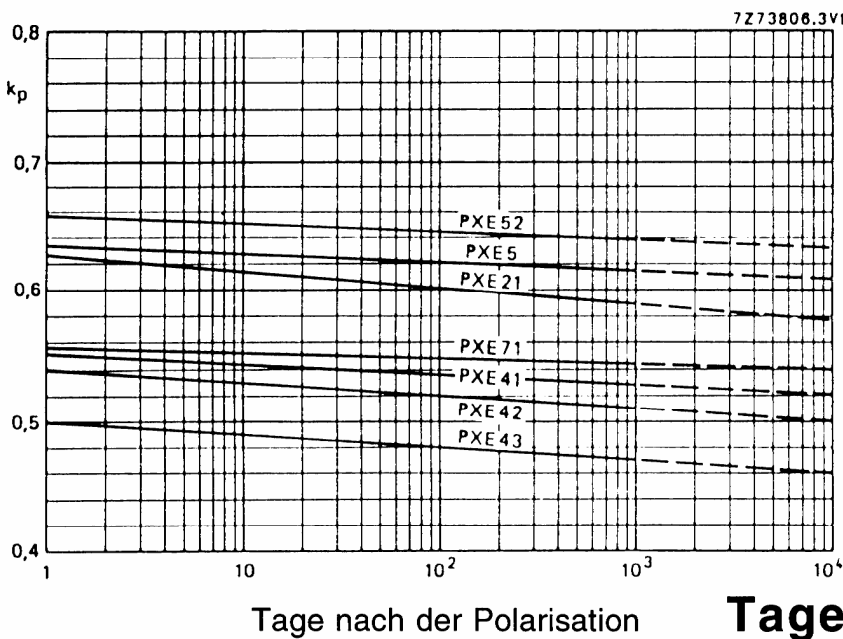
Eine **Depolarisation** kann erfolgen durch:

Starkes Gegenfeld
(ab ca. 0.5 kV/mm)

Mech. Spannung
(ab ca. $85 \cdot 10^6$ Pa bei kurzgeschlossenen Elektroden)

Hohe Temperatur
(ab ca. 1/2 Curietemp.)

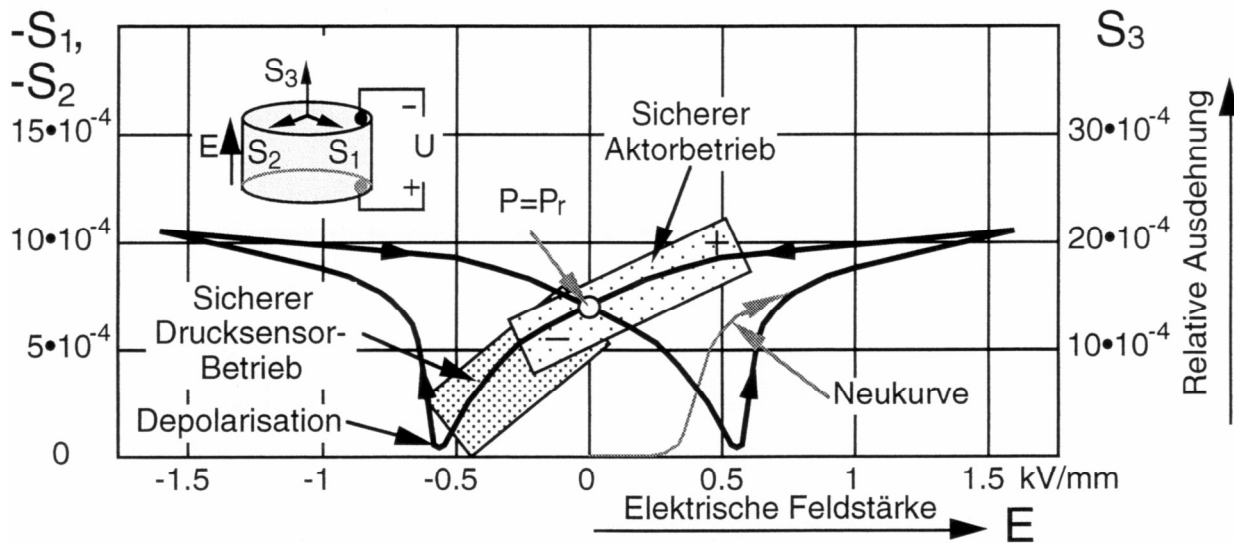
K
[1]



3.1.3.3.2. Zeitliche Stabilität der Polarisierung

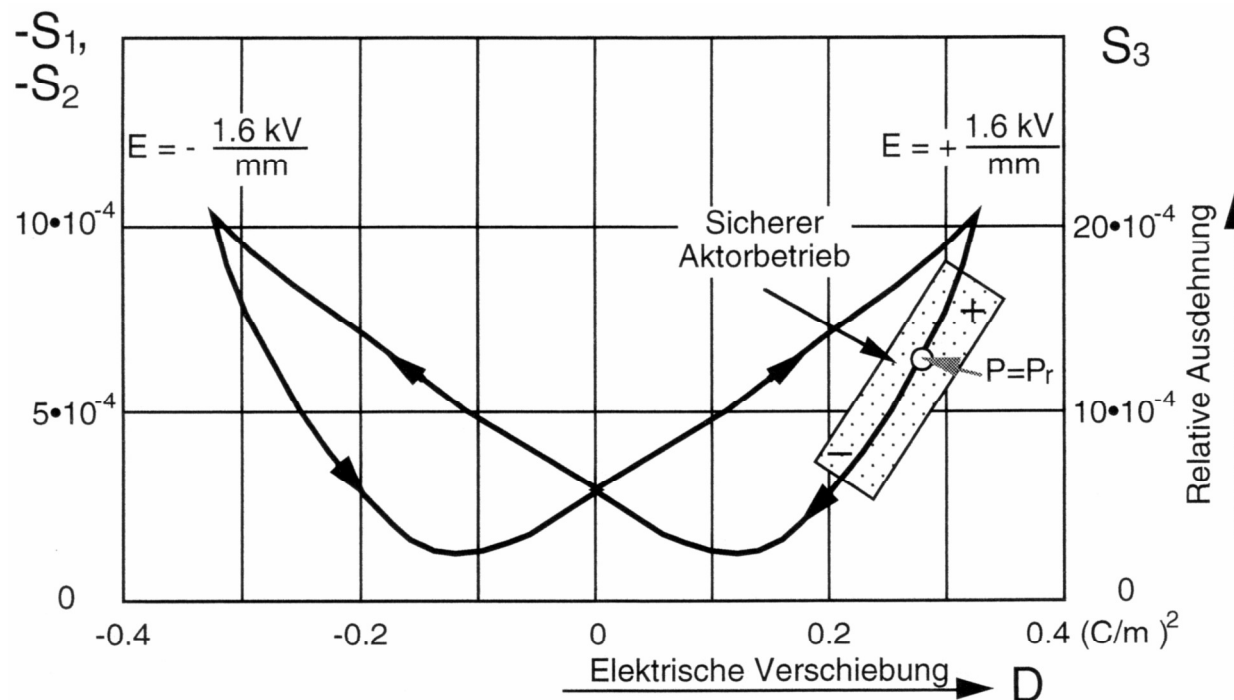
Die Grafik zeigt die **Änderung des Kopplungsfaktors k** mit der **Zeit** für einige PXE-Werkstoffe.

3.1.3.3.3. Nichtlineare Effekte bei Piezokeramik



Mechanische Deformationen S_1 , S_2 und S_3 bei PXE 52 als Funktion der Feldstärke E . Die angelegte Feldstärke bewirkt eine Verlängerung S_3 der Piezokeramik in Feldrichtung, sowie eine Verjüngung S_1 u. S_2 quer zur Feldrichtung. Es gilt: $S_3 = -2S_1 = -2S_2$

Sensorbetrieb: Ausgehend von der remanenten Polarisation $P = P_r$, wird durch Druck (Reduktion von S_3) eine äussere Feldstärke von bis zu 0.6 kV/mm (gleiche Polarität wie die zur Erzeugung der Polarisierung angelegte) erzeugt, bei zu hohem Druck tritt eine Depolarisierung ein. **Aktorbetrieb:** Nichtlineare Deformation S in Funktion von E .



Mechanische Deformationen S_1 , S_2 und S_3 bei PXE 52 als Funktion der elektrischen Verschiebung D . Der polarisierte Zustand ist $P = P_r$ (liegt in rechter Bildhälfte).

Aktorbetrieb: Quasilineare Deformation S in Fkt(D), z. B. mit Ladungssteuerung. Vorsicht: Entstehen hohe negative Feldstärken, tritt eine irreversible Depolarisation auf.

3.1.3.4. Physikalische Eigenschaften von Piezokeramik

Tabelle 2.1. Technische Daten¹⁾ der verschiedenen PXE-Werkstoffe

Bezeichnung	Symbol	Einheit	PXE 5	PXE 52	PXE 21	PXE 41	PXE 42	PXE 43	PXE 71
Thermische Daten Curie-Temperatur ²⁾	θ_c	°C	285	165	270	315	325	300	270
spezifische Wärme	c	J/(kg K)	420	420	420	420	420	420	420
Wärmeleitfähigkeit	k	W/m (K)	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2
Mechanische Daten Dichte	ρ_m	10 ⁻³ kg/m ³	7,7	7,80	7,75	7,90	7,70	7,70	7,75
Elastizitätskonstanten	s_{11}^E	10 ⁻¹² Pa ⁻¹	15	16,0	15,1	12,2	12,7	11,3	15,0
	s_{33}^E		18	20,0	18,6	14,6	15,3	12,6	—
	s_{55}^E		38,5	—	—	37,0	—	—	38,0
Poissonsche Querszahl	σ	—	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	≈ 0,3	
Güte für radiale Schwingungen	Q_m^E	—	≈ 80	≈ 65	≈ 80	≈ 1000	≈ 750	≈ 1000	≈ 80
Frequenzkonstanten	N_p^E	Hz m oder m/s	2000	1950	2000	2200	2200	2350	2050
	$N_1^E = 1/2 v_1^E$		1450	1400	—	1620	—	—	1500
	$N_3^E = 1/2 v_3^E$		1850	1900	1900	2000	2015	2050	—
	$N_5^E = 1/2 v_5^E$		930	—	—	—	—	—	920
Druckfestigkeit	—	—	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	> 600	
Zugfestigkeit	—	—	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	≈ 80	
Elektrische Daten Dielektrizitätszahl ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m)	$\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$ $\epsilon_{11}^T/\epsilon_0$	—	2000 1800	3500 3000	1900	1200 1400	1300	1000	1100 1500
spezifischer Widerstand (25 °C)	ρ_{el}	10 ¹² Ωm	1	—	0,1	0,05	—	—	1
Zeitkonstante	$\rho_{el} \epsilon_{33}^T$	min.	> 300	> 500	> 25	> 7	—	—	> 250
dielektrischer Verlustfaktor	$\tan \delta$	10 ⁻³	20	16	18	2,5	2,5	2,0	20

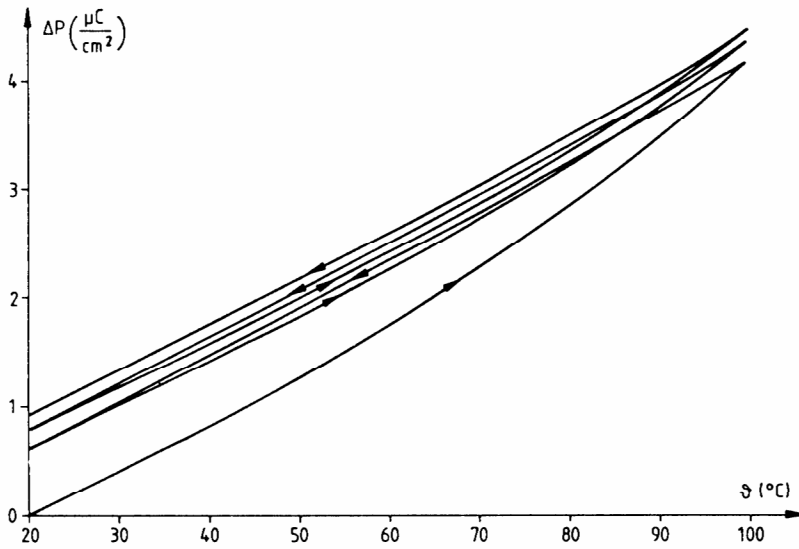
Fortsetzung Tabelle 2.1.

Bezeichnung	Symbol	Einheit	PXE 5	PXE 52	PXE 21	PXE 41	PXE 42	PXE 43	PXE 71
Elektromechanische Daten³⁾ Kopplungsfaktoren	k_p k_{33} k_{31} k_{15}	—	0,63 0,69 0,37 0,66	0,65 0,74 0,39 —	0,6 0,72 0,37 —	0,6 0,68 0,34 0,70	0,55 0,68 0,34 —	0,50 0,63 0,30 —	0,60 — 0,35 0,66
piezoelektrische Ladungskonstanten	d_{33} d_{31} d'_{15}	10 ⁻¹² C/N	390 -190 515	580 -270 —	400 -180 —	300 -119 480	270 -130 —	190 -95 —	— -147 500
piezoelektrische Spannungskonstanten	g_{33} g_{31} g'_{15}	10 ⁻³ Vm/N	22,0 -10,9 32,5	19,0 -8,7 —	25,0 -11,6 —	25,2 -11,6 38,5	25,0 -11,0 —	25,0 -10,7 —	— -12,8 33,5
Zeitliche Stabilität⁴⁾ Kopplungsfaktor	k_p	—	-0,5	-0,6	-1,5	+2	-4,5	-4	-0,5
Frequenzkonstante	N_p^E	relative Änderung pro Zehnerpotenz der Zeit in %	0,5	0,3	0,5	+1	+2	1,5	0,5
Güte für radiale Schwingungen	Q_m^E	—	—	-3	—	10	—	—	—
Dielektrizitätszahl	ϵ_{33}^T	—	-1,0	-1,0	-2,0	+4	-5	-4,5	-0,5
dielektrischer Verlustfaktor	$\tan \delta$	—	—	—	—	0	—	—	—

Bei Kurzschluss (Ladungserzeugung) gilt Index E, z.B. s_{33}^E ,
Bei Leerlauf (Spannungserzeugung) gilt Index D, z.B. $s_{33}^D = (1 - k_{33}^2) s_{33}^E$

1) Falls nicht anders angegeben, handelt es sich um Nennwerte, die 24 h nach der Polarisierung bei $\theta_{33} = 20 \pm 5$ °C gemessen wurden.
Die Eigenschaften eines bestimmten PXE-Produktes können auch von seinen Abmessungen, dem Herstellungsverfahren und dem Meßpegel abhängen. Daher läßt sich eine sinnvolle Interpretation der Materialdaten am zweckmäßigsten in Zusammenarbeit mit uns durchführen.
2) Temperatur, bei der ϵ_{33}^T ein Maximum annimmt.
3) Die Eigenschaften bei planaren Schwingungen wurden an Scheiben mit den Abmessungen 16 mm \varnothing x 1 mm, die bei 33-Schwingungen an Zylindern mit den Abmessungen 6,4 mm \varnothing x 16 mm und die bei 15-Schwingungen an Plättchen mit den Abmessungen 10 mm x 12 mm x 0,2 mm gemessen.
4) Bezugspunkt: 24 h nach der Polarisierung.

Pyroelektrisches Verhalten, Temperaturstabilität



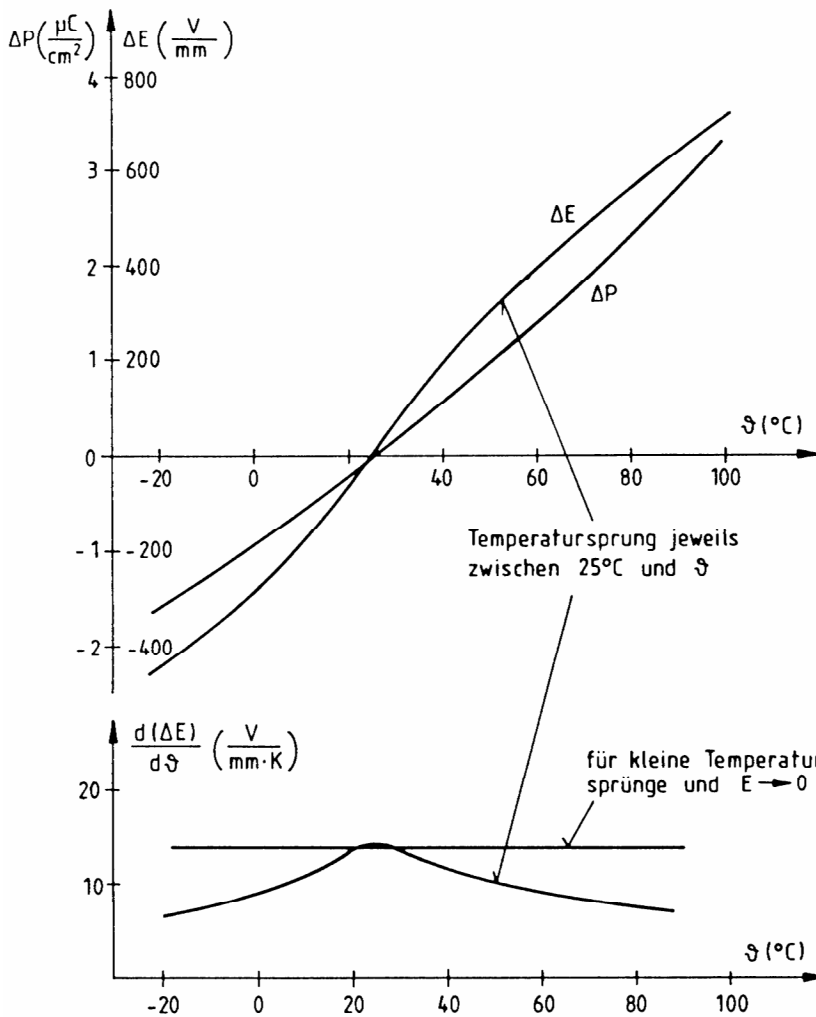
Polarisationsänderung einer PXE 5-Scheibe als Funktion der Temperatur

Pyroelektrische Koeffizienten

$$dP/d\vartheta = \text{ca. } 4 \cdot 10^{-4} \text{ C/m}^2\text{K}$$

$$dE/d\vartheta = \text{ca. } 20 \cdot 10^3 \text{ V/mK}$$

Dazu kommt bei langsamer Temperaturänderung von 3 K/min eine zeitabhängige irreversible Polarisationsänderung (oberhalb 60 °C).



Feldstärke- und Polarisationsänderung einer PXE 5-Scheibe bei sehr schneller Temperaturänderung

(Temperatursprünge innerhalb 10 sec zwischen 25 °C und ϑ)

Pyroelektrischer Koeffizient der Feldstärke:

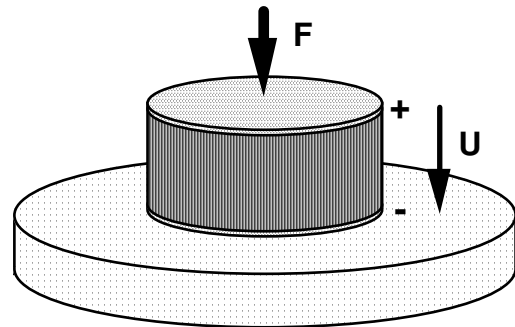
Kurve bei grossen Temperatursprüngen und **Gerade bei kleinen** Temperatursprüngen (gilt nur bei kleinem E).

3.1.3.5. Gestaltung und technische Daten von Piezokeramik-Sensoren

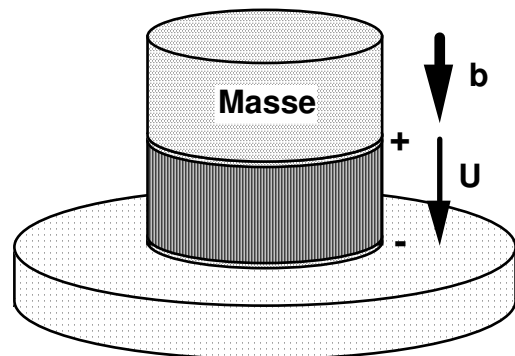
3.1.3.5.1. Sensor-Prinzipien und -Berechnungen

Axial-Sensoren

A1: Kraftsensoren



A2: Beschleunigungssensoren



Biege-Sensoren

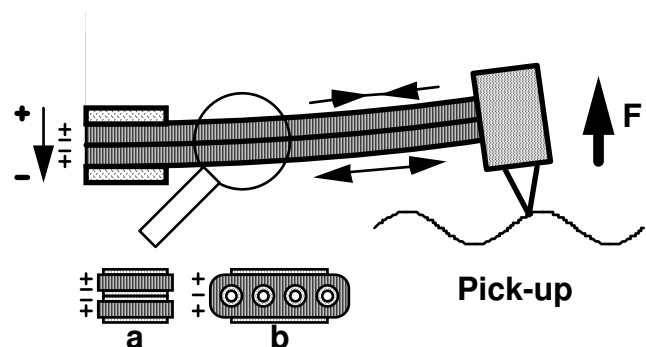
B1: Kraftsensoren

a: Bimorph

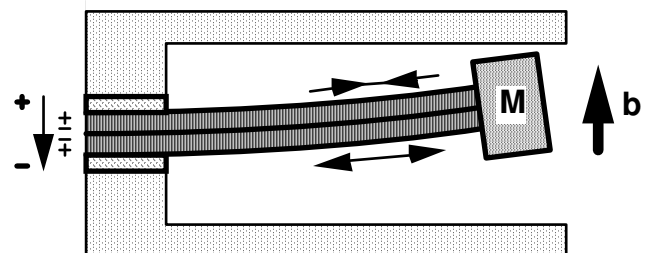
Transversaleffekt mit 2 Platten und entgegengesetzter Polarisierung

b: Multimorph

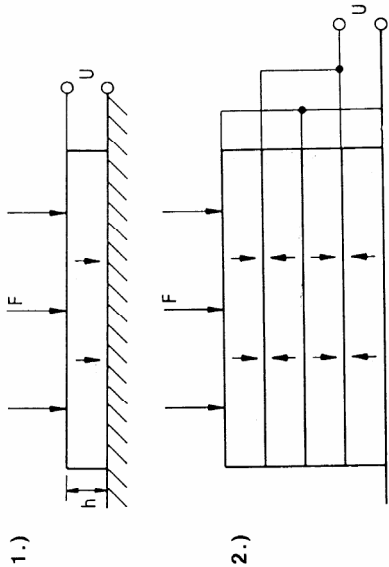
Transversaleffekt mit nur einer Platte, aber mit Elektroden-Bohrungen in der Mitte, die nur zur Polarisierung verwendet werden.



B2: Beschleunigungssensoren



A1. Kraftsensoren



- 1.) Mit nur einem PXE-Element
 - 2.) Mit vier (n=4) PXE-Elementen
- $Q = -n \cdot d \cdot F$
(unabhängig von Abmessungen)
- $d =$ Ladungskonstante
 $F =$ Kraft
- $U_3 = -g_{33} \cdot h \cdot T_3$
(Leerlauf)
- $g_{33} =$ Spannungskonst.
 $T_3 =$ Druck, mech.Sp.

Ein Beispiel

Auf eine PXE5-Scheibe mit den Abmessungen 10 mm $\varnothing \times$ 1 mm drückt eine Kraft $F = 1$ N. Die erzeugte mechanische Spannung beträgt

$$T_3 = -\frac{4}{100 \cdot 10^{-6} \pi} = -1,27 \cdot 10^4 \text{ N/m}^2,$$

die erzeugte elektrische Spannung nach Gl. (4.2)

$$U = 22 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3} \cdot 1,27 \cdot 10^4 = 280 \text{ mV}.$$

Die Kapazität der PXE5-Scheibe beträgt unterhalb der Resonanzfrequenz (h ist die Dicke, A die dazu senkrechte Fläche der PXE5-Scheibe)

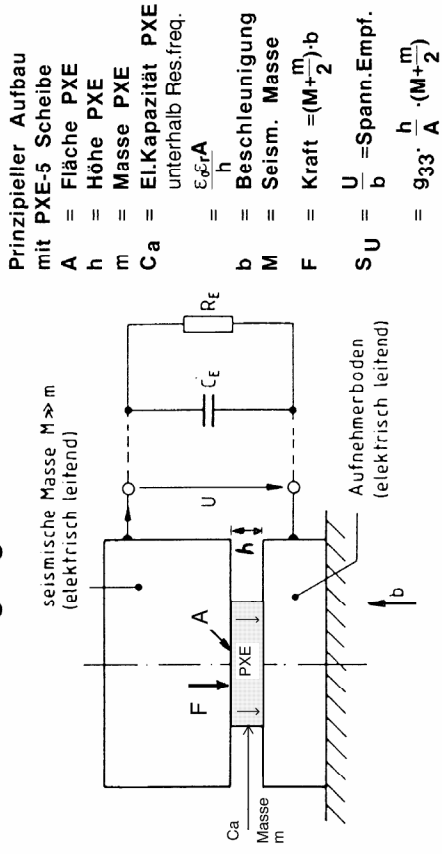
$$C_a = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h} \tag{4.3}$$

und daher mit den genannten Abmessungen

$$C_a = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 2000 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \pi}{4 \cdot 10^{-3}} = 1,39 \text{ nF}.$$

Für quasistatische Messungen >10 Hz ist eine Zeitkonstante $R \cdot C_a$ von 1 sec notwendig. Daraus ergibt sich einen Ableit- oder Eingangswiderstand von $>720 \text{ M}\Omega$. Man muss deshalb einen Ladungsverstärker einsetzen oder einen Kondensator parallel schalten.

A2. Beschleunigungssensoren



Prinzipieller Aufbau mit PXE-5 Scheibe

$A =$ Fläche PXE
 $h =$ Höhe PXE
 $m =$ Masse PXE
 $C_a =$ El.Kapazität PXE unterhalb Res.freq.
 $= \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h}$

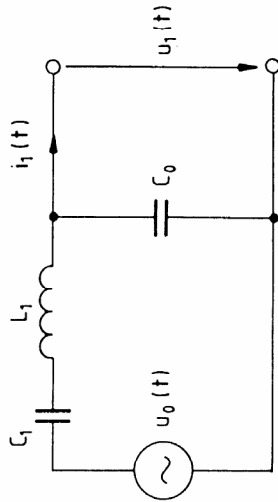
$b =$ Beschleunigung
 $M =$ Seism. Masse
 $F =$ Kraft $= (M + \frac{m}{2}) \cdot b$

$S U = \frac{U}{b} =$ Spann. Empf.
 $= 933 \cdot \frac{h}{A} \cdot (M + \frac{m}{2})$

für $M \gg m, R_E \rightarrow \infty, C_E \rightarrow 0$

Spannungsquellen-Ersatzschaltbild

$C_0 =$ theor.stat.Kap.
 $= C_a - C_1$ (bei $M \rightarrow \infty$)
 $L_1 =$ prop zu Masse M
 $C_1 =$ prop zu $1/C^*$
 $C^* =$ Steifigkeit
 $C^* = \frac{F}{\Delta h} = \frac{A}{s \cdot h}$



$s = \frac{D}{s_{33}}$ (Elast.konst. im Leerlauf-Fall)
 $= s_{33} E (1 - k_{33}^2)$

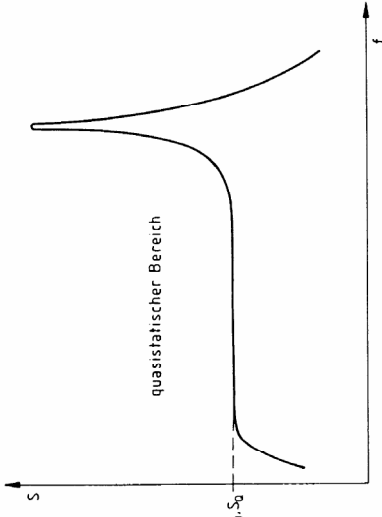
Forderungen für Abschlussimpedanz C_E und R_E im Leerlauf:

$$C_E \ll C_a \text{ und } R_E \gg \frac{1}{\omega (C_a + C_E)} \approx \frac{1}{\omega \cdot C_a}$$

$$\text{Spannungsempfindlichkeit } S_{UE} = S U' \frac{1}{1 + \frac{C_E}{C_a}}$$

belastet mit C_E , in mV/g*

Frequenzgang des Beschleunigungs-sensors



Untere Grenzfrequenz

$$f_u = \frac{1}{2 \pi R_E (C_a + C_E)}$$

Obere Grenzfrequenz

$$f_r = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{C^*}{M + \frac{1}{3} m}}$$

Ein Beispiel:
 Beschleunigungs-Sensor mit PXE-5 Plättchen:
 $m = 0.15 \text{ g}$ $M = 20 \text{ g}$
 $A = 20 \text{ mm}^2$ $h = 1 \text{ mm}$
 $k_{33} = 0.69$ $g = 22 \cdot 10^{-3} \text{ VmN}^{-1}$ $s_{33E} = 18 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$

$$S_U = \frac{22 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3} \cdot 20,075 \cdot 10^{-3} \cdot 9,81}{20 \cdot 10^{-6}} = 217 \text{ mV/g}^*$$

Bei Berücksichtigung einer Lastkapazität $C_E = 40 \text{ pF}$ ergibt sich mit

$$C_a = \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 2000 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{10^{-3}} = 354 \text{ pF}$$

$$S_{UE} = \frac{217}{1 + \frac{354}{40}} = 195 \text{ mV/g}^*$$

$$s = s_{33}^D = (1 - k_{33}^2) s_{33}^E = 9,4 \cdot 10^{-12} / \text{Pa}$$

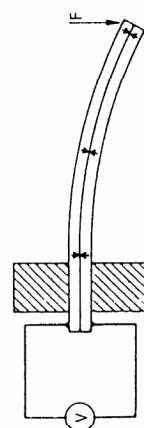
$$C^D = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{9,4 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-3}} = 2,12 \cdot 10^9 \text{ N/m} = C^*$$

und für die zugehörige mechanische Resonanzfrequenz, die im hier vorliegenden Fall des Leerlaufbetriebs gleich der Parallelresonanzfrequenz ist,

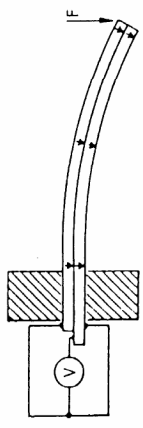
$$f_p = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{2,12 \cdot 10^9}{20,05 \cdot 10^{-3}}} \quad \mathbf{f_r = f_p = 51,75 \text{ kHz}}$$

B1: Kraftsensoren

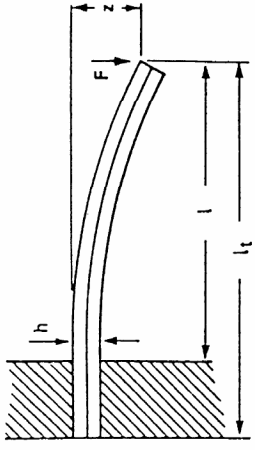
1.) **Serie-Bimorph-Platte**
(gegenseimige Polarität)



2.) **Parallel-Bimorph-Platte**
(gleichsinnige Polarität)



3.) **Bezeichnung der Abmessungen**
 h = Dicke
 l_t = gesamte Länge
 l = freie Länge
 w = Breite
 z = Auslenkung



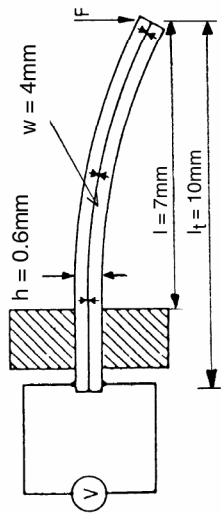
Überschlägige Berechnung von PXE-Bimorph-Platten für Sensoren

	Symbol	Einheit	Parallel-Bimorph	Serien-Bimorph
Auslenkung	z/F	m/N	$7 \cdot 10^{-11} \frac{l^3}{w h^3}$	$7 \cdot 10^{-11} \frac{l^3}{w h^3}$
Resonanzfrequenz *)	f_s	Hz	$400 \frac{h}{l^2}$	$400 \frac{h}{l^2}$
Ausgangsladung	Q/F	C/N	$8 \cdot 10^{-10} \frac{l^2}{h^2}$	$4 \cdot 10^{-10} \frac{l^2}{h^2}$
Kapazität	C_a	F	$8 \cdot 10^{-8} \frac{l w}{h}$	$2 \cdot 10^{-8} \frac{l w}{h}$
Ausgangsspannung	U/F	V/N	$10^{-2} \frac{l^2}{h l w}$	$2 \cdot 10^{-2} \frac{l^2}{h l w}$

*) Wegen des kleinen Kopplungsfaktors von Biegeelementen ist die Parallelresonanzfrequenz f_p nur um einige Prozent größer als die Serienresonanzfrequenz f_s .

Biege-Kraftsensor mit PXE Serie-Bimorph

- h = Dicke
- l_t = gesamte Länge
- l = freie Länge
- w = Breite
- z = Auslenkung
- F = Kraft



Ein Beispiel

Ein Biegesensor verwendet eine Serien-Bimorph-Platte mit den Abmessungen 10 mm x 4 mm x 0,6 mm (freie Länge 7 mm). Seine charakteristischen Eigenschaften berechnen sich aus den Gleichungen in Tabelle 4.1 zu:

$$\text{Auslenkung } \frac{z}{F} = 7 \cdot 10^{-11} \frac{343 \cdot 10^{-9}}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,216 \cdot 10^{-9}} = 28 \cdot 10^{-6} \text{ m/N}$$

$$\text{Resonanzfrequenz } f_s = 400 \cdot \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{49 \cdot 10^{-6}} = 4,9 \text{ kHz}$$

$$\text{Ausgangsladung } \frac{Q}{F} = 4 \cdot 10^{-10} \frac{49 \cdot 10^{-6}}{0,36 \cdot 10^{-6}} = 55 \cdot 10^{-9} \text{ C/N}$$

$$\text{Kapazität } C_a = 2 \cdot 10^{-8} \frac{10 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 1,3 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\text{Ausgangsspannung } \frac{U}{F} = 2 \cdot 10^{-2} \frac{49 \cdot 10^{-6}}{0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^{-9}} = 41 \text{ V/N}$$

Obleich PXE-Biegeelemente eine größere Kapazität als die meisten anderen (etwas kompakteren) PXE-Bauelemente haben, muß auch hier die Impedanz häufig herabgesetzt werden, um eine größere Zeitkonstante zu erzielen. Dazu ist die Parallelschaltung eines Kondensators erforderlich (siehe 3.1.3.5.1., Blatt 2). Die hierdurch bedingte Verminderung der Empfindlichkeit muß bei der Dimensionierung des Biegesensors von vornherein berücksichtigt werden. Zum Beispiel würde die Hinzuschaltung eines Kondensators von 250 nF (ca. 200 x 1,3 nF) die Empfindlichkeit um einen Faktor 200 herabsetzen. Aus (zum Beispiel)

$$R \cdot C = 1 \text{ s}$$

erhält man dann mit $C_E = 250 \cdot 10^{-9} \text{ F}$

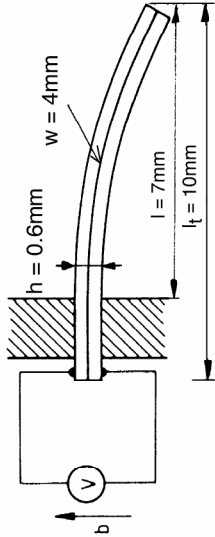
$$R = 4 \text{ M}\Omega,$$

also einen vernünftigen Wert für den Eingangswiderstand einfacher Verstärkerstufen mit längeren Zuführungsleitungen.

B2: Beschleunigungssensoren

Beschleunigungs-Biegesensor mit PXE Serie-Bimorph

- h = Dicke
- l_t = gesamte Länge
- l = freie Länge
- w = Breite
- z = Auslenkung
- b = Beschleunigung



Ein Beispiel

Wird ein Biegesensor mit den Abmessungen 10 mm x 4 mm x 0,6 mm (freie Weglänge 7 mm) einer Beschleunigung b ausgesetzt, so biegt er sich wie oben gezeigt. Die erzeugte Spannung U beträgt:

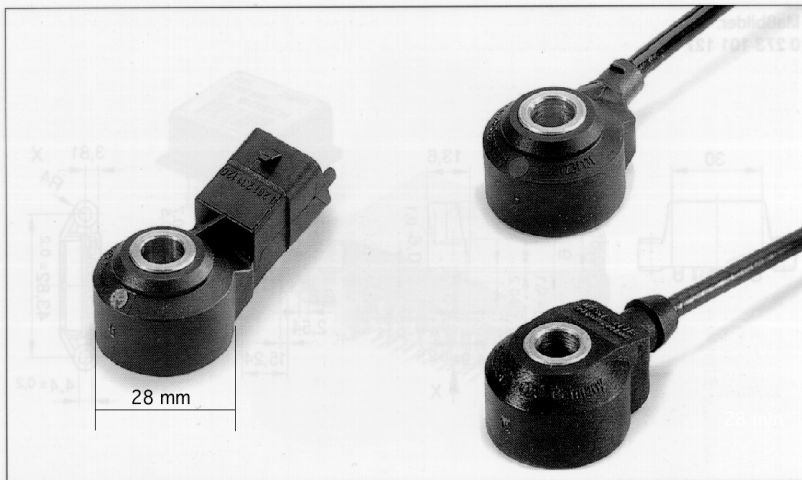
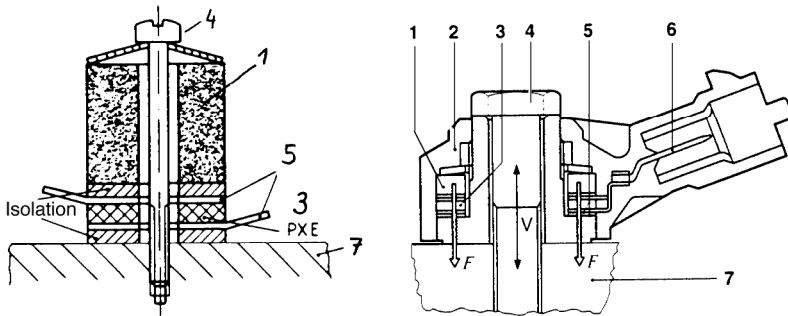
$$U = 50 \cdot \frac{l^3}{l_t} \cdot b$$

Mit den oben angegebenen Zahlenwerten erhält man, bezogen auf die Erdbeschleunigung ($g^* = 9,81 \text{ ms}^{-2}$):

$$U = 50 \cdot \frac{343 \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^{-3}} = 16,8 \text{ mV/g}^*$$

Durch Anbringung einer seismischen Masse kann diese Empfindlichkeit wesentlich gesteigert werden. Es ist aber darauf zu achten, dass diese Zusatzmasse bei Überlastung (Fallenlassen $\approx 1000 \text{ g}$ bei kleinen Sensoren!) eine Bruchgefahr des PXE-Streifens bedeuten kann. Um die Auslenkungen (in allen Richtungen) zu beschränken, sind konstruktiv spezielle Endanschläge vorzusehen.

3.1.3.5.2. Axial-Beschleunigungssensoren



Technische Daten

Frequenzbereich	1...20 kHz
Meßbereich	≈ 0,1...400 g ¹⁾
Empfindlichkeit bei 5 kHz	26 ± 8 mV/g
Linearität von 3...15 kHz	
bei Resonanzen	±15 % vom 5-kHz-Wert (15...39 mV/g)
Hauptresonanzfrequenz	> 20 kHz
Eigenimpedanz	> 1 MΩ
Kapazitätsbereich	800...1600 pF
Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit	≤ 0,06 mV/(g · °C)
Betriebstemperaturbereich:	
Typ 0 261 231 118	-40...+150 °C
Typ 0 261 231 120	-40...+150 °C
Typ 0 261 231 131	-40...+130 °C
Zulässige Schwingungen	dauernd ≤ 80 g
	kurzzeitig ≤ 400 g

Einbau

Befestigungsschraube	Grauguß	M 8 x 25; Güte 8.8
	Aluminium	M 8 x 30; Güte 8.8
Anzugsmoment (geölt möglich)		20 ± 5 N · m
Einbaulage		beliebig

¹⁾ g = 9,81 m · s⁻² (Erdbeschleunigung).
Beständig gegen Salznebel und Industrieklima.

Angebot

Sensor	
2polig, ohne Kabel	0 261 231 120
2polig, mit Kabel, Länge 480 mm, bis 130 °C	0 261 231 131
3polig, mit Kabel, Länge 410 mm, bis 150 °C	0 261 231 118

Klopfsensoren

- 1: Seismische Masse
- 2: Vergussmasse
- 3: Piezokeramik
- 4: Montageschraube
- 5: Elektr. Anschluss
- 7: Maschinenblock

Anwendung

Sicheres Erkennen von Körperschall zum Schutz von Maschinen und Motoren

Aufbau und Funktion

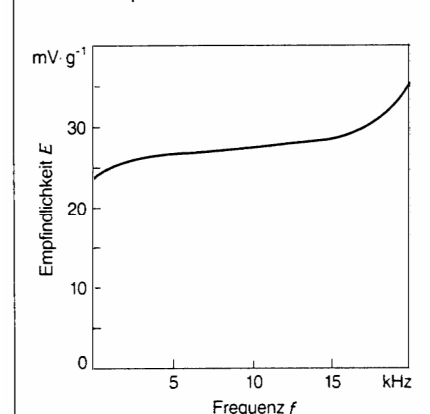
Eine Masse übt aufgrund ihrer Trägheit Druckkräfte im Rhythmus der anregenden Schwingungen auf eine ringförmige Piezokeramik aus. Diese Kräfte bewirken innerhalb der Keramik eine Ladungsverschiebung, und zwischen der Keramikober- und -unterseite entsteht eine elektrische Spannung. Sie wird über Kontaktscheiben abgegriffen – in vielen Fällen gefiltert und integriert – und steht als Meßsignal zur Verfügung. Vibrationssensoren werden fest am jeweiligen Meßobjekt angeschraubt, um die Schwingungen am Meßort direkt in die Sensoren einzuleiten.

Diese Vibrationssensoren eignen sich zur Erfassung von Körperschallschwingungen, wie sie z.B. im Kraftfahrzeug bei nicht regulären Verbrennungen in Motoren und bei Maschinen auftreten können. Aufgrund ihrer Robustheit eignen sich diese Vibrationssensoren für den Einsatz unter den härtesten Betriebsbedingungen.

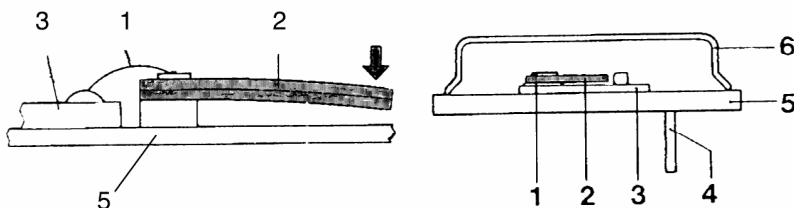
Anwendungsgebiete

- Klopfregelung bei Verbrennungsmotoren
- Werkzeugmaschinenschutz
- Kavitationserkennung
- Drehlagerüberwachung
- Diebstahlschutz

Übertragungsverhalten in Abhängigkeit von der Frequenz.

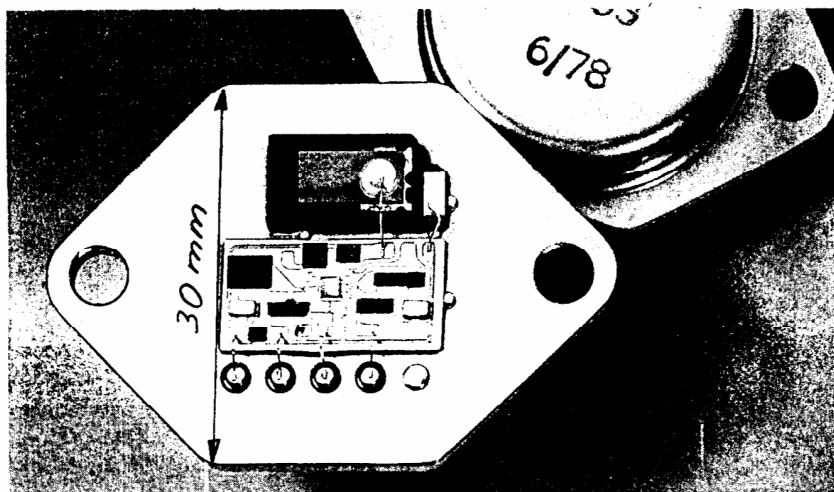


3.1.3.5.3. Biege-Beschleunigungssensoren



Crash-Sensoren

- 1: Elektrode
- 2: Biege-Element
- 3: Hybrid
- 4: Pin
- 5: Grundplatte
- 6: Gehäuse



Anwendung

Sicheres Erkennen eines Zusammenstosses (Crash)

Für Insassenschutzsysteme von Kraftfahrzeugen zur Auslösung des Airbags, der Gurttraffer, des Überrollbügels oder der Gurtverriegelungssysteme.

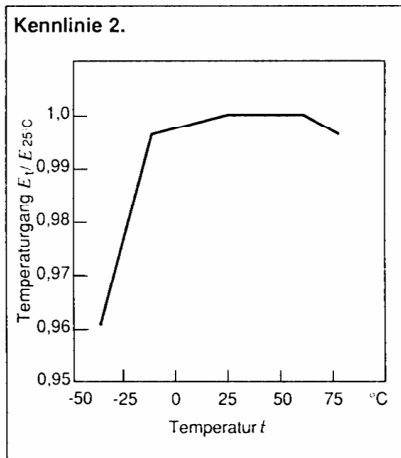
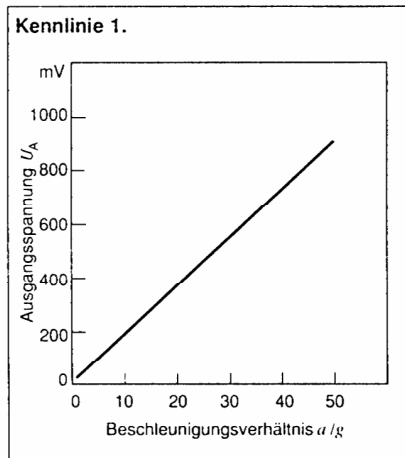
- Stoßsensor für die Überwachung von Stoßbelastungen bei Transporten.
- Sicherheitsabschaltung für Bohrhämmer bei hohen Drehbeschleunigungen.

Da die untere Grenzfrequenz bei 0,6 Hz liegt, kann der Sensor nur für Beschleunigungsänderungen eingesetzt werden.

Aufbau und Funktion

Das Herzstück des Beschleunigungssensors, ein Piezokeramikstreifen, besteht aus polykristallinem Sinterwerkstoff. Dieses Material zeigt nach einer elektrischen Polarisierung den piezoelektrischen Effekt: bei Druckausübung führt die mechanische Belastung zu einer Ladungstrennung bzw. zu einer elektrischen Spannung. Über Elektroden kann diese abgegriffen werden. Das Piezobiegeelement besteht aus einem Klebeverbund von zwei gegensinnig polarisierten Piezostreifen (Bimorphstreifen). Diese sind mit Elektroden versehen und auf eine Mittelelektrode geklebt. Die Anordnung hat den Vorteil, daß sich durch Temperaturänderung hervorgerufene pyroelektrische Signale der beiden Einzelstreifen gegenseitig kompensieren.

Bei auftretenden Beschleunigungen verbiegt sich die Piezokeramik aufgrund ihrer Massenträgheit um bis zu 10^{-7} m. Zur Signalaufbereitung enthält der Sensor eine Hybridschaltung, die aus einem Impedanzwandler, einem Filter und einem Verstärker besteht. Dadurch wird die Empfindlichkeit und der nutzbare Frequenzbereich festgelegt. Hochfrequente Signalanteile werden von dem Filter ausgeblendet. Das Piezoelement selbst bildet die untere Frequenzgrenze von 0,6 Hz. Durch einen zusätzlichen Testeingang können die elektronischen Funktionen des Sensors und die Integrität des Piezostreifens überwacht werden.

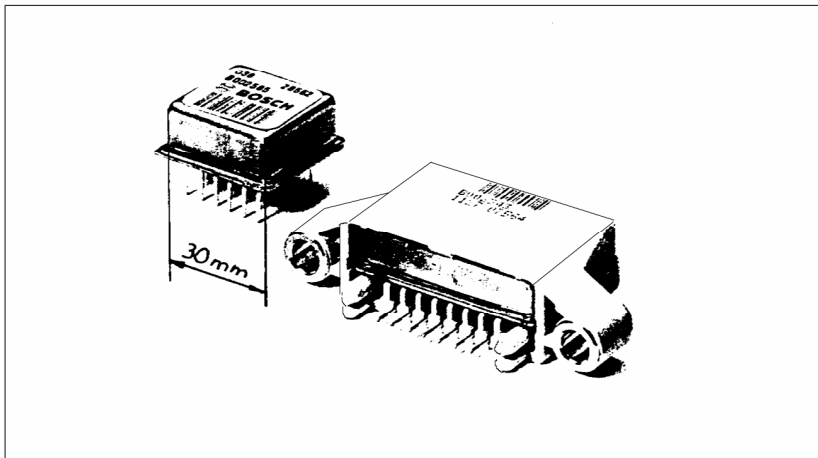


Technische Daten

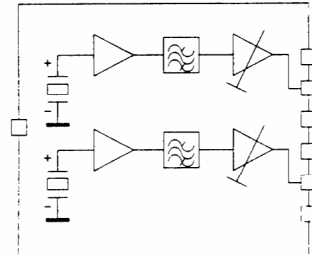
Bestellnummer	0 273 101 009
Meßbereich (linearer Teil)	0 ... 50 g ¹⁾
Beschleunigung max. (1 ms)	± 200 g
Linearität	± 0,1 g
Empfindlichkeit	12 ... 32 mV/g
Versorgungsspannung U _V	4,5 ... 5,5 V
Anstiegsgeschwindigkeit der Versorgungsspannung max.	≤ 1 V·µs ⁻¹
Elektrische Nullmessung bei a = 0 und t = 26 °C ± 8 °C, U _V = 5 V ± 1%	(0,50 ± 0,03) U _V
Frequenzbereich (-3 dB)	0,6 ... 350 Hz
Betriebstemperaturbereich	- 40 ... +85 °C
Winkelabhängigkeit	cos-Funktion

¹⁾ g = 9,81 m·s⁻² (Erdbeschleunigung)

Beschleunigungssensoren Baujahr 1998



Zwei Mess-Kanäle Verbesserter Selbsttest Mikromechanik geplant



Technische Daten / Angebot

Bestellnummer	0 273 101 127			0 273 101 136			0 273 101 131			
	min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Blockschaltbild	X									
Meßbereich	bei $U_V = 5\text{ V}$ g^{-1}									
bei $U_V = 5\text{ V}$	g^{-1}	-35	-	-35	-35	-	+35	-35	-	+35
Frequenzbereich (-3dB)	Hz	0,9	-	250	0,9	-	340	0,9	-	340
Versorgungsspannung U_V	V	4,75	5,00	5,25	4,0	5,0	5,25	4,0	5,0	5,25
Versorgungsstrom I_V	mA	-	-	12	-	-	15	-	-	15
Ruhe spannung	bei Beschleunigung Null									
bei Beschleunigung Null	mV	-45	-	-45	$U_V / 2 \pm 60\text{ mV}$			$U_V / 2 \pm 60\text{ mV}$		
Kalibrierte Empfindlichkeit	bei Zimmertemperatur									
bei Zimmertemperatur	$\text{mV} \cdot g^{-1}$	57,5	60	62,5	57,5	60	62,5	57,5	60	62,5
Kalibrierte Empfindlichkeit	im Betriebstemperaturbereich									
im Betriebstemperaturbereich	%	-	-	4	-	-	-	-	-	-
Betriebstemperaturbereich	$^{\circ}\text{C}$	-45	-	+95	-45	-	+95	-45	-	+95

Elektrischer Ausgang

Strombelastbarkeit	mA	0,9	-	-	-	-	-	-	-
Kapazitive Belastbarkeit	pF	1200	-	-	-	-	-	-	-
Anschlußbelegung									
Pin 1	$U_V = +5\text{ V}$	Ausgang B		$U_V = +5\text{ V}$		Ausgang B		$U_V = +5\text{ V}$	
Pin 2	Ausgang B	Masse		Masse		Masse		Masse	
Pin 3	$U_V = +5\text{ V}$	Ausgang A		Ausgang A		Ausgang A		Ausgang A	
Pin 4	Testeingang	Gehäuse, Masse		Gehäuse, Masse		Gehäuse, Masse		Gehäuse, Masse	
Pin 5	Masse	-		-		-		-	
Pin 6	Ausgang A	-		-		-		-	
Pin 7	Gehäuse, Masse	-		-		-		-	

¹⁾ Erdbeschleunigung $g = 9,81\text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$.

Aufbau und Funktion

Das Herzstück des Beschleunigungssensors, ein Piezokeramikstreifen, besteht aus polykristallinem Sinterwerkstoff. Dieses Material zeigt nach einer elektrischen Polarisation den piezoelektrischen Effekt: Bei Druckausübung führt die mechanische Belastung zu einer Ladungstrennung bzw. elektrischen Spannung, die durch Elektroden abgegriffen werden kann. Das Piezo-Biegeelement besteht aus einem Klebeverbund von zwei gegensinnig polarisierten Piezostreifen, den sog. Bimorphstreifen. Sie sind mit Elektroden versehen und auf eine Mittelelektrode geklebt. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß sich die durch Temperaturänderungen hervorgeru-

fenen pyroelektrischen Signale gegenseitig kompensieren. Bei auftretenden Beschleunigungen verbiegt sich die Piezokeramik aufgrund ihrer Massenträgheit um bis zu 10^{-7} m . Zur Signalaufbereitung enthält der Sensor eine Hybridschaltung, die aus einem Impedanzwandler, einem Filter und einem Verstärker besteht. Dadurch werden Empfindlichkeit und nutzbarer Frequenzbereich festgelegt. Hochfrequente Signalanteile blendet das Filter aus. Durch das Piezoelement selbst ist eine untere Frequenzgrenze von 0,6 Hz festgelegt. Mit Hilfe eines zusätzlichen Testeingangs lassen sich die elektronischen Funktionen des Sensors und die Integrität des Piezostreifens überwachen.

Angebot

Zweikanaliger Sensor

Mit zwei gleichartigen, voneinander unabhängigen piezokeramischen Biegestreifen, die so angeschlossen werden, daß die Ausgangsspannungen der beiden Kanäle gegenphasig sind. Leiterplattenmontierbar.

0 273 101 127

Mit zwei um 90° zueinander versetzten Sensierrichtungen. Leiterplattenmontierbar.

0 273 101 136

Mit einer Sensierrichtung. Bei ihm führt eine Beschleunigung zu einer Phasenverschiebung des Kanals A um 180° , die Phasenverschiebung des Kanals B beträgt dann 0° . Leiterplattenmontierbar.

0 273 101 131

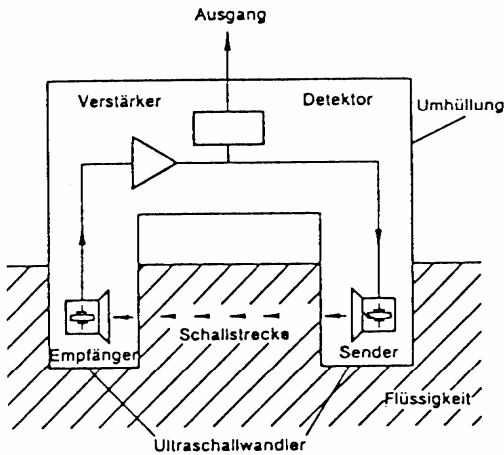
Anwendung

Bei Insassenschutzsystemen von Kraftfahrzeugen zur Auslösung des Airbags, der Gurtstraffer, des Überrollbügels oder der Gurtverriegelungssysteme. Z.B. als Stoßsensor für die Überwachung von Stoßbelastungen bei Transporten. Da die untere Grenzfrequenz bei 0,9 Hz liegt, kann der Sensor nur für Beschleunigungsänderungen eingesetzt werden.

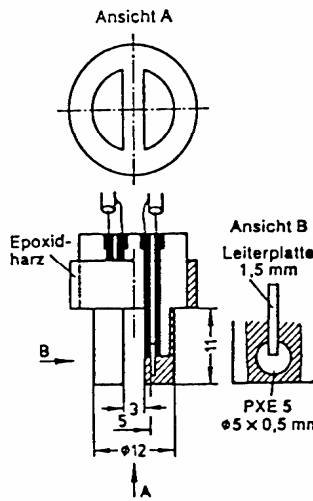
Testsignal

Ein funktionsfähiger Sensor liefert bei einer sehr kurzen Beaufschlagung des Testeingangs mit $+5\text{ V}$ einen positiven Ausgangsimpuls. Bei unterbrochenem Signalpfad fehlt der Impuls, bei abgebrochenem Bimorphstreifen wird er größer. Bei den Ausführungen mit zwei Bimorphstreifen müssen die Impulse an beiden Ausgängen anliegen.

3.1.3.5.4. Grenzwertsensoren für Flüssigkeiten



1: Messprinzip



2: PXE Aktor/Sensor

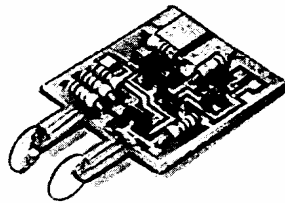
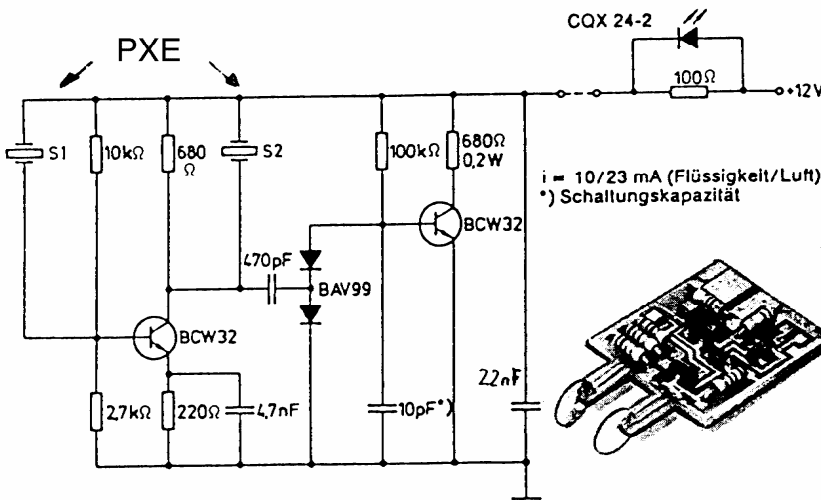
Ultraschall-Grenzwert-Sensor für Flüssigkeit

1: Messprinzip

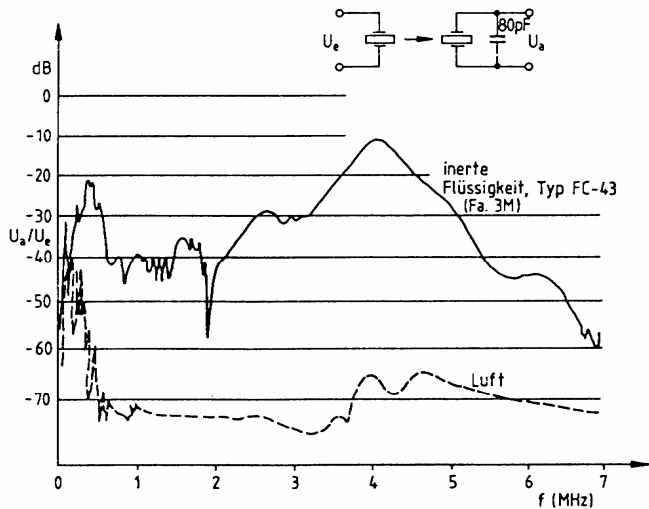
Befindet sich zwischen den Wandlern eine Flüssigkeit, so besteht eine gute akustische Kopplung. Bei Luft zwischen den Wandlern ist diese Kopplung geringer. Diese Kopplungsunterschiede werden erfasst und steuern Alarmgeber oder Ventil-Regelkreise.

3: Schaltung des Grenzwertsensors

S1 = Sensor, S2 = Aktor
Das wichtigste Element ist der bei Flüssigkeitskopplung anschwingende Oszillator mit einer Verstärkung von 40 dB bei 4 MHz. Bei Flüssigkeitskopplung sperrt das gleichgerichtete Oszillatorsignal den Schalttransistor und löscht die Alarm-Leuchtdiode.



3: Oszillator/Diskriminator, SMD-Print



4: Übertragungsverhalten Ultraschall

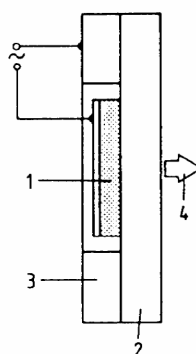
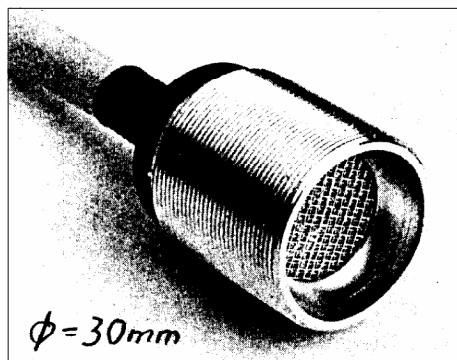
4: Übertragungsverhalten in Luft und in Flüssigkeit

Bei 4 MHz beträgt die Dämpfung in Flüssigkeit ca. 10 dB, in Luft ca. 65 dB. Unterhalb 1 MHz sind die Verhältnisse weniger günstig.

Anwendung

Grenzwertsensoren für unterschiedliche Flüssigkeiten werden vor allem im Kraftfahrzeug eingesetzt, z.B. zur Füllstandskontrolle von Bremsflüssigkeit, Kühl- und Waschwasser, Motor- und Automatiköl.

3.1.3.5.5. Ultraschall-Abstandssensoren



Prinzipaufbau

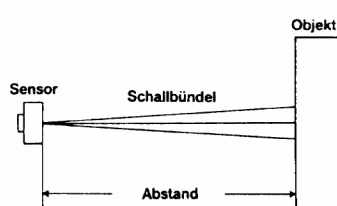
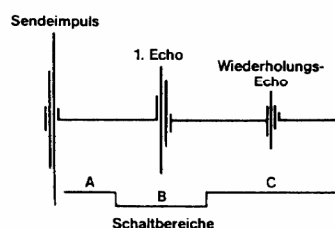
- 1: Piezokeramik
- 2: akustische Anpassschicht
- 3: Metallring
- 4: Haupttrichtung Schall

Abstandssensor

- Messbereich 0.1-2 m
- Messkeule +/- 30°
- Messrate 30 Hz
- Ultraschallfreq. 40 kHz

D. h. bei 10 Grad Temperaturerhöhung ändert sich die Schallgeschwindigkeit um 2% und damit bei gleichem Abstand die Laufzeit der Ultraschallimpulse. Um dem verfälschenden Einfluß von Temperaturschwankungen auf die Abstands-Meßergebnisse zu entgehen, sind in die Geräte der Serie *OP-US* Referenzreflektoren integriert. Deren Ergebnisse werden zu einer automatisch erfolgenden Selbstkalibrierung des Gerätes herangezogen. So konnte erreicht werden,

- daß Temperatureinflüsse sich nicht störend auf die Ergebnisse der Abstandsmessung auswirken können,
- das Gerät eine Selbstkalibrierung vornimmt und
- keine Zusatzgeräte wie beispielsweise externe Temperaturfühler erforderlich sind.



Meßprinzip

Ultraschallabstandsmessungen basieren auf der Laufzeitmessung von Ultraschallimpulsen. Der Sender strahlt Ultraschallwellen aus. Diese breiten sich als Longitudinalwellen aus, treffen auf ein Objekt und werden von diesem reflektiert. Aus der Zeit, die zwischen Aussenden und Empfang der Ultraschallwellen vergangen ist, läßt sich nach

$$d = c \cdot \Delta t / 2 \quad (1)$$

mit d = Abstand

c = Schallgeschwindigkeit in Luft

Δt = Zeitintervall zwischen Aussenden und Empfang des Signals

der gesuchte Abstand Sensor-Objekt ermitteln.

Der intelligente Abstandssensor

Ultraschallmessungen können durch verschiedene Effekte beeinflußt werden. Temperaturschwankungen oder Störgeräusche während der Messung lassen sich beim Einsatz in Bandstraßen oder generell bei der Automatisierung in der Industrie kaum verhindern. Zusätzlich müssen die Schallwellen senkrecht auf das Objekt treffen. Nur so kann ein genaues Meßergebnis erzielt werden. Dies erforderte bislang eine sehr genaue Positionierung des Objekts vor der Messung und Meßgeräte mit zum Beispiel zusätzlichem Temperaturfühler bzw. aufwendige Mes-

sungen. Die Entwicklung eines intelligenten Gerätes, das eine Veränderung der Umgebungsparameter während der Messung erkennt und sich sofort automatisch und selbständig den neuen Gegebenheiten anpaßt, war zwingend notwendig. Mit dem intelligenten Abstandssensor *OP-US1* können nun die Vorteile der Ultraschallmethode auch im Schieblehrenbereich bei einfacher Meßvorschrift und hoher Genauigkeit (bei ca. 100 mm:0,1 mm, bei geringerer Entfernung Sensor/Objekt sogar noch genauer) komplett genutzt werden

Welche Neuerungen dies im einzelnen ermöglichen, wird im folgenden beschrieben:

Temperatur-Einfluß

Die Abstandsmessung beruht auf der Messung der für die Strecke Sensor/Objekt und wieder zurück benötigten Laufzeit der ausgesandten Ultraschallimpulse. Dabei wird eine konstante Schallgeschwindigkeit vorausgesetzt. Diese steht jedoch mit der Temperatur in folgendem Zusammenhang:

$$c_s = c_{s0} \cdot \sqrt{T/T_0} = c_{s0} \cdot \sqrt{(\Delta T + T_0)/T_0} \quad (2)$$

mit c_{s0} = 331,8 m/s

Schallgeschwindigkeit

T_0 = 273 K

T = Temperatur

c_s = Schallgeschwindigkeit in Luft

ΔT = Temperaturdifferenz

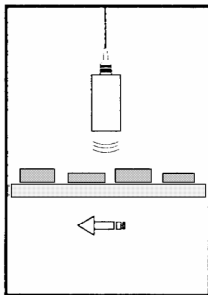
Störgeräusche während der Messung

Würde die Ultraschall-Abstandsmessung alleine auf die Laufzeitmessung der Ultraschallimpulse zurückgreifen, würden während der Messung auftretende Störgeräusche von außen zu verfälschten Meßergebnissen führen. Um dem zu entgehen und dadurch eine hohe Genauigkeit zu erreichen, wird bei den Geräten der Serie *OP-US* folgender Effekt ausgenutzt: Störgeräusche verändern die Echo-Form. Im Gerät wird daher ständig eine Mustererkennung des Echosignals durchgeführt und so eine hohe Genauigkeit erreicht.

Geneigte Oberfläche des Objektes

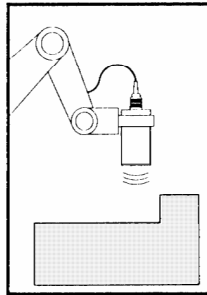
Genauere Abstandswerte können nur dann geliefert werden, wenn die Ultraschallwellen senkrecht auf die Objekt-Oberfläche treffen. Eine geneigte Oberfläche des Objekts hat eine Amplitudenreduktion und ein verändertes Muster des reflektierten Echos zur Folge. Durch gleichzeitige Amplitudenmessung, Registrierung und Analyse des Echosignals zusätzlich zur reinen Zeitmessung kann dieser Effekt unterdrückt werden.

3.1.3.5.6. Anwendungen von Ultraschall-Abstandssensoren



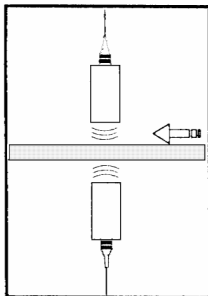
Abstandsmessung
Stapelkontrolle, Durchhangreglung, Kantensteuerung, Mustererkennung, Schwingungsmessungen, Leimdickenmessung an Büchern, Kleberdickenmessung

Alle Industriebereiche



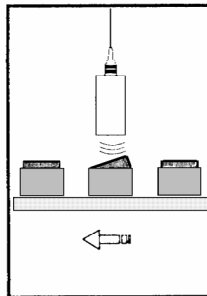
Positionierung und Geometriemessung
Mustererkennung mit Industrierobotern, Positionierung von Bauteilen bei der Automobilfertigung, Lagererkennung

Automobil-, Verpackungs- und Zulieferindustrie



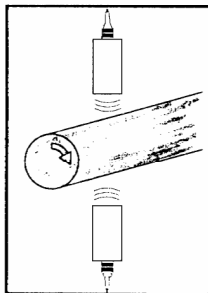
Dickenmessung
Statisch oder traversierend an Bändern, Platten, Steinen, Folien etc.

Stahl-, Gummi-, Holz-, Kunststoff- und Glasindustrie



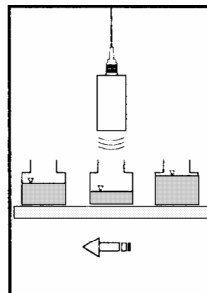
Teileerkennung und Sortierung
Erkennung und Sortierung von Gut-/Schlecht-Teilen, Lagererkennung, Teilezählung

Verpackungsindustrie



Durchmesser- und Ovalitätsmessung
Rohr- und Wellendurchmesserbestimmung, Ovalitätsbestimmung von Lagerringen, Rundheitsmessung bei der Reifenherstellung

Stahl- und Gummiindustrie, Zulieferindustrie



Füllstandsmessung
Füllhöhenmessung von Flüssigkeiten, Schäumen, Pasten und Schüttgut, Niveauregulierung, Steuerung von Abfüllautomaten

Alle Industriebereiche

Technische Daten

Aufbau:
19"-Einschubtechnik, modularer Aufbau, anwenderspezifischer Ausbau

Anzeige:
4-stellige LED-7-Segment-Anzeige

Meßbereich:
Bis 99,99 mm bei 0,01 mm Auflösung
bis 999,9 mm bei 0,1 mm Auflösung
bis 9999 mm bei 1,0 mm Auflösung

Reichweite:
Der jeweils angeschlossene Sensortyp und die eingestellte Impulsfolgefrequenz bestimmen den minimalen und den maximalen Meßabstand

Auflösung:
0,01 mm / 0,1 mm / 1 mm (intern umschaltbar)

Impulsfolgefrequenz:
50 - 800 Hz in 5 Stufen bzw. externe Vorgabe der Pulsfolge über BCD-Schnittstelle

Temperaturkompensation mit Temperaturfühler:
0 bis +40° C

mit Referenzmeßstrecke:
0 bis +70° C

Zulässige Umgebungstemperatur:
0 bis +70° C

Abmessungen:
63 TE-Tischgehäuse (BxHxT) 360x145x315
84 TE-Tischgehäuse (BxHxT) 515x150x300
19"-Einschubrahmen (BxHxT) 483x132x270

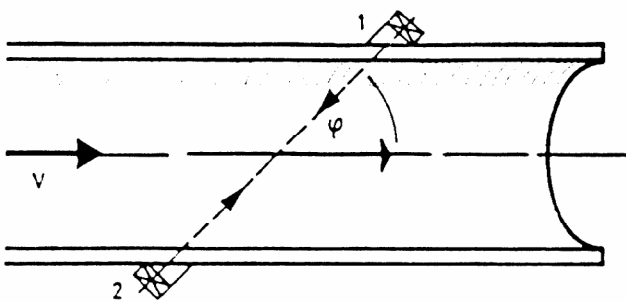
Gewicht: ca. 6 kp

Netzanschluß: 220 V / 110 V, 50 Hz

Datenausgabe:
BCD (4 Dekaden), 25-pol. Sub.-D Buchse

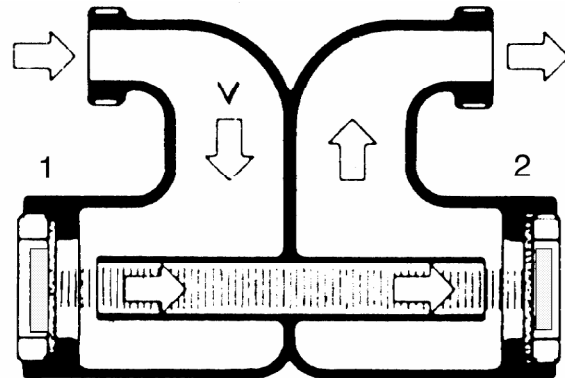
Ausgänge:
Triggerausgang für Oszilloskop
HF-Ausgang für Oszilloskop

3.1.3.5.7. Ultraschall-Durchflusssensoren



Prinzip Sensor

v = mittlere Geschwindigkeit Messstoff



Messstrecke für kleine Röhren

1, 2 = Sender/Empfänger

Zwei Ultraschall-Sende- und Empfangseinheiten (1) und (2) werden so auf einer Rohrleitung angebracht, daß ihre Verbindungslinie mit der Länge L mit dem Geschwindigkeitsvektor der Rohrströmung den Winkel φ bildet.

Die mittlere Strömungsgeschwindigkeit der Rohrströmung sei v ; dann gilt für die Laufzeit eines Ultraschallsignals in Strömungsrichtung von (2) nach (1):

$$t_{2,1} = \frac{L}{c_0 + v \cos \varphi} \quad (1)$$

Entgegen der Strömungsrichtung benötigt ein Schallimpuls eine längere Laufzeit:

$$t_{1,2} = \frac{L}{c_0 - v \cos \varphi} \quad (2)$$

wobei c_0 = Schallgeschwindigkeit im Meßstoff
und L = Länge des Meßstrahls ist.

Man erhält durch Differenzbildung:

$$\Delta t = t_{1,2} - t_{2,1} = \frac{2L v \cos \varphi}{c_0^2 - v^2 \cos^2 \varphi}$$

Da für Flüssigkeiten $v^2 \ll c_0^2$ ist, gilt

$$v = \frac{c_0^2}{2L \cos \varphi} \cdot \Delta t$$

Die mittlere Geschwindigkeit gemessen über den Meßpfad zwischen Sender und Empfänger ist also proportional einer Zeitdifferenz Δt . Dieses Verfahren wird deshalb als Laufzeit-Differenzverfahren, oder kürzer Zeitdifferenzverfahren, bezeichnet.

3.1.3.5.8. Drahtlose Flowmessung

Fig. 1

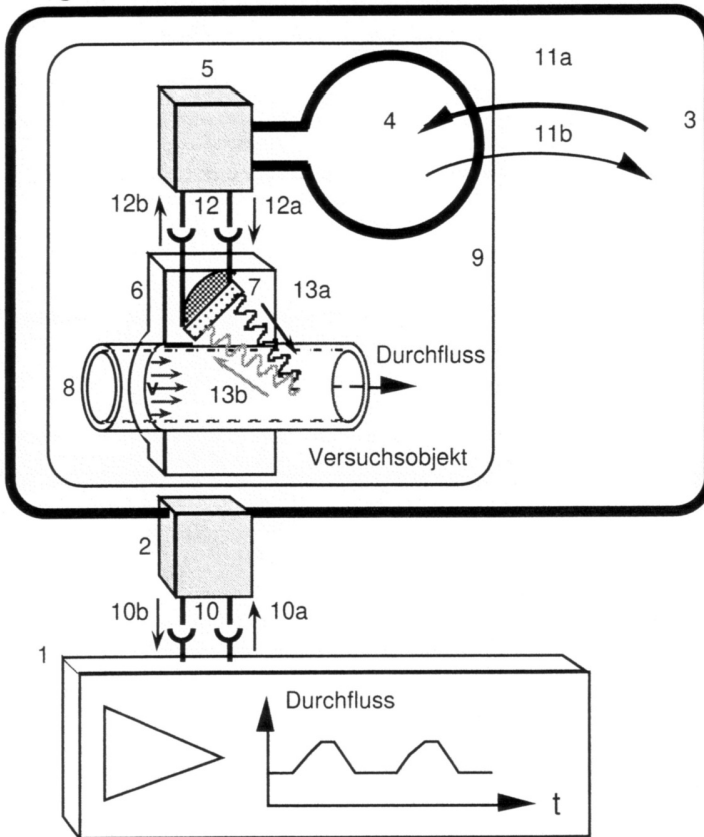


Fig. 2

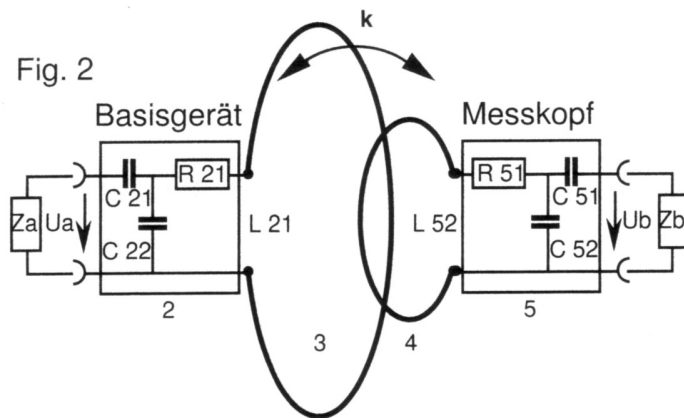
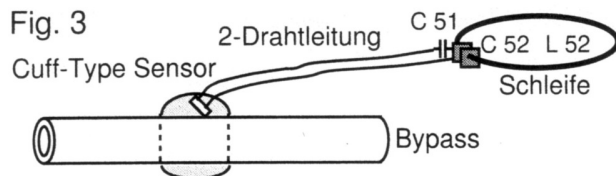


Fig. 3



Funktionsweise

Das Basisgerät 1 nach Fig. 1 ist im drahtgebundenen Betrieb über eine Leitung 10 zu 12 direkt mit dem Messkopf 6 verbunden. Das Basisgerät 1 liefert ein elektrisches Burst-Signal 10a mit einer Grundfrequenz von ca. 20 MHz und einer Burst-Repetitionsfrequenz von ca. 125 kHz. Der piezoelektrische Wandler 7 im Messkopf 6 wandelt als Aktor das Burst-Signal 12a in ein entsprechendes Ultraschall-Signal 13a um, das unter einem Winkel von ca. 45 Grad auf ein strömendes Medium 8 gerichtet wird. Die Streupartikel im strömenden Medium 8 erzeugen ein schwaches Ultraschall-Echosignal 13b, dessen Mittenfrequenz linear von der mittleren Strömungsgeschwindigkeit v und damit vom Durchfluss abhängt. Der piezoelektrische Wandler 7 im Messkopf 6 wandelt als Sensor das Ultraschall-Echosignal 13b in ein elektrisches Echosignal 12b um, das im Basisgerät 1 ausgewertet wird.

Verbindungskabel zwischen Basisgerät und Messkopf sind bei implantierbaren Ultraschall-Durchflussmessgeräten oder bei beweglichen Versuchsobjekten unerwünscht.

Die vorliegende Erfindung besteht darin, dass das Verbindungskabel zwischen Basisgerät und Messkopf durch zwei magnetisch gekoppelte Schleifensysteme galvanisch getrennt wird. Die Schleifensysteme bestehen je aus einem Netzwerk 2, 5 und je einer Schleife 3, 4 und sind auf Resonanz, aber auf geringe Güte abgestimmt. Mit konstruktiven Mitteln wird erreicht, dass selbst bei grösseren Schleifenabständen, bei unterschiedlich grossen Schleifen und bei dielektrischen Trennmedien, wie z.B. biologischem Gewebe, die Signalübertragungsdämpfungen in beide Richtungen über einen grossen Signalfrequenzbereich gering bleiben, sodass eine drahtlose Ultraschall-Durchflussmessung mit minimalem Aufwand möglich wird.

Die in Fig. 2 vorgeschlagene Lösung besteht aus passiven Netzwerken 2,5 und einfachen Schleifen 3, 4. Dabei dienen die Kapazitäten C21 (C51) primär für die Impedanzanpassung, die Kapazitäten C22 (C52) primär zur Resonanzeinstellung und die Widerstände R21 (R51) zur Reduktion der Güten. Weiter weisen die Schleifen die Induktivitäten L21 (L52) auf. Dies ermöglicht eine Berechnung und Optimierung mit Simulationsprogrammen.

Anwendung

Fig. 3 zeigt eine praktische Anwendung für einen künstlichen Bypass. Die Wellenimpedanz der 2-Drahtleitung entspricht der Impedanz des Flow-sensors und wird mit C51 an die Induktionsschleife angepasst. Mit einer ähnlichen Anordnung hat 1995 Dr. R. Rösslein (Kinderspital Basel) den Blutfluss in einer \varnothing 0.6 mm Arterie gemessen.

3.1.3.5.9. Piezoelektrische Drehratesensoren

Piezoelektrischer Stimmgabel-Drehratesensor

Anwendung

Der Rechner von Fahrzeug-Navigationssystemen benötigt Informationen über die Fahrzeugbewegungen, damit er den gefahrenen Weg mithilfe einer auf CD-ROM gespeicherten digitalen Straßenkarte nachvollziehen kann (Kopelnavigation).

Der in die Navigationskomponente integrierte Drehratesensor erfasst bei Kurvenfahrten (z. B. in Kreuzungsbereichen) die Fahrzeugdrehungen um die Hochachse. Er erzeugt dabei ein Spannungssignal, aus dem der Navigationsrechner unter Berücksichtigung des Tacho- oder Radsensorsignals den Kurvenradius errechnet und daraus die Fahrtrichtungsänderung ableitet.

Aufbau

Der Drehwinkelsensor (auch Gyrometer genannt) besteht aus einem stimmgabelförmigen Stahlkörper mit vier Piezoelementen (zwei unten- und zwei obenliegend, Bild 1) und einer Sensorelektronik.

Dieser Sensor misst sehr genau und ist unempfindlich gegenüber magnetischen Störungen.

Arbeitsweise

Bei anliegender Spannung beginnen die unteren Piezoelemente zu vibrieren und regen die oberen Bereiche der Stimmgabel mit den oberen Piezoelementen zu gegenphasigen Schwingungen an.

Geradausfahrt

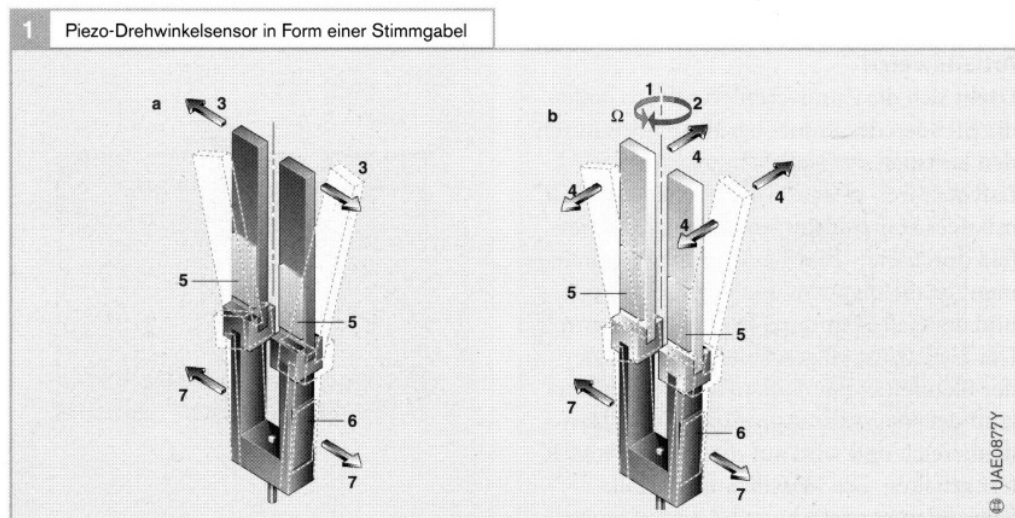
Bei Geradausfahrt wirkt keine Coriolisbeschleunigung auf die Stimmgabel. Da die oberen Piezoelemente immer gegenphasig schwingen und nur senkrecht zur Schwingrichtung sensitiv sind (Bild 1a), erzeugen sie keine Spannung.

Kurvenfahrt

Während einer Kurvenfahrt wird die bei einer Drehbewegung in Verbindung mit der Schwingbewegung (aber senkrecht dazu) auftretende Coriolis-Beschleunigung zur Messung ausgenutzt. So verursacht die Drehbewegung nun eine Auslenkung der oberen Stimmgabelbereiche aus der Schwingebene heraus (Bild 1b). Dadurch entsteht in den oberen Piezoelementen eine elektrische Wechsellspannung, die über eine Elektronik im Sensorgehäuse zum Navigationsrechner gelangt. Die Amplitude des Spannungssignals hängt sowohl von der Dreh- als auch der Schwinggeschwindigkeit ab, ihr Vorzeichen vom Drehsinn der Kurvenfahrt.

Bild 1

- a Auslenkung bei Geradausfahrt
- b Auslenkung bei Kurvenfahrt
- 1 resultierende Stimmgabel-Schwingungsrichtung bei Kurvenfahrt
- 2 Drehrichtung des Fahrzeugs
- 3 resultierende Stimmgabel-Schwingungsrichtung bei Geradausfahrt
- 4 Coriolis-Kraft
- 5 obere Piezoelemente (Sensierung)
- 6 untere Piezoelemente (Antrieb)
- 7 anregende Schwingungsrichtung
- Ω Drehrate



UAE0877Y

Piezelektrische Drehrate- sensoren (schwingende „Becher“)

Anwendung

Piezelektrische Drehraten- bzw. Giergeschwindigkeitssensoren (auch Gyrometer genannt) erfassen in Fahrzeugen mit Fahrdynamikregelung die Drehbewegungen eines Fahrzeugs um seine Hochachse z. B. bei Kurvenfahrten, aber auch beim Ausbrechen oder Schleudern.

Aufbau und Arbeitsweise

Piezelektrische Drehratesensoren sind feinmechanische Sensoren. Ein schwingungsfähiger metallischer Hohlzylinder wird durch zwei diametral aufgebrachte Piezokeramiken 1-1' zu einer radialen Resonanzschwingung angeregt und mit einem weiteren Piezopaar 2-2' auf eine konstante Schwingamplitude geregelt, die vier axial ausgerichtete Schwingungsknoten (45° zur Anregungsrichtung versetzt) aufweist (Bilder 1 ... 3).

Bei Rotation mit der Drehrate Ω um die Zylinderachse verschieben sich die Knoten durch Einwirkung der Coriolis-Beschleunigung geringfügig am Umfang, sodass in den sonst kraftfreien Knoten drehzahlproportio-

nale Kräfte auftreten, die mit einem dritten Piezopaar 3-3' detektiert werden. Sie werden jedoch mit einem vierten, anregenden Paar 4-4' in einer geschlossenen Schleife auf einen Referenzwert $U_{ref} = 0$ zurückgeregelt. Die hierfür erforderliche Stellgröße dient nach sorgfältiger Filterung durch phasensynchrone Gleichrichtung als hochgenaues Ausgangssignal. Durch gezielte, vorübergehende Änderung des Sollwerts auf $U_{ref} = 0$ lässt sich leicht das gesamte Sensorsystem überprüfen („built-in“-Test). Der Temperatureingang dieses Sensors erfordert eine komplexe Kompensationsschaltung, die materialbedingte Alterung der Piezokeramik-elemente eine sorgfältige Voralterung.

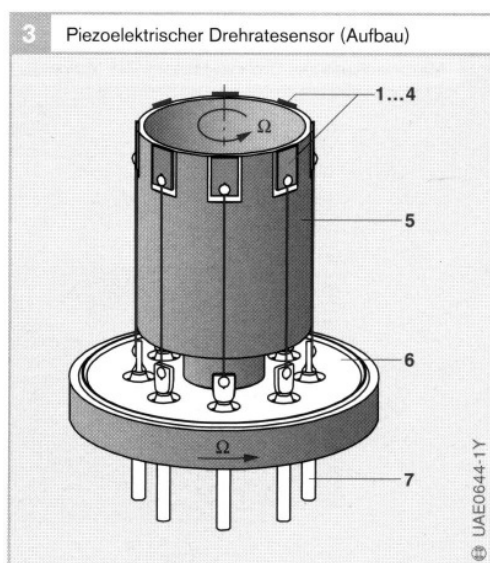
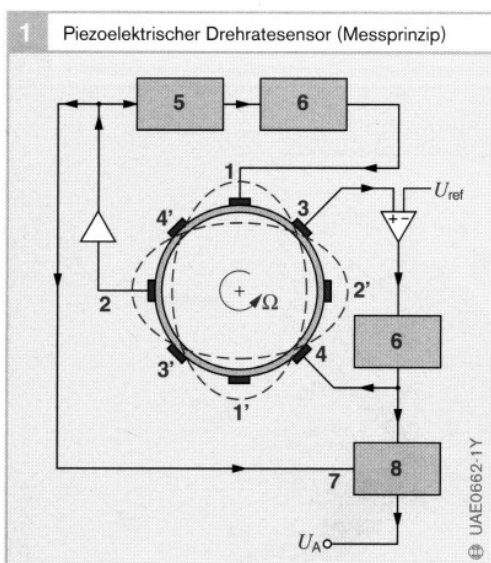


Bild 1

- 1...4 Piezoelemente
- 5 Schaltkreis
- 6 Bandpassfilter (phasenstarr)
- 7 Phasenreferenz
- 8 Gleichrichter (phasenselektiv)
- U_A Ausgangsspannung
- Ω Drehrate
- $U_{ref} = 0$ (Normalbetrieb)
- $U_{ref} \neq 0$ („Built in“-Test)

Bild 3

- 1...4 Piezoelementpaare
- 5 Schwingzylinder
- 6 Grundplatte
- 7 Anschlussstifte
- Ω Drehrate

3.1.3.6. Generatoren mit Piezokeramik

a) Hochspannungserzeugung (elektrisch offene Systeme)

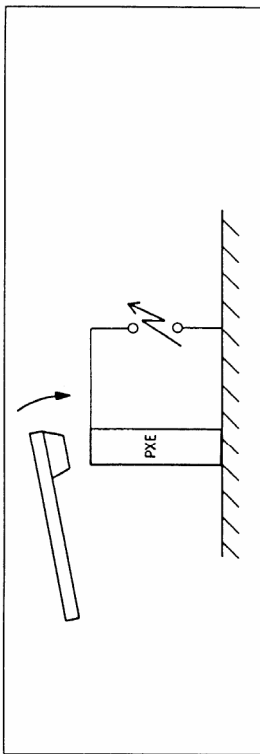


Bild 3.1. Zum Prinzip der Erzeugung hoher Spannungen durch Kräfteinwirkung auf einen PXE-Zylinder

Wird ein piezoelektrischer Wandler einer mechanischen Spannung T_3 ausgesetzt, die in axialer, mit der remanenten Polarisation zusammenfallender Richtung (Richtung 3) wirksam ist, so entsteht an den normal zur Achse angebrachten Elektroden eine Ladungsverschiebung und daher eine Spannung U , die dem Elektrodenabstand h proportional ist,

$$U_3 = -g_{33} h T_3 \tag{3.1}$$

Bei einem Druck (negatives Vorzeichen!) ist die vom PXE-Wandler erzeugte Spannung somit positiv. Aus Gl. (3.1) ergibt sich schon die Größenordnung der zu erwartenden Spannung: Ein Würfel aus PXE 5 ($g_{33} = 22 \cdot 10^{-3} \text{ Vm/N}$) mit den Abmessungen $10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$, auf den eine Kraft von 5 kN einwirkt, liefert bereits eine Spannung von ca. 11 kV !

Die gesamte, von einer mechanischen Quelle abgegebene, in das piezoelektrische Bauelement eingespeiste Energie W_D läßt sich (ohne Berücksichtigung von Verlusten) in folgende Teilenergien aufgliedern, wenn das System elektrisch völlig offen ist, d. h. keine Ladung abfließt,

$$W_D = W_m + W_e \tag{3.2}$$

Hierin bedeutet W_m die mechanische Energie, die zur elastischen Deformation des Zylinders verwendet wird, W_e die elektrische Feldenergie des Zylinders.

Die in Gl. (3.1) angegebene Energie kann man in einfacher Weise durch die Elastizitätskonstante s^D und die mechanische Spannung T ausdrücken,

$$W_D = \frac{V}{2} s_{33}^D T_3^2 \tag{3.3}$$

wo V das Volumen des PXE-Wandlers ist. Die Aufteilung in W_m und W_e erfolgt mittels des Kopplungsfaktors k_{33} ,

$$W_m = \frac{V}{2} (1 - k_{33}^2) s_{33}^D T_3^2 \tag{3.4}$$

$$W_e = \frac{V}{2} k_{33}^2 s_{33}^D T_3^2 \tag{3.5}$$

Aus diesen Gleichungen erkennt man, daß bei gegebenen Materialeigenschaften nur V und T die relevanten Parameter sind. Wenn bei einer bestimmten Anwendung z. B. die zur Verfügung stehende Kraft beschränkt ist, so lassen sich T_3 und damit die erzeugte elektrische Energie trotzdem erhöhen, wenn (bei gleichen Volumina) die gedrückten Flächen klein gewählt werden. Dies ist z. B. der Fall, wenn ein kurzer, dicker durch einen langen, dünnen Zylinder gleichen Volumens ersetzt wird.

Mit den Gl. (A 9), (A 10), (A 14), (A 15) und (3.1) läßt sich W_e umformen zu

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon_{33}^S (1 - k_{33}^2) \frac{A}{h} U_3^2 = \frac{1}{2} \epsilon_{33}^S \frac{A}{h} U_3^2 = \frac{1}{2} (1 - k_{33}^2) C_0 U_3^2 \tag{3.6}$$

Hierin bedeutet ϵ_{33}^S die (relative) Dielektrizitätskonstante bei konstanter Dehnung ($S = 0$), ϵ_{33} die Dielektrizitätskonstante bei konstanter mechanischer Spannung ($T = 0$), h den Elektrodenabstand, A den Querschnitt des PXE-Bauelements und C_0 seine Kapazität bei tiefen Frequenzen.

Im Fall der Druckbelastung des PXE-Wandlers erfolgt bei einem völlig offenen System (d. h. ohne jegliche Ladungsverluste) keine Depolarisierung, weil die Richtung der erzeugten Spannung dieselbe wie bei der Polarisation ist. Die Spannung steigt weitgehend linear mit dem Druck, und zwar auch bei sehr hohen Belastungen.

Drücke der genannten Größenordnung lassen sich leicht mit einfachen Pressen erzielen. Kräfte von einigen zehn Newton erreicht man mit der bloßen Hand, und nicht mehr als 25 N sind erforderlich, um an dem erwähnten Zylinder eine Spannung von 100 V zu erzeugen. Die hierbei auftretende elektrische Energie ist jedoch so gering, daß eine Gefährdung der Versuchsperson ausgeschlossen ist.

Anwendungsbeispiele für die Umwandlung von mechanischer in elektrische Energie sind: Zündung in Gasfeuerzeugen und verschiedenen Gasgeräten im Haushalt, Dehnungsmessung, Schallplattenabtafung, Beschleunigungsmessung, Schallempfang (Mikrofone und Hydrofone) usw.

b) Kurzzeit-Stromversorgung (elektrisch geschlossene Systeme)

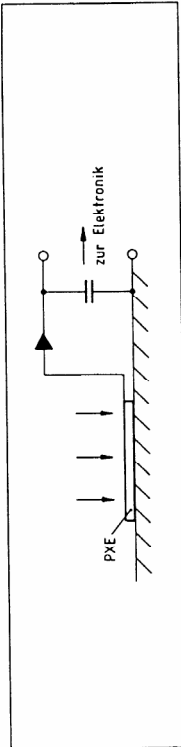


Bild 3.2. Zum Prinzip der Spannungs- oder Ladungserzeugung durch Kräfteinwirkung auf eine PXE-Scheibe (beispielsweise zum Betrieb einer elektronischen Schaltung)

Wird ein PXE-Wandler einer statischen Belastung ausgesetzt, während die Elektroden kurzgeschlossen sind, so treten sowohl lineare als auch nichtlineare Mechanismen bei der Ladungserzeugung auf. Bei sehr hohen Belastungen machen sich außerdem Depolarisierungseffekte bemerkbar.

Die durch den linearen piezoelektrischen Effekt (infolge Deformation der Weisssschen Bereiche) hervorgerufene Ladungsdichte beträgt

$$\frac{Q_3}{A} = D_3 = d_{33} T. \quad (3.7)$$

Hierin bedeutet

- Q_3/A die Ladungsdichten an den Endflächen,
- D_3 die dielektrische Ladungsverschiebung an den Endflächen,
- d_{33} die piezoelektrische Ladungskonstante.

Die berechneten und gemessenen Ladungsverschiebungen stimmen nur bei sehr niedrigen Spannungen überein. Die Ursache hierfür ist der nichtlineare piezoelektrische Effekt, der sowohl in einer reversiblen als auch in einer irreversiblen Wanderung der Weisssschen Bereiche bestehen kann. Derartige Verschiebungen ergeben einen zusätzlichen Beitrag zur Ladungsverschiebung, wodurch diese mit zunehmender mechanischer Belastung stärker ansteigt, als es nach dem linearen Effekt zu erwarten wäre. Die hierbei auftretende Depolarisierung bleibt reversibel, solange sich die bei zunehmender und abnehmender Last gemessenen Werte auf derselben Kurve befinden. Ergeben sich jedoch für zu- und abnehmende Belastungen verschiedene Kurven, so hat sich eine irreversible Depolarisierung eingestellt.

Die maximale statische mechanische Spannung im elektrisch kurzgeschlossenen Kreis, bei der die Abnahme von k_{33} noch kleiner als 5% bleibt, beträgt z. B. bei PXE 41 $85 \cdot 10^6$ Pa. Messungen an PXE 5-Scheiben haben gezeigt (Bild 3.3), daß die maximal erzielbare Ladungsdichte ca. $0,25 \text{ C/m}^2$ beträgt, wobei das Material dann fast vollständig irreversibel depolarisiert wird. Bei sehr flachen und daher in radialer Richtung wenig ausdehnungsfähigen PXE 5-Scheiben oder -Plättchen sind hierzu ca. 10^9 Pa erforderlich; bei etwas längeren (auch kubischen) Elementen, die sich in radialer Richtung stärker ausdehnen können, reichen ca. 10^8 Pa. Dies gilt unabhängig davon, ob die PXE-Plättchen quasistatisch in einer Presse oder dynamisch (vgl. Ab-

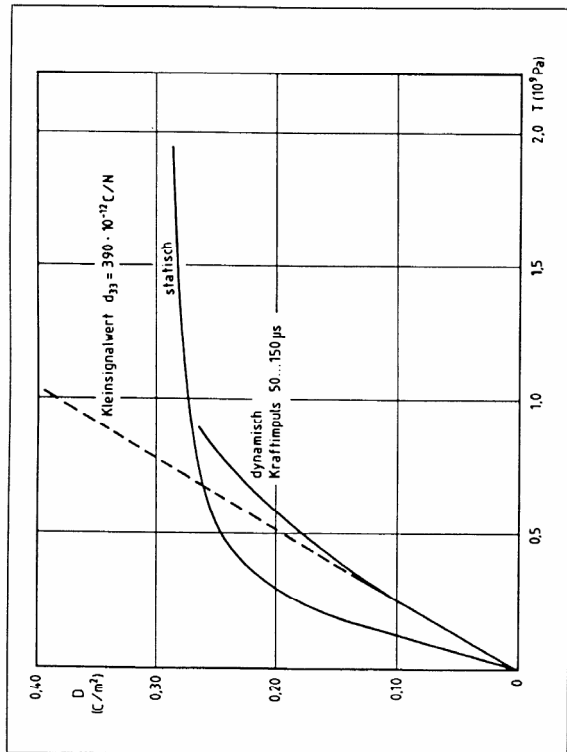


Bild 3.3. Ladungsdichte von PXE 5 im Kurzschlußfall. Die für diese Messungen verwendeten PXE-Scheiben (Dicke 5 bis 16 mm) waren zwischen zwei Stahlplatten angeordnet.

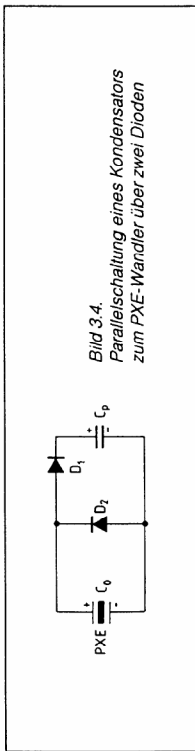
schnitt 3.2) in einer Kugellagervorrichtung belastet wurden. Dagegen sind die Unterschiede zwischen quasistatischer und dynamischer Belastung bei kleinen Drücken erheblich, da die Depolarisierung des Materials auch von der Belastungsdauer abhängt.

Bei der Festlegung der mechanischen Belastung eines PXE-Wandlers muß man daher diese Gesichtspunkte von vornherein berücksichtigen, und zwar je nachdem, ob der Wandler

- mehrfach funktionieren soll oder
- nur ein einziges Mal zu funktionieren braucht, dann aber die maximal mögliche Energie oder Ladung abgeben soll.

Letzteres kann man also durch einmalige Belastung des PXE-Wandlers mit ca. 10^8 bis 10^9 Pa erreichen. In diesem Fall läßt sich der Wandler „wie eine Zitrone ausquetschen“, und zwar ziemlich unabhängig davon, ob die Belastung quasistatisch oder dynamisch erfolgt. Wie erwähnt, liegt die auf diese Weise zu erzielende Ladungsdichte in der Größenordnung von $0,25 \text{ C/m}^2$.

c) Umwandlung auf tiefere Betriebsspannungen



Bei der bereits zu Anfang dieses Kapitels erwähnten Anwendung als Feststoffbatterie kann man im allgemeinen davon ausgehen, daß dem PXE-Wandler die gesamte in ihm enthaltene Energie entnommen werden soll und somit eine vollständige irreversible Depolarisierung erfolgen darf. Die auf diese Weise erzielbare maximale Energiedichte ($C U/2 \approx 1,2 \text{ Ws/cm}^3$) ergibt sich im Leerlauf, wobei aber diese Energiedichte nur kurzzeitig zur Verfügung steht und durch Überschläge oder Scheiternbruch verlorengehen kann. Daher ist es sinnvoll, sie zumindest teilweise auf einen Kondensator zu bringen, wodurch z. B. eine elektronische Schaltung auf einfache Weise gespeichert werden kann.

Hierzu dient die in Bild 3.4 gezeigte Schaltung. Ohne den parallelgeschalteten Kondensator wäre die vom PXE-Wandler erzeugte Spannung meist unerwünscht hoch; z. B. werden in manchen Fällen nur 5 V zur Speisung von Schaltungen (u. a. TTL-Logik) benötigt. Außerdem bestünde die Gefahr von Funkenüberschlägen. Die Diode D_1 bewirkt eine Verlängerung der Zeitspanne, in der sich Energie vom Kondensator entnehmen läßt, weil über den PXE-Wandler dann praktisch keine Ladung abfließen kann. Die Freilaufdiode D_2 schließt die bei Entlastung entstehende Spannung kurz und schützt damit D_1 .

Der parallelgeschaltete Kondensator verringert aber nicht: nur die Spannung und damit die Überschlagsgefahr, sondern auch die zur Verfügung stehende Energie, wie man aus Bild 3.5 ersehen kann. In diesem Bild ist über der Größe $1 + (C_p/C_0)$ die scheinbare Energiedichte (w) im PXE 5 aufgetragen, die dort vorhanden wäre, wenn die gesamte Energie des PXE-Wandlers und des Kondensators im PXE-Wandler konzentriert sein würde; außerdem ist der Energiedichteanteil des Kondensators (w_p) allein angegeben. Für $C_p \gg C_0$ gehen beide Kurven natürlich ineinander über; für $C_p < C_0$ sind die auftretenden Energieverluste gering, wobei dann die Spannung wieder zu hoch werden könnte.

In dem folgenden praktischen Beispiel wird gezeigt, wie sich die Parallelschaltung der Kapazität C_p auf die zur Verfügung stehende Energie auswirkt.

Zwei mechanisch in Reihe und elektrisch parallelgeschaltete PXE-5-Scheiben (Abmessungen $16 \text{ mm } \varnothing \times 0,5 \text{ mm}$; maximale Energiedichte des Materials $w_{\text{max}} = 1,2 \text{ Ws/cm}^3$ aus Bild 3.5) ergeben mit der Kapazität $C_0 = 2 \times 7 \text{ nF}$ der Ladungsverschiebung $D = 22 \text{ } \mu\text{C/cm}^2$, der Fläche $A = 4 \text{ cm}^2$ und dem Volumen $V = 0,2 \text{ cm}^3$ bei einer Belastung mit mehr als 10^9 Pa etwa folgende Werte:

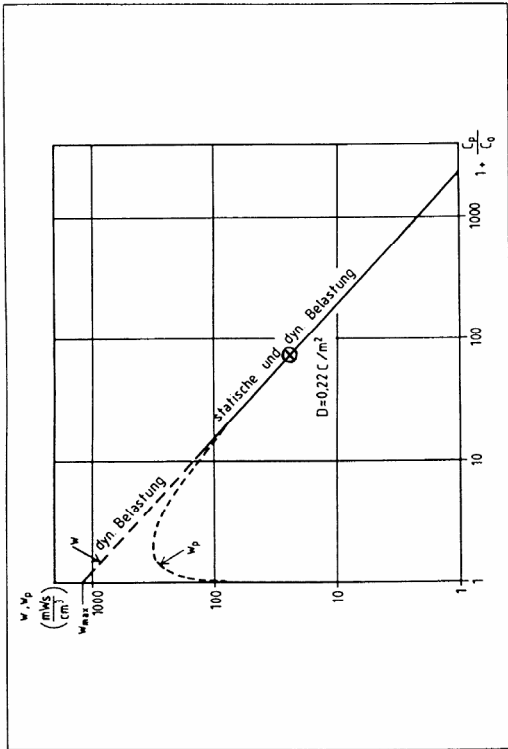


Bild 3.5. Energiedichte w von PXE 5 bei Parallelschaltung eines Kondensators. Die Halterung der PXE-Scheiben ($2 \times 10 \text{ mm } \varnothing \times 0,5 \text{ mm}$) erfolgte wieder zwischen zwei Stahlplatten. Statische Belastung: ca. 10^9 Pa , dynamische Belastung: 0,70 bis $0,85 \cdot 10^9 \text{ Pa}$ ($150 \text{ } \mu\text{s}$). Der auf den Kondensator entfallende Energieanteil ist mit w_p bezeichnet. Weitere Erläuterungen s. Text.

erzeugte Ladung $Q = D \cdot A = 22 \times 4 = 88 \text{ } \mu\text{C}$,
 Leerlaufspannung mit w_{max} aus Bild 3.5 $U = \sqrt{2 \cdot w / C_0} = \sqrt{2 \cdot 1,2 \cdot 0,2 / 14 \cdot 10^{-9}} = 5,86 \text{ kV}$.

Die zur Verfügung stehende Energie W beträgt:

$W = w \cdot V = 1200 \cdot 0,2 = 240 \text{ mWs}$.

Mit einer über zwei Dioden angeschlossenen Parallelkapazität $C = 1 \text{ } \mu\text{F}$ erhält man

$U = C / C_p = 88 \cdot 10^{-6} / 10^{-6} = 88 \text{ V}$,

und die zur Verfügung stehende Energie beträgt jetzt nur noch

$W = \frac{1}{2} C U^2 = \frac{1}{2} \cdot 10^{-6} \cdot 88^2 = 3,9 \text{ mWs}$

oder aus Bild 3.5 mit

$1 + C_p / C_0 = 1 + 10^{-6} / 14 \cdot 10^{-9} = 72,4$

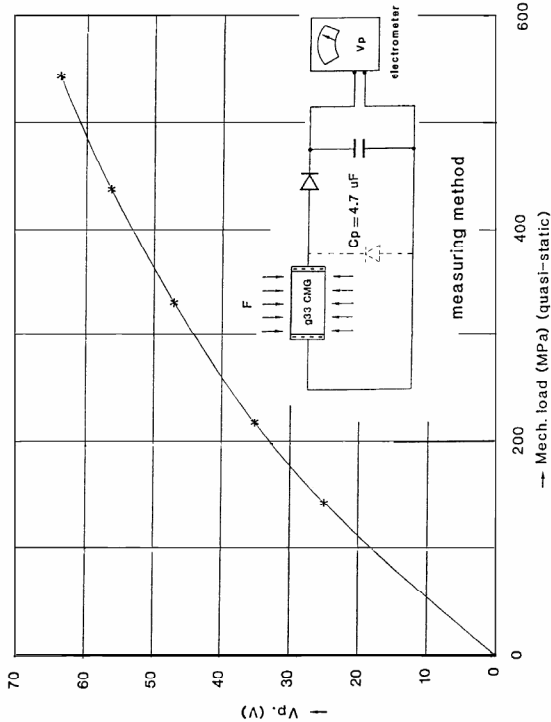
$W = w \cdot V = 24 \cdot 0,2 = 4,8 \text{ mWs}$.

d) Niederspannung-Stromversorgung mit Multilayer

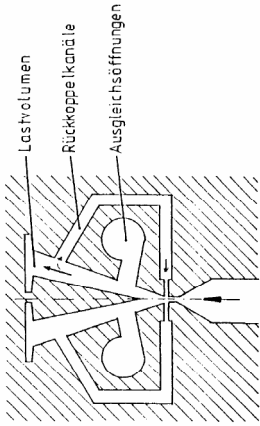
Vom Forschungslaboratorium Philips wurde 1990 ein neuartiger Miniatur-Multilayer-Generator zur Erzeugung grosser Ladungen bei niedriger Spannung entwickelt:

Produkt Spezifikationen	7 x 7 x 2 mm
Abmessungen:	1 μ F
Kapazität:	> = 0.48
k ² eff:	< = 80 m Ω
Z _{min} :	200 V dc
Max. Spannung (als Aktor):	20 V dc
Max. Rückwärtsspannung:	250 kHz
Resonanzfrequenz:	100 °C
Max. Temperatur:	
Material Eigenschaften	
Material:	PXE 54
Max. Druckfestigkeit:	600 · 10 ⁶ Pa
Dielektrizitätskonstante ϵ_r :	3000
Kopplungsfaktor k:	> 0.6
Ladungskonstante d ₃₃ :	> 450 10 ⁻¹² C/N
Therm. Ausdehnungskoeffizient:	7 ppm/°K

Das Diagramm zeigt, dass bei einem Druck von 400 MPa (entspricht einer Kraft von 20 kN) eine Spannung von 50 V am parallelgeschalteten 4.7 μ F Ladekondensator entsteht. Mit einem Spannungsregulator von 5 V und einer daran angeschlossene Last von 100 k Ω erhält man während rund 0.5 sec einen Betriebsstrom von 50 μ A, was für den Betrieb einer Low-Power Schaltung durchaus genügen kann:



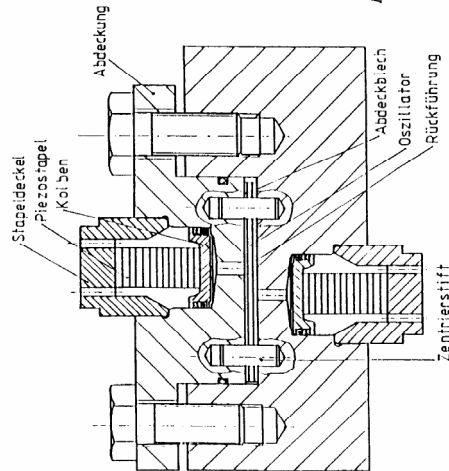
e) Hydraulisch-elektrischer Energiewandler



Der fluidische Oszillator (Bild 4.1) besteht aus mehreren miteinander verschraubten 0.5 mm dünnen Metallscheiben, in welche die Strömungskanäle funkenerodiert sind.

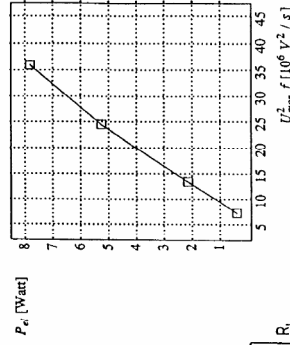
Der Flüssigkeitsstrahl pendelt mit einer hohen Frequenz automatisch von links nach rechts und erzeugt in den Lastvolumen starke Druckstöße, die von den Piezostapeln (Bild 4.2) in elektrische Energie umgewandelt werden.

Bild 4.1 Kanalführung eines fluidischen Oszillators



Material	PPK 62
Stapelbau	13 Scheiben 10 x 1 mm
Monitorscheiben	2 Scheiben 10 x 1 mm
Stapellänge	18 mm
Versorgungsdruck P _s	250 bar
Durchfluss Q	1.5 l/min
Frequenz f	1.7 kHz
Induktivität L	550 mH
Stapelkapazität C	10.9 nF
Monitorspannung U _{mon}	163 V
Druck auf den Kolben	ca. 55 bar
Gemessen an 15 Scheiben:	
Lastwiderstand R _L	100 Ω
Gleichspannung über R _L	30 V
Leistung P _d	9 W

Wandlerdaten bei max. Leistung



Abhängigkeit der Leistung von Druck und Frequenz
Beachte die hohe Leistungsdichte von 7.6 W pro cm³ Piezomaterial!

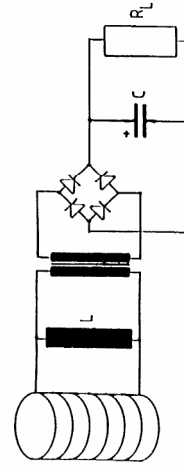
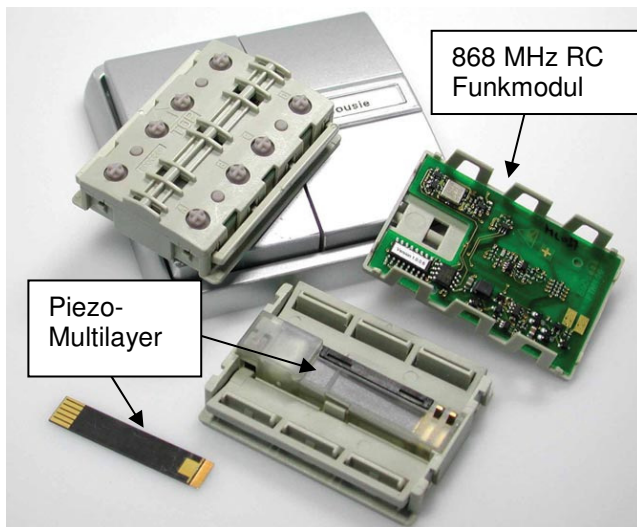
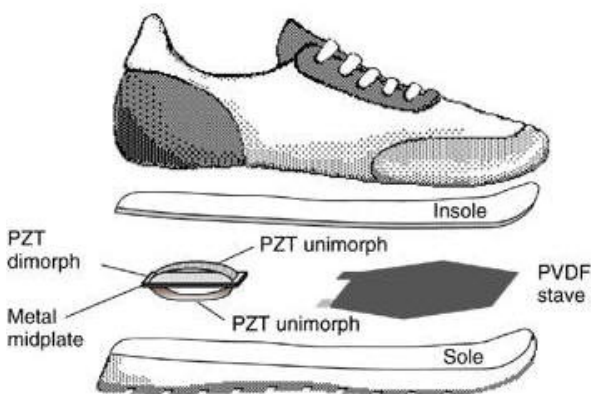


Bild 4.6 Elektrische Beschaltung des Piezostapels

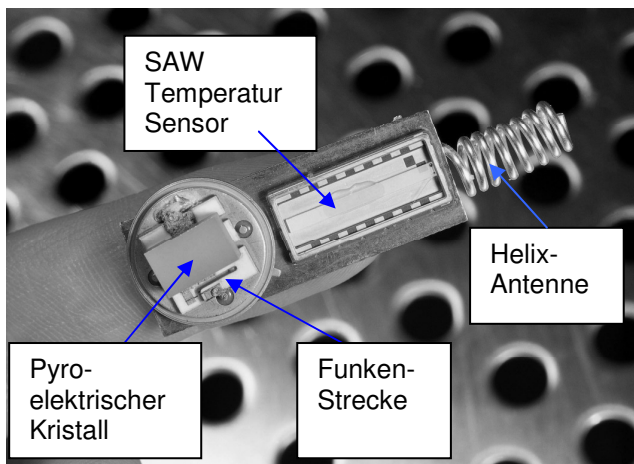
3.1.3.7. Biomechanische Stromversorgungen und autarke Sensoren



Piezo-Wippaster mit Funkmodul PTM 100
Batterieloser RC-Lichtschalter PEHA (2003)



Flexible Piezo-Generatoren in Schuhsohle
mit Multilayer PVDF und Hybrid PZT



Autarker SAW Temperatursender mit
Zündfunke für SAW HF-Anregung

Wipptaster mit Funk-Fernsteuerung

Beim Drücken einer Taste erzeugt das Piezo-Biegeelement die Energie für das RC-Funkmodul. Die mechanische Eingangsenergie beträgt 21 mWs (6 N x 3.5 mm), die Sendenergie 50 μ Ws (10 mW x 0.5 ms).

Heel-Strike Generatoren

Von allen menschlichen Aktivitäten bietet das regelmässige Aufsetzen des Fusses beim Gehen die grösste Dauerleistung an: 2 W (1000 N x 2 mm x 1/s).

- Piezoelektrische Generatoren

Sohlen mit Multilayer PVDF (Kap. 3.1.4) und Hybrid PZT. Dauerleistung Piezo: 8 mW, DC-Output 1.3 mW, Shenck 2001.

- Elektromechanische Generatoren

Pendelantrieb mit 2 DC-Generatoren, Dauerleistung 58 mW, Hayashida 2000. (Zum Vergleich: Ein Handdynamo mit AC-Generator mit den Massen 67x42x25 mm erzeugt 300 mW, Baujahr ca. 1955!)

- Polymer „Electret“ Generatoren

Unter mechanischem Zug wird eine als grosse Kapazität ausgebildete Folie über eine Diode mit 2 kV aufgeladen. Bei Entlastung nimmt die Foliendicke zu, wobei durch die Kapazitätsverminderung die Spannung nahezu verdoppelt wird. Die Energiedichte von 1.5 J/g liegt höher als bei PZT. Probleme: DC-DC-Wandler, Wechselbelastbarkeit Folie/Kontakte, Theoretische Leistung 1 W, Pelrine 2001.

Autarker SAW Temperatursender

Ein pyroelektrischer LiTaO₃ Kristall erzeugt bei jeder Temperaturänderung von ± 0.5 K 2.5 kV und damit einen Funken, der einen Surface Acoustic Wave (SAW) HF-Generator anwirft. Durch temperaturabhängige Reflektoren auf dem SAW entsteht ein Datentelegramm, das z.B. auf 2.4 GHz gesendet wird.

3.1.4. PVDF Piezo-Folien

3.1.4.1. Übersicht Vor- und Nachteile von Polyvinylidendifluorid-Folien (PVDF)

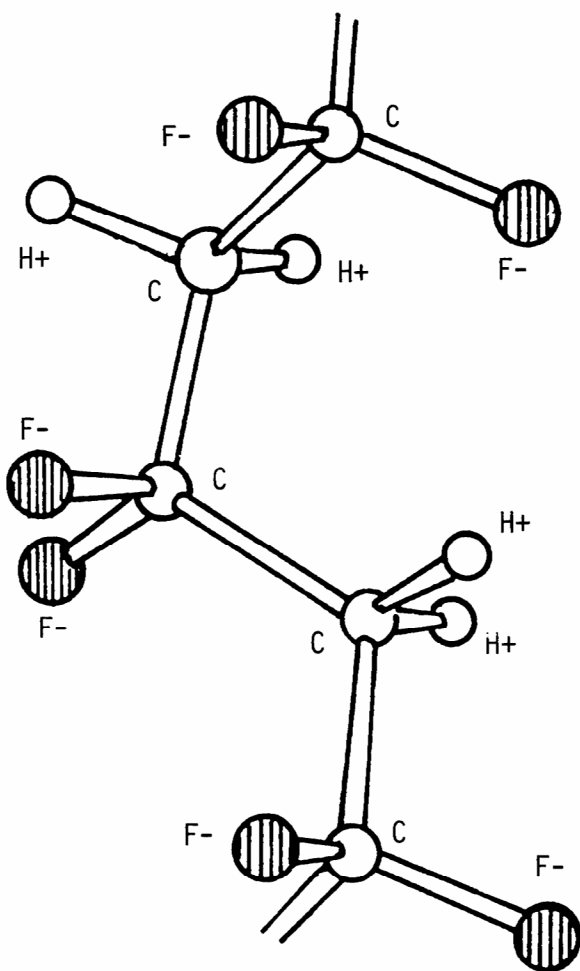
Vorteile:

- Flexible, sehr dünne Folien
- Hohe Spannungskonstante g_{31} : $216 \cdot 10^{-3}$ Vm/N
20mal grösser als bei Piezokeramik
- Hohe Spannungsfestigkeit: 30 kV/mm
60mal grösser als bei Piezokeramik
- Hoher Energieinhalt: $\frac{1}{2} \epsilon E^2/m^3$
36mal grösser als bei Piezokeramik
- Keine Bruchgefahr bei Schock-Belastung
- Relativ unempfindlich gegen Feuchtigkeit
- Niedrige mechanische und akustische Impedanz
- Geeignet auch bei sehr hohen Signalfrequenzen
- Einfache Herstellung von Bimorph Elementen
- Erlaubt einfache hochohmige Sensorverstärker

Nachteile:

- Wie alle piezoelektrischen Sensoren, hier aber speziell nur für dynamische Vorgänge geeignet
- Hohe pyroelektrische Empfindlichkeit
- Niedrige «Curie»-Temperatur, brauchbar nur bis ca. 60 °C
- Spannungskonstante und Ladungskonstante stark von der Temperatur abhängig
(Faktor 2 im Temperaturbereich - 20 bis + 60 °C)
- Hohe mechanische Dämpfung, niedrige Güte
- Schwierige langzeitbeständige Kontaktierung

3.1.4.2. Piezomaterial Polyvinylidendifluorid PVDF

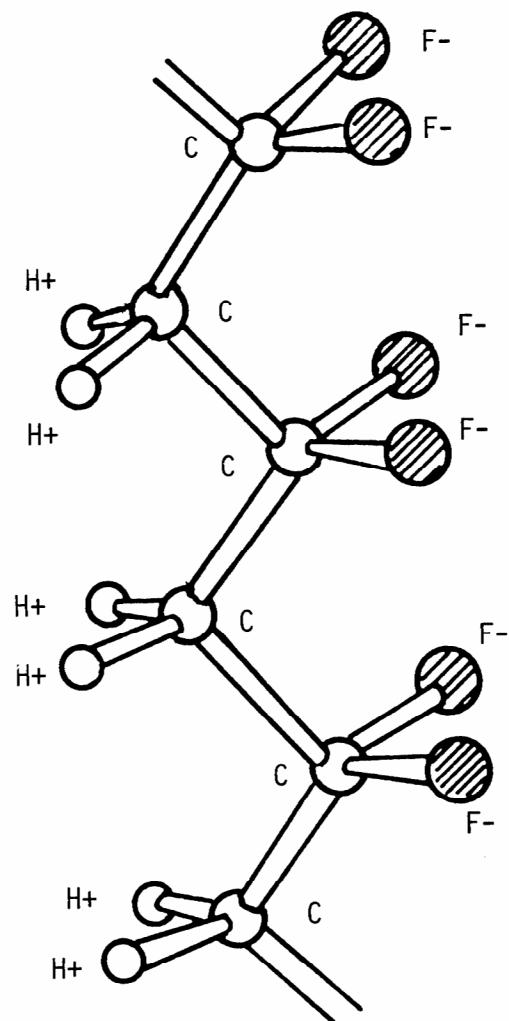


Nichtpolare α -Form Antiparallele Dipolketten

Ausgangsmaterial: $\text{CH}_2=\text{CF}_2$ zu 90 % als hochmolekulare Ketten der Form $\text{CH}_2\text{-CF}_2\text{-(CH}_2\text{-CF}_2\text{)}_n\text{-CH}_2\text{-CF}_2$ polymerisiert. Verarbeitung aus der Schmelze durch Extrusion in Platten und Folien von 9 bis 1000 μm Dicke.

Geschichte:

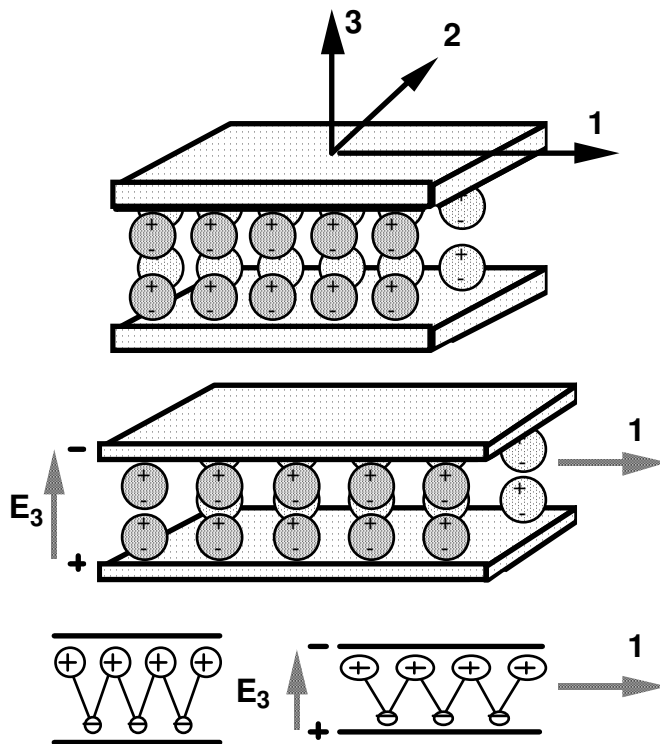
PVDF wurde erstmals beschrieben von H. Kawai, Japan, J. Appl. Phys. 8, 1969. Industrialisiert durch Pennwalt Corp., PA, 1975, technische Anwendungen seit 1985 in pyroelektrischen Sensoren und piezoelektrischen Sensoren und Aktoren.



Polare β -Form Parallele Dipolketten

Durch Strecken des Films bei erhöhten Temperaturen werden die Ketten parallel ausgerichtet. Nach der beidseitigen Beschichtung mit Aluminium, Chrom, etc. im Vakuum erfolgt die Polarisierung bei hohen Feldstärken.

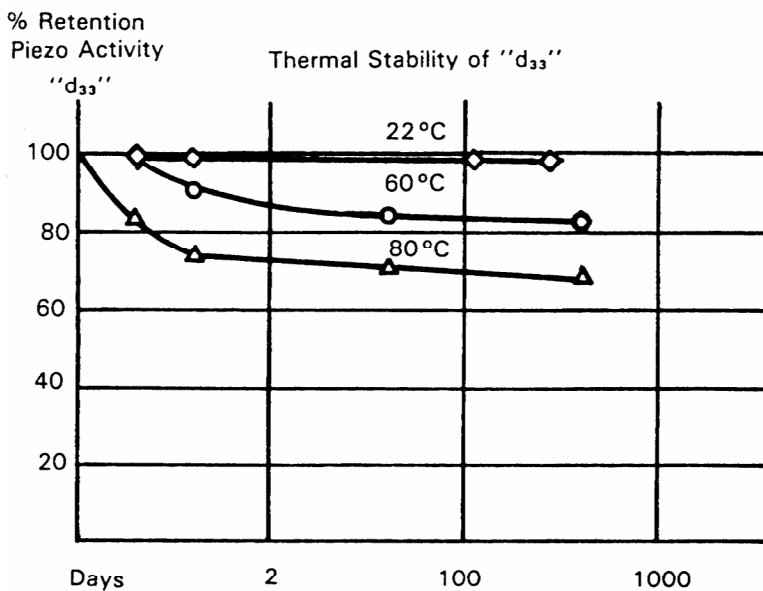
3.1.4.3. Piezoeffekte, Polarisierung, Stabilität



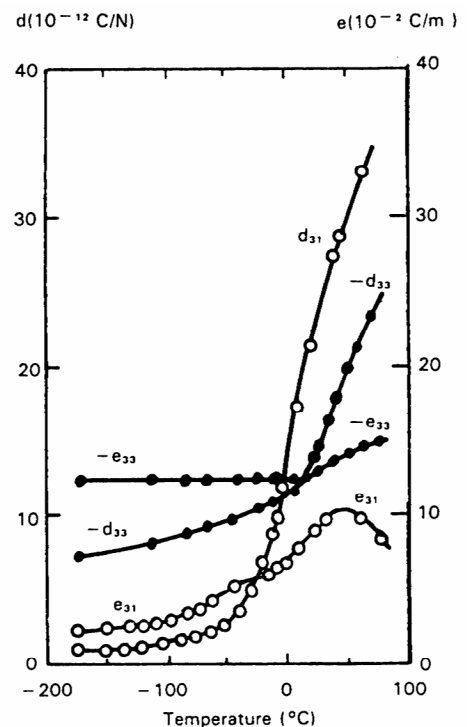
Polarisierung:
In Richtung 3

Piezoeffekte:
Längseffekt : $d_{33}: -33 \cdot 10^{-12} \text{C/N}$
Quereffekt 1: $d_{31}: +23 \cdot 10^{-12} \text{C/N}$
Quereffekt 2: $d_{32}: +3 \cdot 10^{-12} \text{C/N}$

Erklärung der Piezoeffekte: a) Durch Dehnung der Piezo-folie in Richtung 1 vergrößert sich das Volumen. Dadurch verkleinert sich die spezifische Ladungsdichte im Material.
b) Durch Dehnung der Folie werden die Kettenmoleküle gestreckt. Dadurch verringern sich die Dipolmomente.
Beide Effekte zusammen führen zu Oberflächenladungen, resp. zu Feldstärken in Richtung 3.



Thermische Stabilität
Bis 60 °C langzeitstabil, oberhalb 80 °C leichte Abnahme der Piezoaktivität. Die Piezoaktivität stabilisiert sich nach Tagen auf einem tieferen Wert.



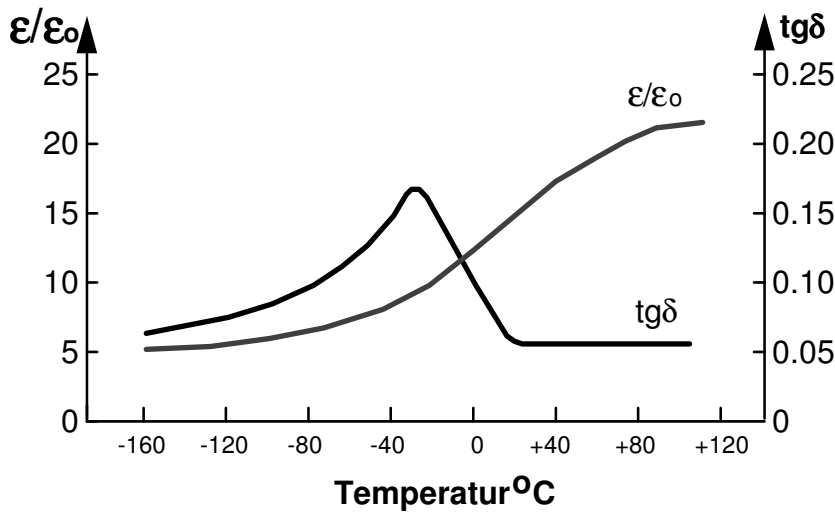
Temperaturabhängigkeit der piezoelektrischen Konstanten
d: Dehn./Feldst. oder Lad. konst.
e: Span./Feldst. oder Lad./Dehn.

3.1.4.4. Physikalische Eigenschaften von PVDF

TABLE II
Typical Properties of Piezo Film

Property	Symbols	Values	Units	Conditions
Thickness	t	9,16,28,52 110,220,800	μm	
Piezo Strain Constant	d_{31} d_{32} d_{33} d_t e_{33}	23×10^{-12} 3×10^{-12} -33×10^{-12} -22×10^{-12} 0.16	$(\text{m/m})/(\text{V/m})$ or $(\text{C/m}^2)/(\text{N/m}^2)$ $(\text{C/m}^2)/(\text{m/m})$ or $(\text{N/m}^2)/(\text{V/m})$	laterally clamped laterally clamped
Piezo Stress Constant	g_{31} g_{32} g_{33} g_t	216×10^{-3} 19×10^{-3} -339×10^{-3} -207×10^{-3}	$(\text{V/m})/(\text{N/m}^2)$ or $(\text{m/m})/(\text{C/m}^2)$	laterally clamped
Electro-mechanical Coupling Constant	k_{31} k_t	12 29	% %	@ 100 Hz (V_{f2}) @ 100 MHz (V_{f2}/V_{f3})
Permittivity	ϵ	106×10^{-12}	F/m	@ 10 KHz
Relative Permittivity	ϵ/ϵ_0	12		@ 10 KHz
Capacitance	C	379×10^{-12}	F/cm ²	28 μm Film @ 10 KHz
Acoustic Impedance	Z_a "	3.9×10^6 2.7×10^6	kg/m ² -sec. "	3 Direction 1 Direction
Electrical Impedance	Z_e	1350	ohms	100 cm ² for 9 μm film @ 1 KHz
Speed of Sound	v_s v_s	2.2×10^3 1.5×10^3	m/sec. "	3 Direction 1 Direction
Pyroelectric Coefficient	p	-30×10^{-6}	C/(m ² °K)	@ 20°C
Volume Resistivity	ρ_v	1.5×10^{13}	ohm-m.	@ 20°C
Surface Resistivity of Electrodes	R_{\square}	< 2.0 < 0.5	ohms/square " "	Aluminum Silver
Dissipation Factor	$\tan-\delta_e$	0.015 - 0.02		@ 10 KHz
Mechanical Loss Tangent	$\tan-\delta_m$	0.10		
Dielectric Strength	E_B	75	V/ μm	
Max. Operating Field	E_o	10 30	V/ μm V/ μm	@ d.c. @ a.c.
Density	ρ	1.78×10^3	kg/m ³	
Water Absorption	0.02	%		By Weight
Tensile Strength at Break	T_B T_B	$140-210 \times 10^6$ $30-55 \times 10^6$	N/m ² N/m ²	1 Direction 2 Direction
Elongation at Break	S_B S_B	2.5-4.0 380-430	% %	1 Direction 2 Direction
Elongation at Yield	S_Y	2-5	%	
Young's Modulus	Y	2×10^9	N/m ²	

Temperatur- und Frequenzabhängigkeit von PVDF

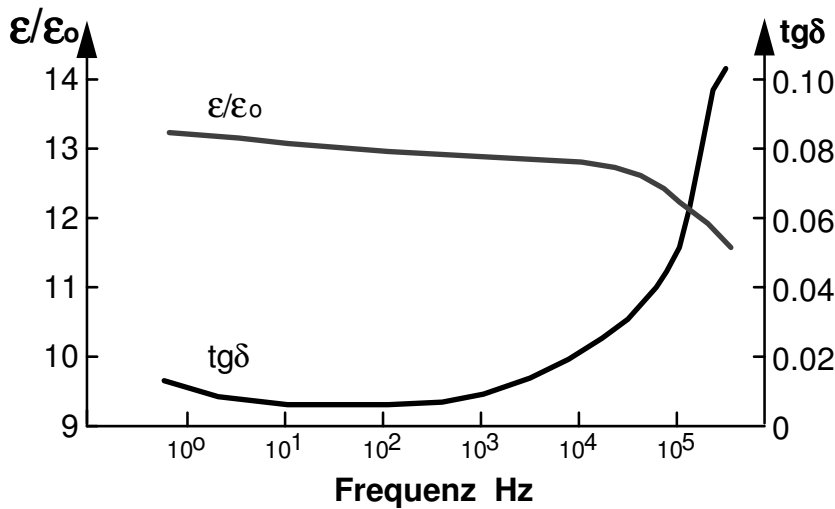


Temperaturabhängigkeit (gemessen bei 1 kHz)

Die Dielektrizitätszahl ϵ/ϵ_0 nimmt mit der Temperatur stark zu.

Der Verlustfaktor $\text{tg } \delta$ zeigt ein Maximum bei ca. -30°C .

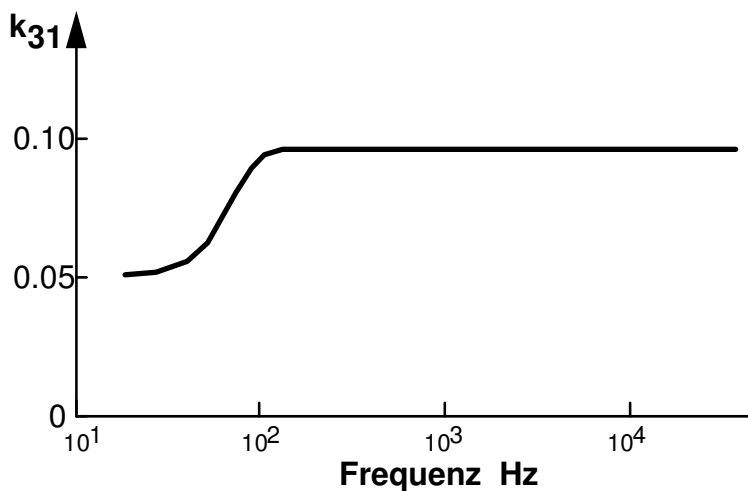
Frequenzabhängigkeit (gemessen bei 25°C)



a) Elektrische Daten

Die Dielektrizitätszahl ϵ/ϵ_0 bleibt nahezu konstant bis zu Frequenzen von ca. 100 kHz.

Der Verlustfaktor $\text{tg } \delta$ steigt ab 10 kHz stark an.

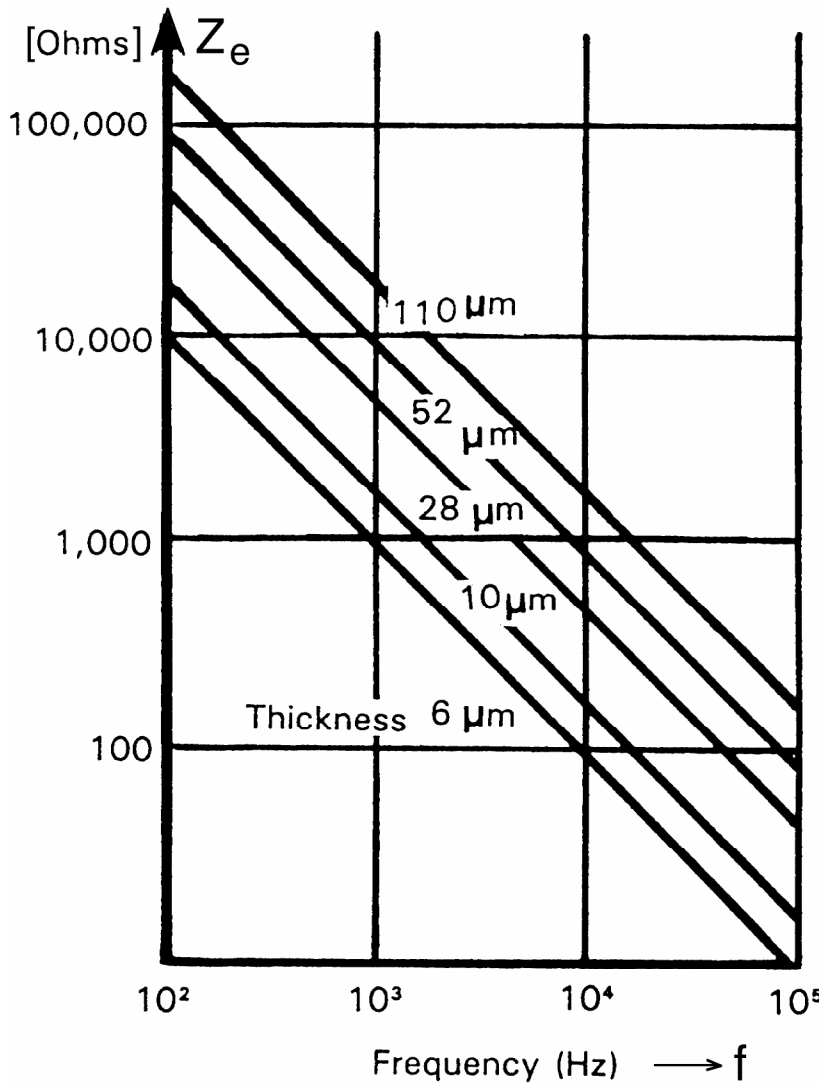


b) Mechanische Daten

Der Kopplungsfaktor k_{31} bleibt im Frequenzgebiet 100 Hz bis ca. 100 kHz nahezu konstant.

Der relativ kleine Kopplungsfaktor k_{31} wird durch die höhere Durchschlagsfestigkeit von 30 kV/mm wettgemacht, sodass die mechanische Energiedichte fast 5mal grösser als bei Piezokeramik sein kann.

Elektrische und mechanische Impedanz von PVDF



Elektrische Impedanz
in Funktion der Foliendicke
und der Frequenz

$$Z_e = \frac{1}{2\pi f C}$$

C = Kapazität einer Folie von 100 cm² Fläche

f = Frequenz in Hz

Diese Daten sind wichtig für die Berechnung der elektrischen Schaltungen von PVDF-Sensor- und Aktorsystemen.

Akustische Eigenschaften von zwei verschiedenen Materialien

$$R = |(Z_{a1} - Z_{a2}) / (Z_{a1} + Z_{a2})|$$

$$Z_a = \rho v_s$$

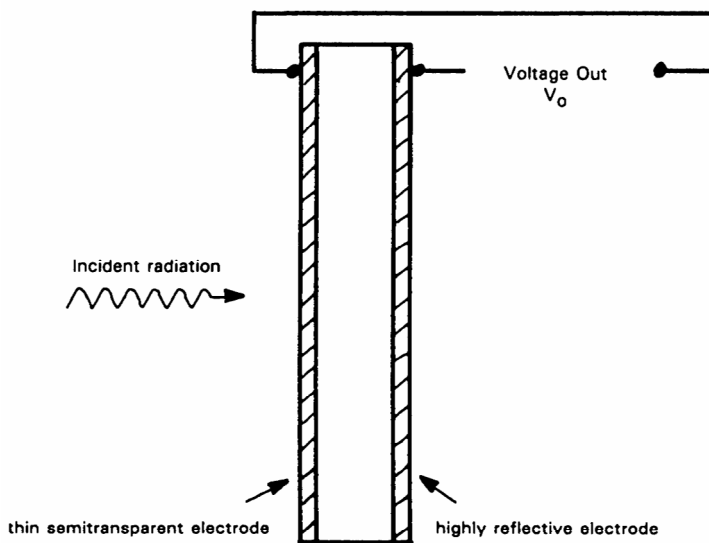
ρ = Dichte

v_s = Schallgeschwindigkeit

R = Amplitude des Reflektionskoeffizienten an der Grenze von zwei Materialien mit verschiedenen akustischen Impedanzen Z_{a1} und Z_{a2}

	ρ 10 ³ kg/m ³	v_s 10 ³ m/s	Z_a 10 ⁶ kg/s-m ²	R water	R PVDF
water	1.0	1.5	1.5	0	.44
PVDF	1.8	2.2	3.9	.43	0
Epoxy	1.2	2.5	3.0	.33	.13
PMMA (Methacrylat)	1.2	2.7	3.2	.36	.10
Brass (Messing)	8.5	4.4	37	.92	.81
PZT (Piezokeramik)	7.5	3.2	24	.88	.72

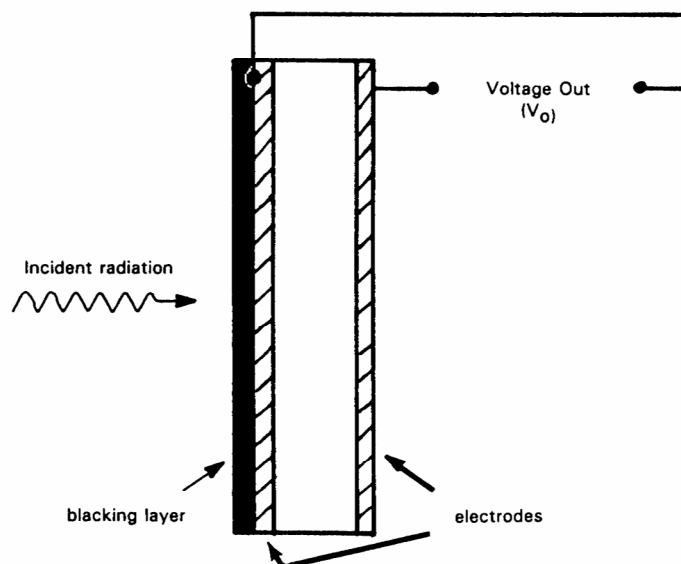
Pyroelektrische Eigenschaften von PVDF



PVDF zeigt ein starkes pyroelektrisches Verhalten. Die PVDF-Folie absorbiert vor allem Strahlung mit Wellenlängen von 8 bis 11 μm , und die mittlere Wärmeempfindlichkeit beträgt:

$$Q_T = \frac{3 \text{ nC}}{\text{cm}^2 \text{ K}}$$

Die obere Figur zeigt eine PVDF-Folie mit einer semitransparenten Frontelektrode und einer reflektierenden rückseitigen Elektrode. Somit gelangt die Strahlung durch die Elektrode hindurch direkt in die PVDF-Folie und erzeugt elektrische Ladungen.



Die untere Figur zeigt eine ähnliche Anordnung, aber mit einer zusätzlichen schwarzen Frontschicht aus fein verteilten Gold- oder Wismut- (engl. Bismuth) Partikeln.

Damit wird eine effiziente Breitband-Absorption der einfallenden Strahlung erreicht. Infolge der begrenzten Isolationsfestigkeit von PVDF:

$$\rho_V = 1.5 \cdot 10^{13} \Omega\text{m} \text{ (bei } 20^\circ\text{C)}$$

eignen sich solche Sensoren nur als **dynamische, passive IR-Bewegungsdetektoren**.

Weitere Anwendungen:
Feuchte- und CO-Detektoren

Technische Daten eines preiswerten IR-Motion Detection Moduls:

Reichweite:	10 m
Horizontaler Erfassungswinkel:	164 °
Horizontale Auflösung:	4°
Vertikaler Erfassungswinkel:	85°
Spektrale Empfindlichkeit:	4 bis 20 μm
Arbeitstemperaturbereich:	-10°C bis +40°C (also Vorsicht!)
Feuchtigkeit:	max. 90 %, nicht kondensierend
Abmessungen (inkl. Elektronik mit CMOS-Output):	32x28x26 mm

3.1.4.5. Gestaltung und technische Daten von PVDF-Sensoren

3.1.4.5.1. Sensor-Prinzipien und Sensor-Berechnungen

a: Longitudinal-Effekt-Sensoren

A_3 = Auflagefläche = 1cm^2

h = $9\ \mu\text{m}$

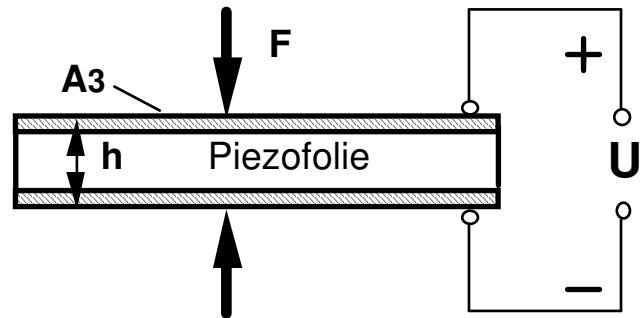
T_3 = Mech. Druck $\frac{F}{A_3}$

U = Ausgangsspannung

$$= g_{33} \cdot T_3 \cdot h$$

$$= 0.3\text{V bei}$$

$$F = 10\text{N}, X_3 = 10\text{N/cm}^2$$



b: Transversal-Effekt-Sensoren

A_2 = Querschnittsfläche
= $B \cdot h$

h = $9\ \mu\text{m}$

B = $10\ \text{mm}$

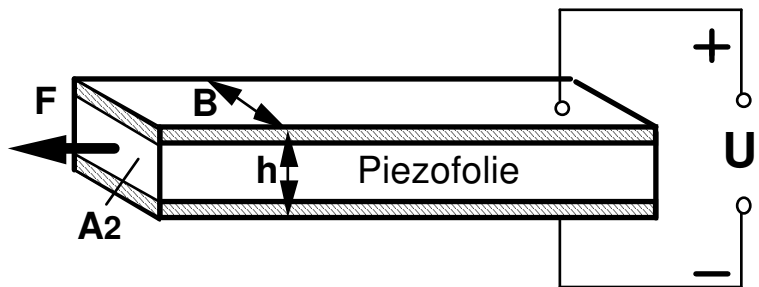
T_2 = Mech. Spannung $\frac{F}{A_2}$

U = Ausgangsspannung

$$= g_{31} \cdot T_2 \cdot h$$

$$= 216\text{V bei}$$

$$F = 10\text{N}, \text{Dehnung } 5\%$$



c: Transversal-Effekt-Bimorph-Sensoren

L = Streifenlänge = 20mm

h = $9\ \mu\text{m}$

Δx = Auslenkung

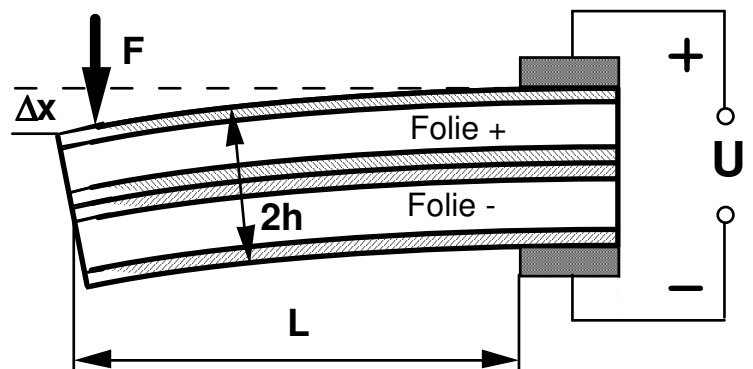
Y = Youngs Modulus
= $2 \cdot 10^9\ \text{N/m}^2$ (E-Modul)

U = Ausgangsspannung

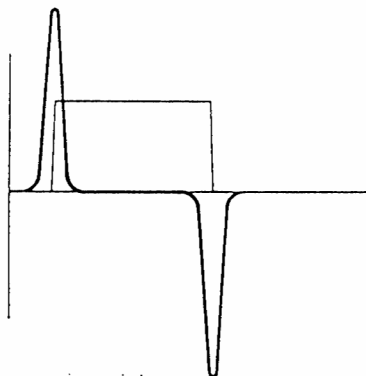
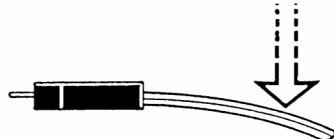
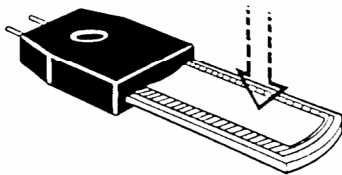
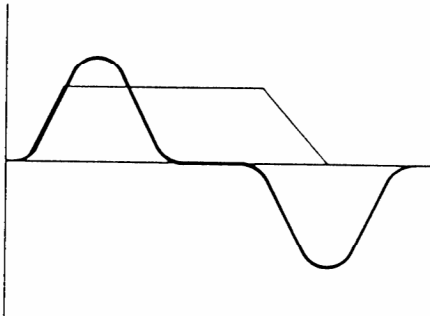
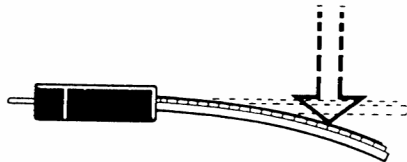
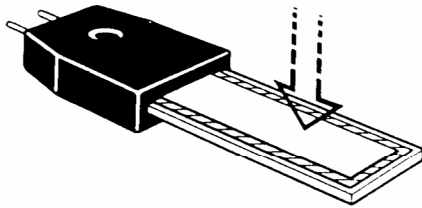
$$= \frac{3}{4} \cdot \frac{g_{31} \cdot Y \cdot h^2}{L^2} \cdot \Delta x$$

$$= 0.66\text{V bei}$$

$$\Delta x = 10\text{mm}$$



3.1.4.5.2. Biegeschalter



Piezo film snap-action switch.

Drei Eigenschaften von PVDF-Folien ermöglichen die Konstruktion von **einfachen aktiven Schaltern**:

- **Hohe Spannungskonstante g_{31}** bei Dehnung (Transversaleffekt)
- **Hohe Elastizität** dank geringer Foliendicke von 9-20 μm und kleinem E-Modul von $2 \cdot 10^3 \text{ N/mm}^2$ (vergl. mit Stahl: $2.1 \cdot 10^5 \text{ N/mm}^2$)
- **Hohe Nutzdehnung** (2.5 - 4 % in Richtung 1, 400 % in Richtung 2)

Die obere Figur zeigt die einfachste Anordnung: Auf eine **Metallzunge** wird einseitig eine PVDF-Folie geklebt.

Unter Belastung biegt sich die Zunge, und es entsteht eine Spannung, die nach kurzer Zeit infolge der begrenzten Isolationsfestigkeit wieder abklingt. Beim Aufheben der Belastung entsteht eine Spannung mit umgekehrter Polarität. Vorausgesetzt, dass der Belastungsanstieg, resp. Abfall rasch erfolgt, entstehen genügend hohe Spannungen, um direkt **logische Gatter** anzusteuern.

Die untere Figur zeigt einen **Schnappschalter**. Durch die löffelartige Ausbildung der Zunge biegt sich diese erst beim Überschreiten der **Knickschwelle** schlagartig durch, löst dabei einen kurzen und hohen **positiven**, bei Entlastung einen **negativen** Spannungsimpuls aus.

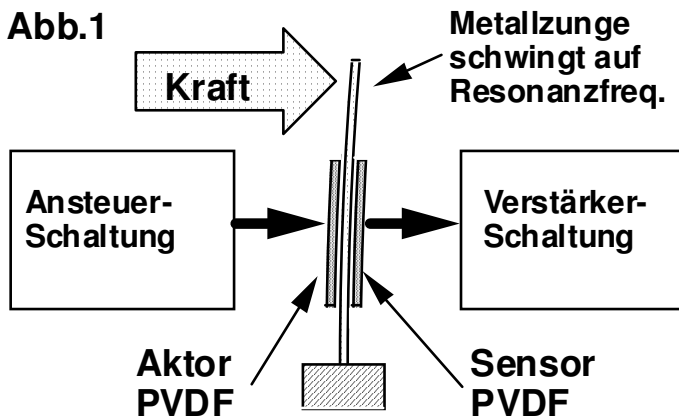
Anwendung sind z. B.

Prellfreie Folientastaturen mit taktilem Feedback.

Mit diesem Prinzip lassen sich nebst Handschaltern auch kostengünstige **Grenzwertsensoren** für Beschleunigung, Weg, Kraft, etc. realisieren.

3.1.4.5.3. Singende Sensoren

Abb.1



Obwohl die untere Grenzfrequenz von PVDF-Sensoren bei einigen Hz liegt, lassen sich Sensorsysteme realisieren, die auch statische physikalische Größen in eine analoge elektrische Spannung umwandeln. Der Trick liegt darin, dass man eine Sensor-/Aktorkombination in Eigenresonanz betreibt, die von der zu messenden mechanischen Größe verändert wird.

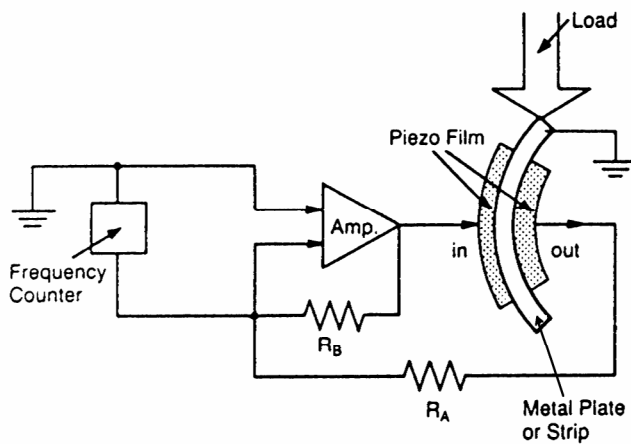
Grundprinzip Abb. 1

Auf eine Metallzunge werden auf beiden Seiten PVDF-Streifen geklebt. Gesteuert durch einen Oszillator zieht sich der Aktor-PVDF zusammen, und die Zunge schwingt mit einer Frequenz im Hörbereich (daher der Name singender Sensor).

Eine auf die Zunge wirkende Kraft reduziert die Schwingamplitude. Die Verstärker- und Auswerteschaltung erfasst über den Sensor-PVDF die Schwingamplitude und betätigt bei einem bestimmten Schwellwert einen Schalter.

Damit lässt sich ein Schalter realisieren, der auf feinste Berührungen reagiert, aber auch bei grober Betätigung keinen Schaden erleidet.

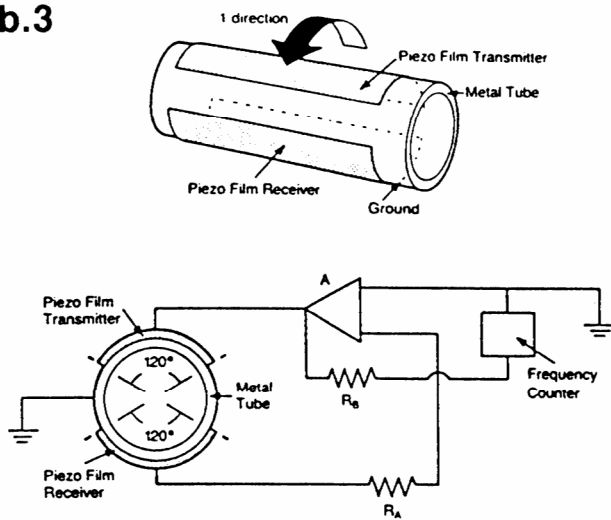
Abb.2



Kraftsensor Abb. 2

Hier wird die Veränderung der Eigenresonanz ausgenutzt. Die resultierende Frequenz ist ein Mass für die einwirkende Belastung.

Abb.3

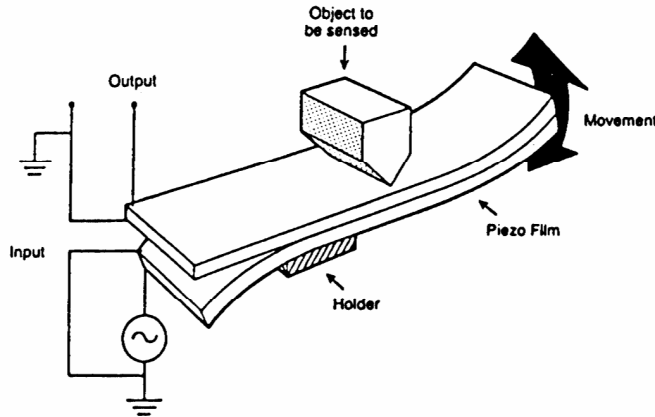


Singende Röhre Abb. 3

Hier wird eine Röhre als Schwingelement verwendet. Wenn diese Röhre in eine Flüssigkeit eintaucht, so nimmt die Schwingfrequenz stetig ab mit zunehmendem Füllstand. Es können Frequenzänderung um 30 % und eine Reproduzierbarkeit von 0.1 % F.S. erreicht werden.

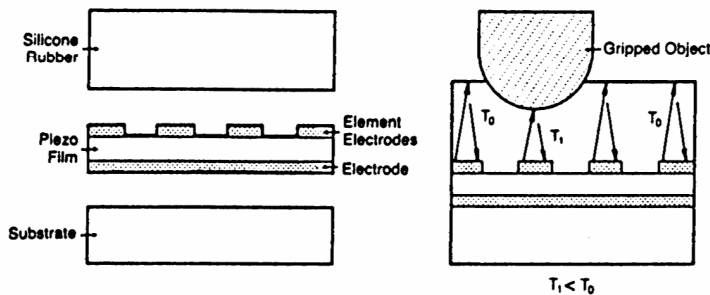
3.1.4.5.4. Taktile Sensoren

Abb. 1



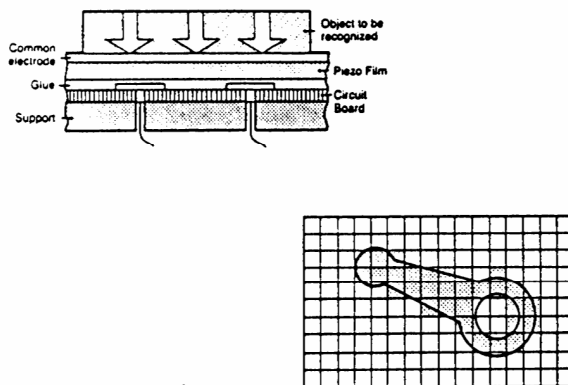
Bimorph cantilever sensor used by M. Toda.

Abb. 2



Pulse-echo tactile sensor array.

Abb. 3



Dorio touch sensor matrix.

Taktiler Näherungssensor

Ähnlich wie beim singenden Sensor wird mit einer Sensor-/Aktor-Kombination eine schwingende Zunge gebildet, diesmal aber mit einer sehr grossen Schwingamplitude. Nähert sich das zu detektierende Objekt dieser schwingenden Zunge, so ändert sich das Ausgangssignal. Anwendung sind z.B. Roboterhände, die sich tastend dem Werkstück nähern, sowie Berührungsschutz-Einrichtungen an Maschinen.

Taktiler Sensor-Array mit lokalen Ultraschall-Abstands-Messeinrichtungen

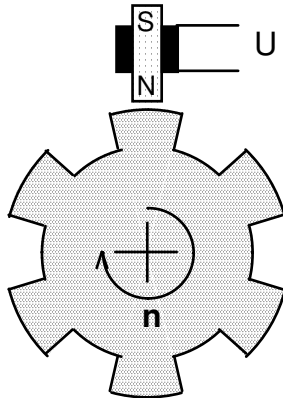
Auf einer Grundplatte sind einzelne PVDF-Folien aufgebracht, die als Ultraschall-Sensoren/Aktoren dienen. Darüber liegt eine Gummi-matte. Das zu vermessende Objekt dringt in die Gummimatte ein, wo-durch die Laufzeiten der einzelnen Ultraschall-Stecken variieren und so ein Mass für die Eindringtiefe und damit der Kraftverteilung liefern. Anwendung: Bestimmung der statischen und dynamischen Kraftverteilung, z. B. für biomechanische Ganganalysen.

Taktiler Sensor-Array mit Kraftsensoren

Auf der Grundplatte befindet sich ein Elektroden-Array, darüber eine PVDF-Folie ohne Elektroden-Beschichtung auf der Untenseite. Die PVDF-Folie arbeitet auf Druck (d_{33} Mode). Berührt ein Werkstück diesen Sensor-Array, so wird die dynamische Kraftverteilung und damit die Lage und Orientierung bestimmt. Anwendung: Biomechanik, Automatisierung.

3.2. Elektromagnetische Sensoren

3.2.1. Einfacher induktiver Effekt



Induktion einer Spannung durch geometrische Veränderung des Magnetflusses

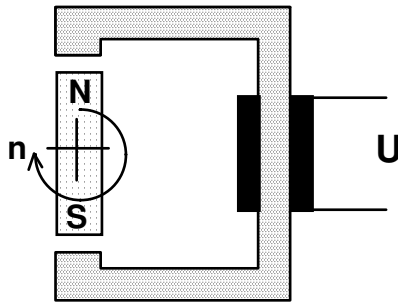
Das sogenannte phonische Rad besteht aus einer gezahnten ferromagnetischen Scheibe.

Der magnetische Fluss Φ ändert sich durch die relative Lage der Zähne zum Permanent-Magneten.

Die in der Spule induzierte Spannung U ist eine Funktion der zeitlichen Flussänderung und damit der Umdrehungszahl n .

$$U = Fkt \left(\frac{d\Phi}{dt} \right), \text{ Freq. } f = k \cdot n$$

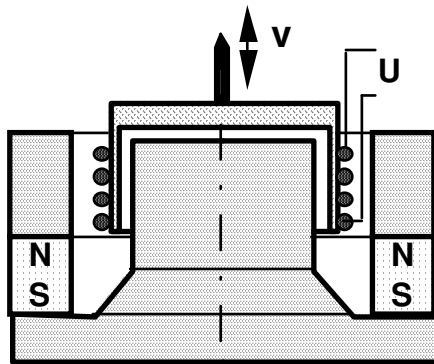
(Drehzahlsensor)



Induktion einer Spannung durch dynamisches Einkoppeln eines Permanentmagneten in einen Magnetkreis

Im einfachsten Fall genügt die Rotation eines Permanentmagneten zur Erzeugung einer drehzahlabhängigen Wechselspannung.

(Tachogenerator, Generator)



Bewegung einer Spule im Magnetfeld

In der vertikal schwingenden Spule wird die Spannung U induziert:

$$U = Fkt(v) = B \cdot l \cdot v$$

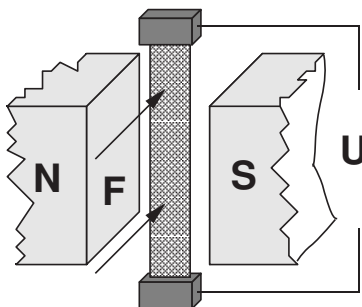
$$B = \text{Induktion } H \cdot \mu_0 \text{ im Luftspalt}$$

$$l = \text{Gesamte Leiterlänge der Spule}$$

$$v = \text{Tastkopf-Geschwindigkeit}$$

Infolge des starken Magnetkreises und der vielen Windungen der Tauchspule ist die Empfindlichkeit sehr gross.

(Tauchspulen-Mikrophon)



Bewegung eines einzelnen Leiters im Magnetfeld

Im Magnetfeld befindet sich ein dünnes, an den Enden ortsfest aufgespanntes Bändchen.

Dank der geringen Masse des Bändchens genügt eine kleine Kräfte F zu dessen Durchbiegung.

(Dynamischer Luftdruckmesser, Bändchenmikrophon)

Magnetisch-induktive Durchflussmesser

Meßprinzip

Die Grundlage für die magnetisch-induktive Durchflußmessung ist das Faradaysche Induktionsgesetz. Wird in einem Magnetfeld ein Leiter bewegt, so wird in ihm eine Spannung induziert.

Bei der geräte-technischen Ausnutzung dieses Meßprinzips durchfließt der leitfähige Meßstoff ein Rohr, in dem senkrecht zur Fließrichtung ein Magnetfeld erzeugt wird.

Die im Meßstoff induzierte Spannung wird von zwei diametral angeordneten Elektroden abgegriffen. Diese Meßspannung U ist der magnetischen Induktion B , dem Elektrodenabstand D sowie der mittleren Strömungsgeschwindigkeit v proportional

$$U \sim B \cdot D \cdot v$$

U = Meßspannung
 B = magnetische Induktion
 D = Elektrodenabstand
 v = mittlere Fließgeschwindigkeit

Wird berücksichtigt, daß die magnetische Induktion B und der Elektrodenabstand D konstante Werte sind, so ergibt sich:

$$U \sim v$$

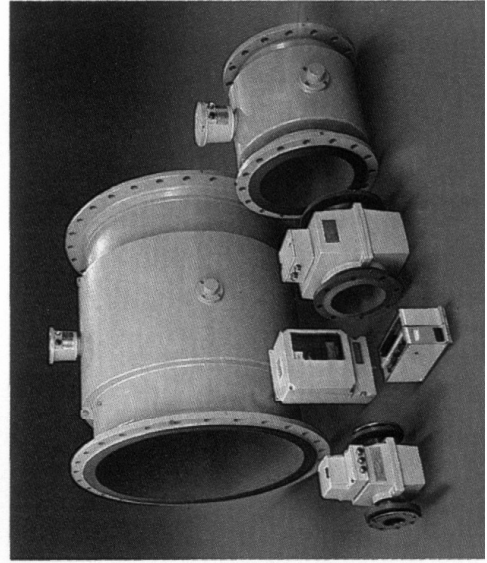
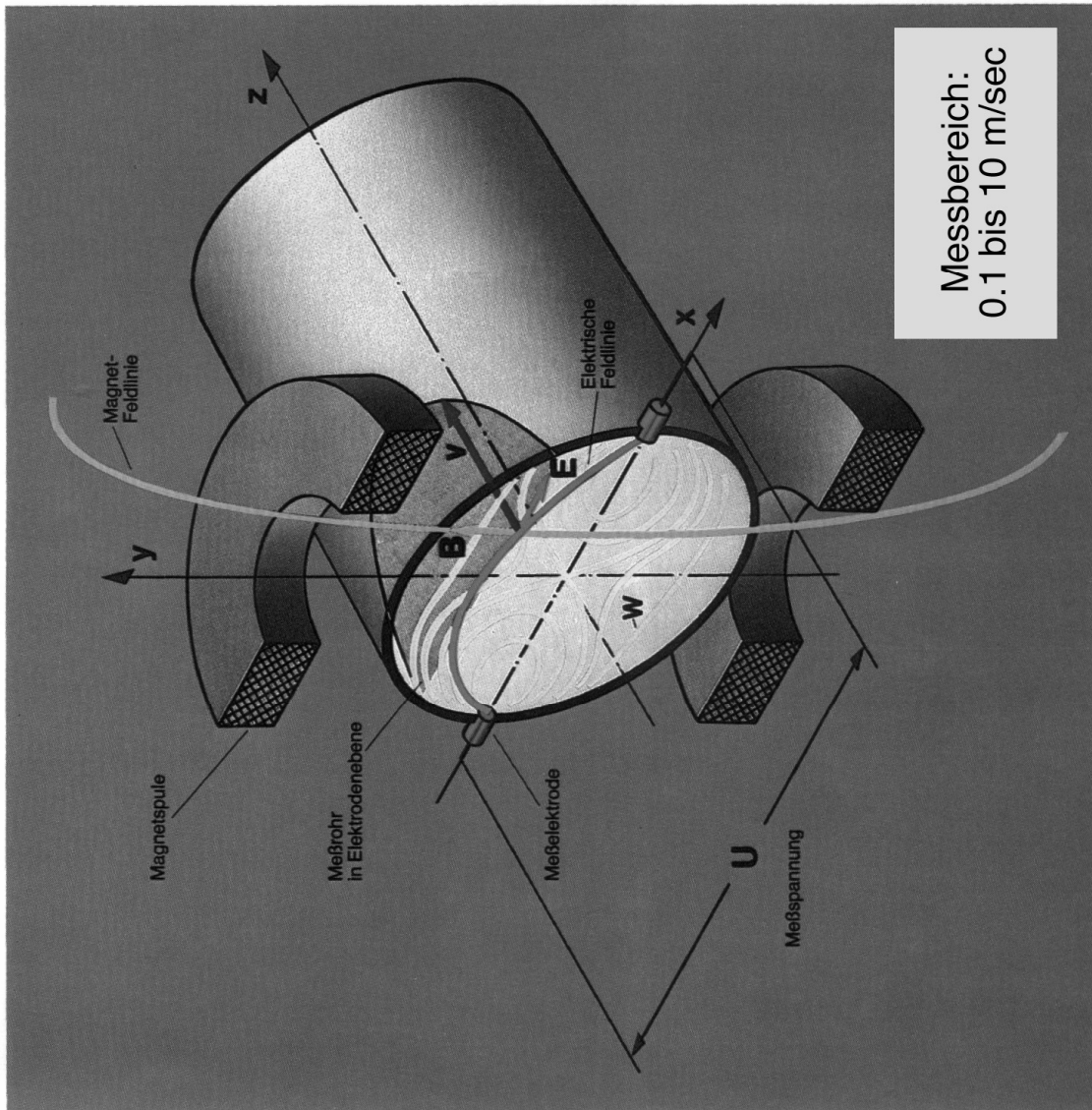
Der Volumendurchfluß wird wie folgt ermittelt:

$$q_v = \frac{D^2 \cdot \pi}{4} \cdot v \quad q_v = \text{Volumendurchfluß}$$

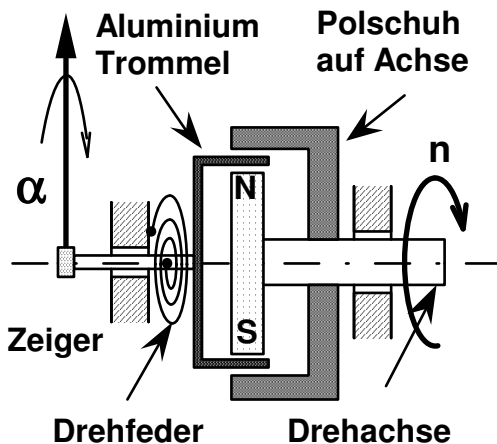
Daraus folgt, daß die Meßspannung U linear und proportional zum Volumendurchfluß ist:

$$U \sim q_v$$

Meßwertaufnehmer werden für Rohrenweiten 3 mm bis 2,5 m hergestellt.



3.2.2. Wirbelstromeffekt



Drehzahlsensor nach Wirbelstromprinzip

Die Aluminiumtrommel wird durch die Stromkräfte mitgenommen. Die Drehzahl n erzeugt ein Mitnahme-Drehmoment M_1 , die Feder bewirkt ein Gegendrehmoment M_2 :

$$M_1 = K_1 \cdot \frac{\rho \cdot \phi^2 \cdot n}{\rho}$$

$$M_2 = K_2 \cdot \alpha$$

K_1, K_2 = Konstanten

n = Drehzahl

ρ = Polpaaranzahl

ϕ = magn. Fluss über 1 Pol

ρ = spez. elektr. Widerstand

Anwendung: Drehzahlsensor im Automobil

Geschwindigkeits- und Beschleunigungssensor nach Wirbelstromprinzip

Die Kraft F_w ist proportional zur Geschwindigkeit v , die induzierte Spannung u proportional zur Beschleunigung b der bewegten Platte:

$$F_w = K_1 \cdot \frac{A \cdot h \cdot B^2 \cdot v}{\rho}$$

$$u = K_2 \cdot \frac{dB_w}{dt} \approx B \cdot \frac{dv}{dt} \approx b$$

A = Stirnfläche der Polschuhe

B = Induktion durch Magnet

B_w = Induktion durch Wirbelstrom

h = Dicke der Platte

ρ = spez. elektr. Widerstand

Anwendung: Heute fast nur noch für geschwindigkeitsabhängige Bremsvorrichtungen

Vorteile:

- Berührungslos (**aber nicht rückwirkungsfrei!**)
- Zuverlässig über einen grossen Temperaturbereich

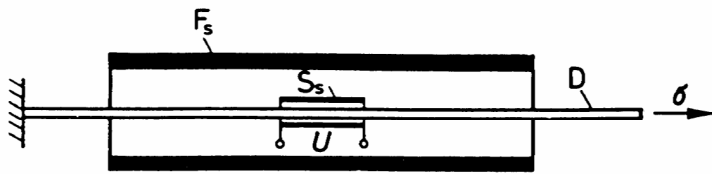
Nachteile:

- Kräftiges Wirbelstromfeld erforderlich
- Erwärmung des Leiters zu erwarten
- beträchtliche Bremskraft **F**
- bei grossen Geschwindigkeiten v treten Phasenverschiebungen der Wirbelströme und damit Nichtlinearitäten auf.

Neben-Effekte:

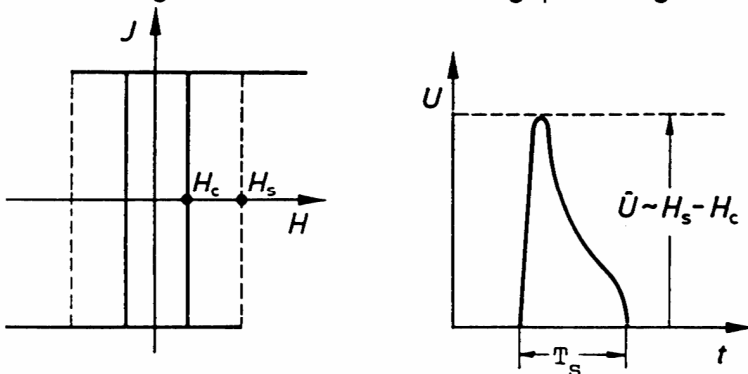
- Weil die Dicke h und die Leitfähigkeit ρ eine Rolle spielen, kann die Wirbelstrommethode gegebenenfalls zur Messung von Inhomogenitäten bei der Produktion von Bandmaterial herangezogen werden.

3.2.3. Wiegand- und Impulsdrahtsensoren

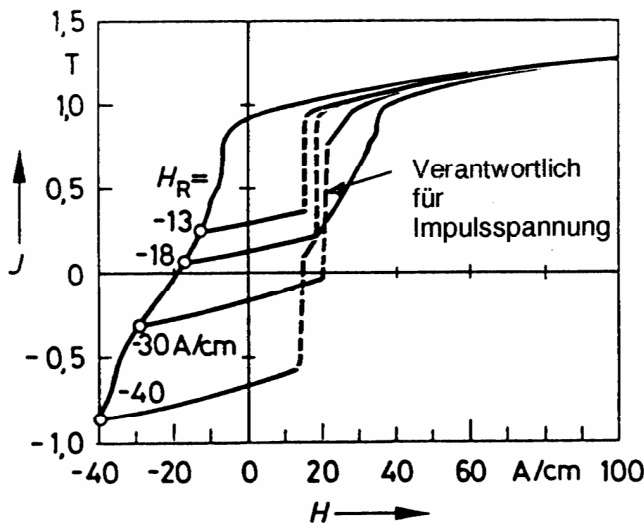


Messanordnung für die Hystereseschleife J(H)

F_s: Erregerspule **S_s**: Sensorspule
D: Wiegand-Draht **σ**: Zugspannung



H_s: Schaltfeldstärke **H_c**: Koerzitivfeldstärke
J: Sättigungspolaris. **U**: Impulsspannung
T_s: Schaltzeit (ca. 40 μsec)



Hystereseschleifen des Wiegand-Drahtes für verschiedene Rücksetzfelder **H_R**.

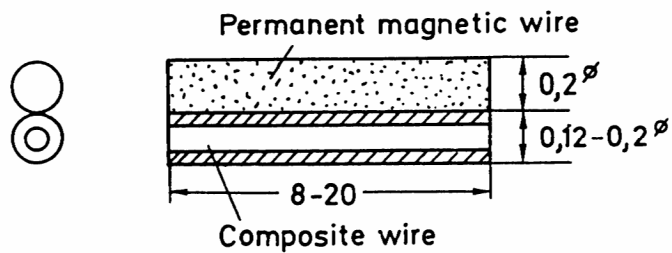
Die **Impulsspannung U** tritt nur im **Setzfeld** (gestrichelte Linie) auf. Gut reproduzierbare Impulse erhält man nur für **H_R** von -10 bis -20 A/cm. Beim Rücksetzen tritt nur ein kleines, stark frequenzabhängiges Signal auf.

3.2.3.1. Wiegand-Effekt

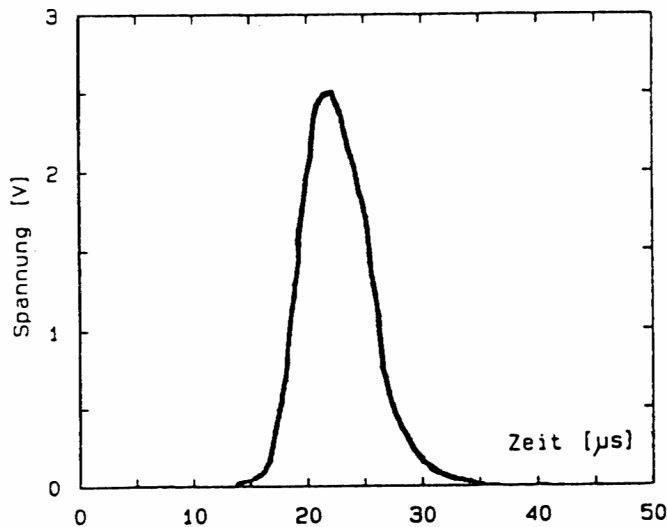
Erzeugt man in einem ferromagnetischen Draht eine Inhomogenität wie in einer Glasfaser, **weichmagnetischer Kern umschlossen von einem hartmagnetischen Mantel**, so erhält man ein **bistabiles magnetisches Element**. Durch geeignete mechanische und thermische Belastung erreicht man, dass Kern und Mantel entgegengesetzte Magnetisierung haben. In einem langsam ansteigenden äusseren Magnetfeld **H_s** oberhalb der Koerzitivfeldstärke **H_c** lässt sich die Magnetisierung des Kernes **sprunghaft** umkehren.

Die **sprunghafte Änderung der Magnetisierung** kann man durch eine Induktionsspule nachweisen. Man erhält zwei Werte **H_s** für das externe Magnetfeld, bei denen die Magnetisierung des Kernes jeweils ihre Richtung ändert. Man verwendet z. z. Legierungen, die z. B. 52% Kobalt, 38% Eisen und 10% Vanadium enthalten (Vicalloy). Bei einem Drahtdurchmesser von **0.3 mm**, einer Länge von **30 mm** und einer Induktionsspule von **2600** Windungen erhält man **Spannungsamplituden von 8 V**.

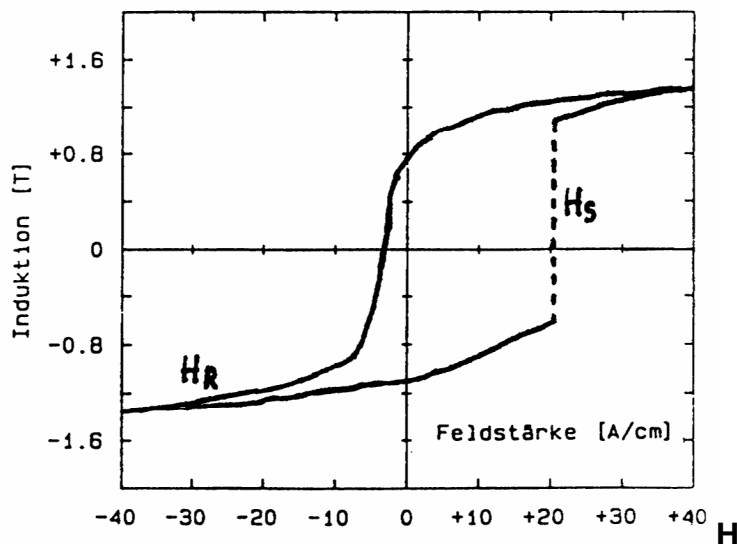
Man bezeichnet Drähte mit diesen Eigenschaften nach ihrem Entdecker als **Wiegand-Drähte (1981)**. Mit einem Wiegand-Draht und einer Spule lassen sich **aktive Magnetfeld-Sensoren** herstellen, die leicht zu verarbeitende **Ja-/Nein-Signale** liefern.



Schematischer Aufbau des Impulsdrahtes
(Abmessungsbereiche in mm)



Impulsspannung des Impulsdrahtes
mit 1000 Windungen (MSE 590/003)



Hystereseschleife des Impulsdrahtes

Die Schaltspannung tritt bei der Schaltfeldstärke H_S von ca. **22 A/cm** auf, die notwendige Rücksetzfeldstärke H_R beträgt mindestens **30 A/cm**.

Maximalwerte: H_S unbegrenzt, H_R max 300 A/cm

3.2.3.2. Impulsdraht

Während Wieganddrähte ihre mechanische Spannung durch Torsion erhalten, werden beim vorliegenden Impulsdraht Verbunddrähte aus zwei unterschiedlichen Legierungen verwendet, bei denen der Mantel den Schaltkern unter Zugspannung setzt und bei einigen Legierungskombinationen die notwendige Dauermagnetfunktion übernimmt.

Beim Impulsdraht MSE 590/003 (Vacuumschmelze) besteht der **Schaltkern** aus

VACOFLUX® 50 (49 Gew.% Co 2V-Fe), der **Mantel** aus

VACON® 30 (28Ni-18Co-Fe).

Der Drahtdurchmesser beträgt ca. 0.12-0.2 mm. Parallel zum Verbunddraht ist ein **Dauermagnetdraht** eingebaut.

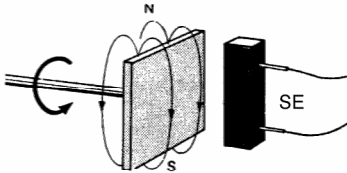
Spezifikation des Sensors MSE 590/003:

Sensorgröße:	3.5 \varnothing x 22 mm
Spule:	1000 Windungen
Impulsamplitude:	2.5 Volt
Impulshalbwertsbreite:	10 μ sec
Ansteuerfeld:	$\pm 30 \dots \pm 300$ A/cm
Schaltfeldstärke:	20 A/cm
Innenwiderstand:	300 Ω
Max. Impulsleistung:	4 mW
Max. Impulsenergie:	70 nWs
Betriebstemperatur:	-200 bis + 180°C
Grenzfrequenz:	DC bis 10 kHz

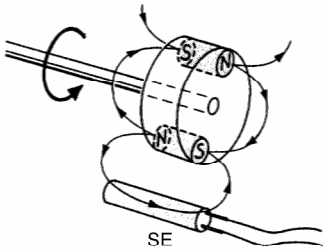
Anwendungen und Ansteueranordnungen für Impulsdrahtsensoren

Umdrehungszähler

(1 Impuls pro Umdrehung)



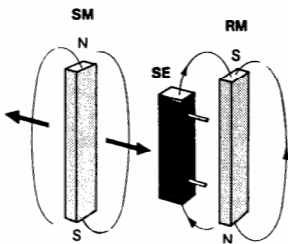
- sehr einfache Anordnungen



- kleine (preiswerte) Magnete
- große mechanische Toleranzen im Zusammenbau zulässig
- große Ansteuerabstände möglich (> 10 mm)

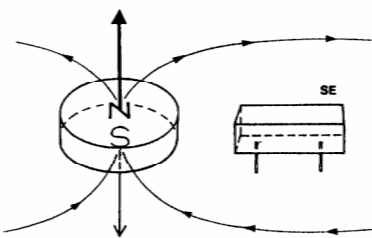
magnetische Vorspannung

feststehender Rücksetzmagnet, bewegter Schaltmagnet



- nur ein bewegter Magnet
- sehr große mechanische Toleranzen zulässig

Magnetfeld-Richtungswechsel



SM = Schaltmagnet
RM = Rücksetzmagnet
SE = Sensorelement

- nur ein Ansteuer magnet
- große Ansteuerabstände (15 ... 20 mm)
- "eindeutige Logik" (Impulsauslösung nur beim "AUF"-Bewegen, beim Rückfahren kein Impuls)

● Gaszähler (Haushaltsbereich)

- kein Stromverbrauch
- kein Verschleiß, unbegrenzte Lebensdauer
- mechanisch robustes Element, große Einbautoleranzen
- günstige Eigenschaften bezüglich Explosionsschutz

● Durchfluß-Zähler

- => Chemie, Petrochemie, Papierindustrie ...
Ovalrad- oder Birotorzähler und ähnliche
=> Wasserzähler
- Ansteuerung durch (metallische) Trennwände
 - Registrierung auch bei geringstem Durchfluß
 - kein Stromverbrauch
 - optische Signalübertragung (LED-Ansteuerung)

● Wegstreckenzähler, Tachometer

- => Kfz-Bereich
=> versicherungsrechtliche oder abrechnungstechnische Zusatzeinrichtungen
- einfach anbaubar
 - robust, vibrationsfest
 - kein Stromverbrauch, daher unabhängig vom Bordnetz
 - Registrierung auch bei geringsten Geschwindigkeiten

● Näherungsschalter

- Ansteuerung durch metallische Trennwände
- hohe zeitliche Auflösung (> 10 kHz)
- keine Elektronik, Zähler direkt ansteuerbar

● Drucktasten

- => z.B. Betätigungseinrichtungen in explosionsgeschützten Bereichen
- Explosionsschutz
 - optische Signalübertragung (LED-Ansteuerung)
 - kontakt- und prellfrei

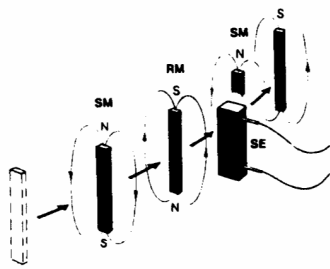
● Positions-, Endschalter

- => Hydraulik, Pneumatik
=> Maschinensteuerung
- Ansteuerung durch metallische Trennwände
 - mechanisch robust, vibrationsfest

● Zähleinrichtung für Hubbewegungen

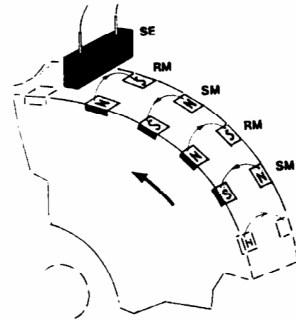
- => z.B. Balgen-Gaszähler
(spezielle Vorteile s. "Gaszähler")

Magnetpolräder



Stabmagnete

- einfache Bestückung
- größere Ansteuerabstände



Magnetpaare

- kleinere Magnete
- engere Polteilung
- sehr exakte Schaltpunkte

Hinweis:

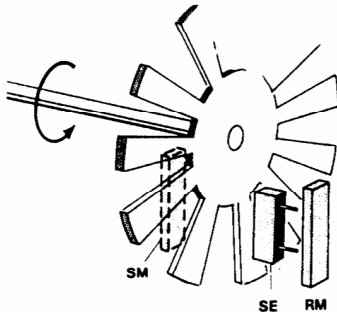
Bei diesen Anordnungen kann die Auflösung jeweils durch mehrere Sensoren am Umfang des Rades vervielfacht werden! Außerdem kann dann aus der Impulsfolge die Drehrichtung abgeleitet werden.

- **Durchfluß-Meßgeräte**
(hochauflösend, viele Impulse pro Umdrehung)
=> Mineralölzähler
=> Großgasmesser
=> chem. Industrie, Lebensmittelindustrie
- Ansteuerung durch metallische Trennwände
- Registrierung sehr geringer Durchflußmengen
- kein Stromverbrauch
- Explosionsschutz

- **hochauflösende Drehzahlaufnehmer**
=> z.B. Elektro-Großantriebe
- mechanisch robust, vibrationsfest
- sehr exakte Schaltpunkte
- hohe zeitliche Auflösung (> 10 kHz)
- leicht digital weiterverarbeitbare Signale

- **Drehwinkel-Encoder**
=> Ergänzung zu optischen und elektromechanischen Resolvem
- kein Stromverbrauch: Notlaufeigenschaften
=> eigenständige Resolver (relativ geringe Auflösung)
- kein Stromverbrauch: versorgungsunabhängig
- optische Signalübertragung (LED-Ansteuerung)

Fe-Blendenrad



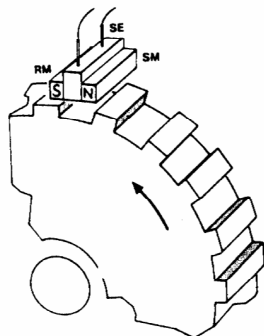
- sehr preiswerte Ansteueranordnung
- große mechanische Toleranzen zulässig

- **Drehzahlerfassung im Kfz**
=> elektronische Tachometer
=> Motorsteuerung

- preiswerte Ansteueranordnungen
- mechanisch robust, vibrationsfest
- drehzahlunabhängige Signalintensität
- leicht zu verarbeitende, intensitätsstarke Signale
- Möglichkeit der optischen Signalübertragung (LED-Ansteuerung)

Zahnradabtastung

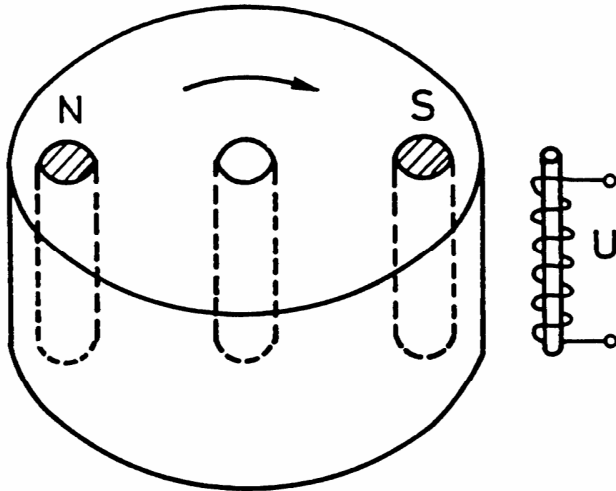
Im Entwicklungsstadium. Wahrscheinlich nur geringe Luftspalte realisierbar und geringe Einbautoleranzen zulässig



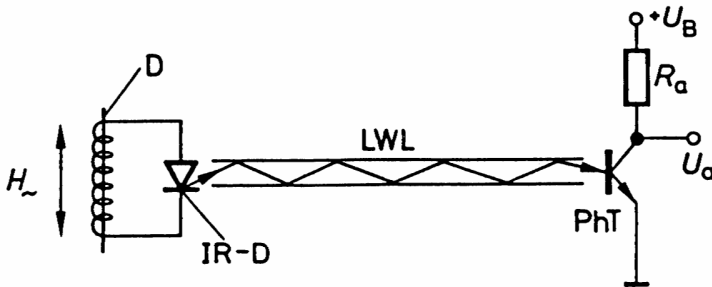
- preiswerte Ansteueranordnung
- höhere Auflösung erreichbar

SM = Schaltmagnet
RM = Rücksetzmagnet
SE = Sensorelement

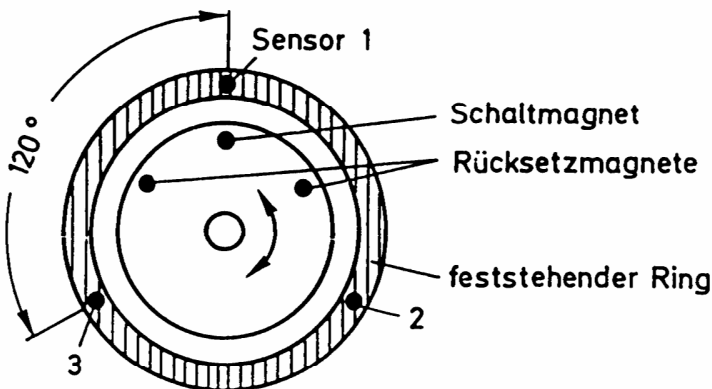
- **Drehzahlerfassung allgemein**
als preiswerte Alternative zum Magnetpolrad



Schematischer Aufbau eines Generators



Signalübertragung mit Lichtwellenleiter



Umdrehungszähler mit Richtungserkennung

Einsatz als Low Power-Stromversorgung

Die relativ hohe Impulsleistung von 4 mW und der hohen Impulsenergie von 70nWs bei Leistungsanpassung ermöglicht die Realisierung einer Low Power-Stromversorgung. Allerdings darf der Abstand der Magnete nicht wesentlich kleiner sein als die Magnetlänge, damit sich die Magnetfelder nicht gegenseitig beeinflussen. Bei einer Trommel von 50 mm Durchmesser können maximal 4 Magnetpaare untergebracht werden.

Bei einer Drehzahl von 3000 U/min entsteht 400 Hz Impulse mit einer gemittelten Leistung von ca. 20 µW. Diese Leistung reicht z. B. knapp für den Leuchtbetrieb einer LED, aber ganz gut für eine Impulsübertragung via Lichtleiter (siehe Bild).

Vorteile von Impulsdrähten:

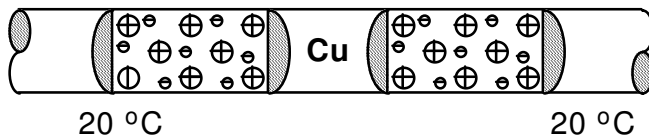
- aktiver Sensor
- genügende Spannung von 1 bis 3 Volt zur Ansteuerung einer Analog- oder Digital-elektronik
- Grosser Temperaturbereich von -200°C bis +180°C
- Grosser Schaltabstand, durchdringt auch nicht-magnetische Materialien

Nachteile von Impulsdrähten:

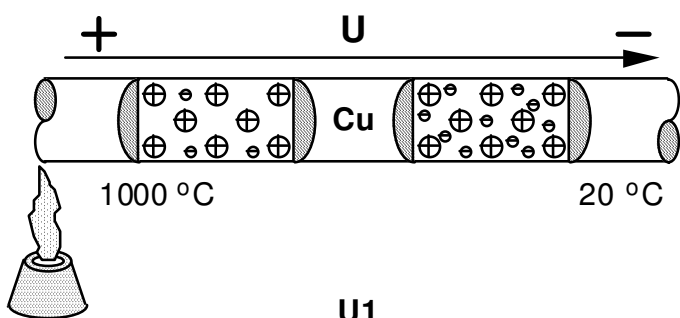
- keine Zustandserkennung möglich, oder nur mit zusätzlicher Speicher-elektronik
- benötigt Rücksetzung durch ein statisches oder dynamisches Gegenfeld
- sehr kurzer Impuls 10 µsec.

3.3. Thermoelemente

3.3.1. Anschauliche Darstellung des physikalischen Effektes der Thermospannung

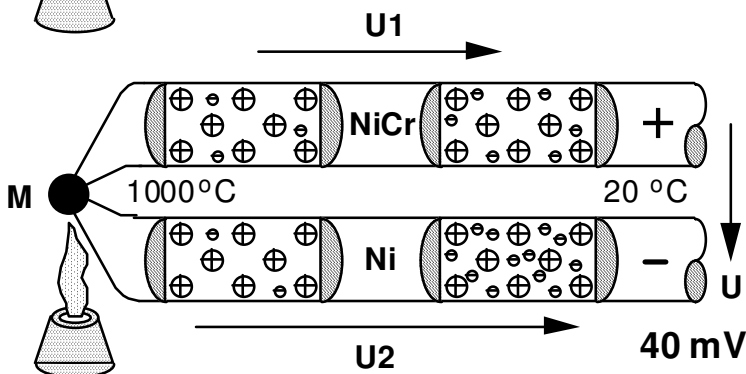


Die **Thermospannung** ist ein **Volumendiffusionseffekt**.



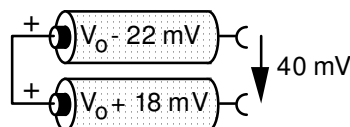
Am heißen Ende wird aufgrund der höheren kinetischen Energie eine **Verarmung** von Ladungsträgern und **am kalten Ende** eine **Anreicherung** eintreten.

Das **kalte** Ende wird sich daher **negativ** aufladen.



Mit einem **Knoten** eines Thermoelementes bewirkt man daher **nicht** den **Effekt** der Thermospannung.

Man verbindet lediglich die Pluspole zweier Batterien und misst die **Spannungsdifferenz** dieser zwei Batterien.



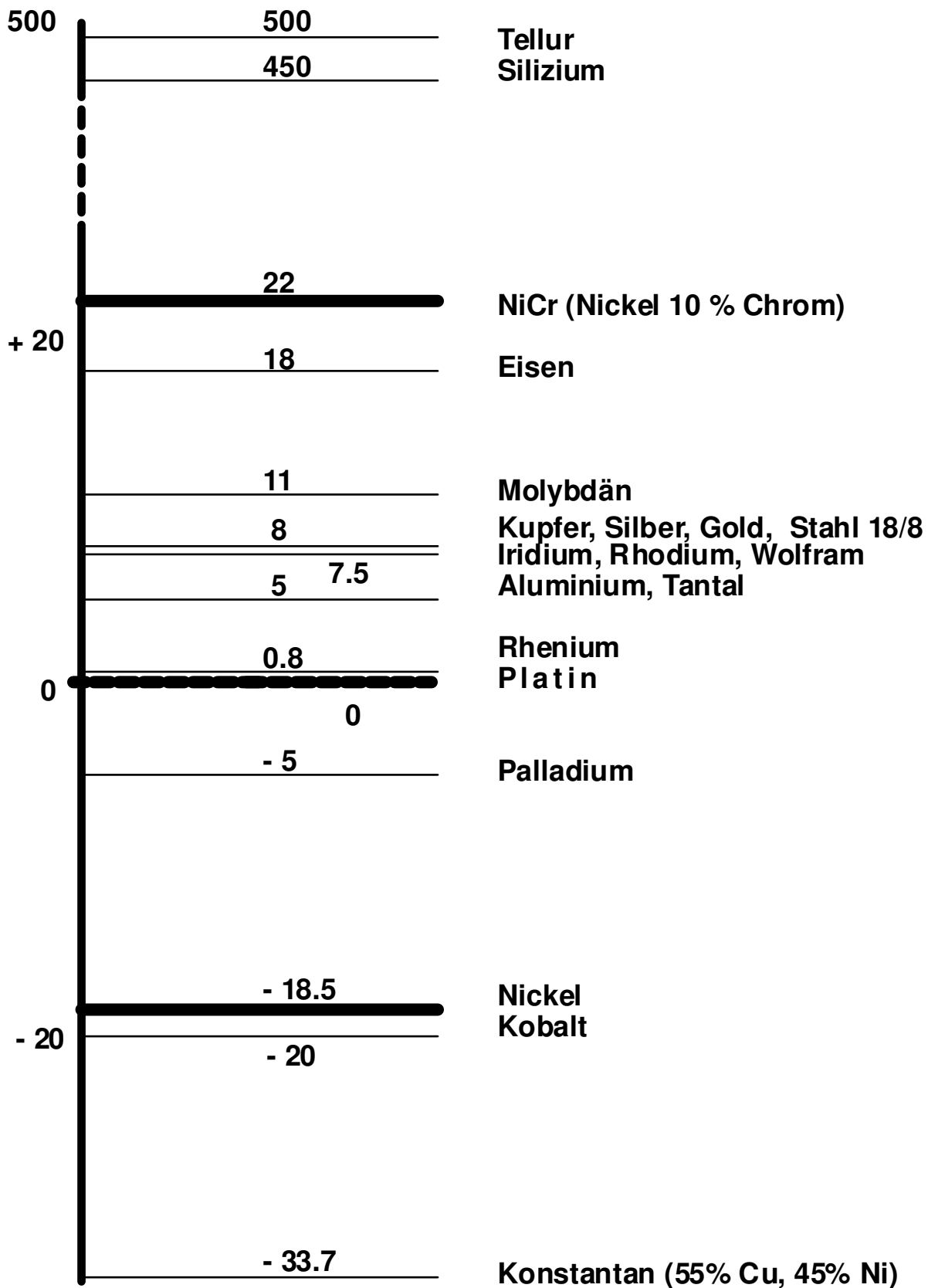
Die **Thermospannung** als **Funktion** der **Temperatur** ist nichts anderes als die **temperaturabhängige Spannungsdifferenz** dieser beiden Batterien.

Thermospannungsänderungen $\Delta U/\Delta T$ bezogen auf Platin:

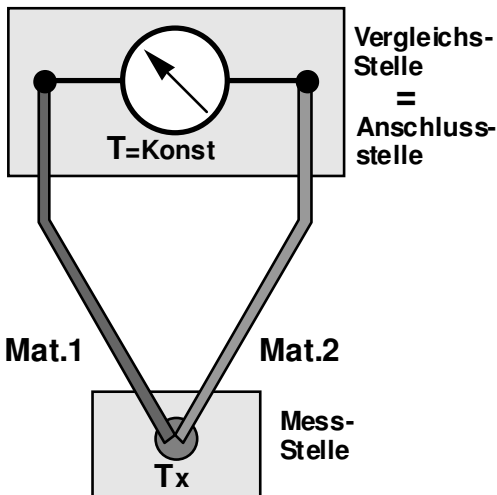
NiCr: 22 $\mu\text{V}/\text{K}$, Ni: -18.5 $\mu\text{V}/\text{K}$
(an Klemme rechts gemessen!)

Die **Thermospannung** von **40 mV** bei **1000 °C** errechnet sich näherungsweise aus:
 $\{22 - (-18.5)\} \mu\text{V}/^\circ\text{C} \text{ mal } (1000 \text{ }^\circ\text{C} - 20 \text{ }^\circ\text{C}) =$
40.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C} \cdot 980 \text{ }^\circ\text{C}$

3.3.2. Thermospannungsänderung $\Delta U/\Delta T$ in $\mu\text{V}/\text{K}$



3.3.3. Thermoelemente in der Praxis



3.3.3.1. Messprinzip

Ein Thermoelement besteht aus 2 elektrischen Leitern, meist Drähten aus verschiedenen Werkstoffen (**Mat. 1** und **Mat. 2**), die an einem Ende (**Mess-Stelle**) miteinander verbunden sind. Die beiden offenen Enden (**Vergleichs-Stelle**) sind durch Leitungen mit einem Anzeigegerät, z. B. einem Galvanometer oder einer Kompensationsmesseinrichtung verbunden. Die an der Vergleichs-Stelle auftretende **Thermospannung** hängt vom **Werkstoff der Thermodrähte** und von der **Temperaturdifferenz ($T_x - T_{\text{konst}}$)** zwischen **Mess-Stelle** und **Vergleichs-Stelle** ab.

3.3.3.2. Tabelle von Thermospannungen

Die Thermospannungen der Thermoelemente sind in sogenannten **Grundwertreihen** festgelegt. Für die genormten Thermoelemente **Cu-CuNi, Typ U** und **T**, **Fe-Cu-Ni, Typ L** und **J**, **NiCr-Ni, Typ K**, **PtRh-Pt, Typ R** und **S**, **NiCr-CuNi, Typ E**, **Pallapat**, **Ag-CuNi** etc. gelten die **DIN-Normen DIN 43 710** und **DIN IEC 584-1**. Hier einige Richtwerte:

Cu-CuNi (U): 19 bis 61 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, -200 bis +400 $^\circ\text{C}$

NiCr-Ni (K) 16 bis 39 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, -200 bis +1000 $^\circ\text{C}$

PtRh-Pt (R): 5.5 bis 14 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 0 bis +1600 $^\circ\text{C}$

3.3.3.3. Praktische Anordnung

Für Temperaturmessungen muss die **Temperatur der Vergleichs-Stelle konstant** gehalten werden. Ist dies nicht möglich, so verlängert man das Thermoelement mit **Ausgleichsleitungen** bis zu einer Stelle konstanter Temperatur.

Ausgleichsleitungen liefern bis 200 $^\circ\text{C}$ die gleiche Thermospannung wie die zugehörigen Thermoelemente. Die zu den jeweiligen Thermoelementen

gehörenden Ausgleichsleitungen sind durch **besondere Kennfarben** bezeichnet, da zu jedem Thermoelement jeweils nur die aus passendem Material bestehende Ausgleichsleitung verwendet werden darf. Für die genormten **Ausgleichsleitungen** gelten die **DIN-Normen 43 713** und **43 714**.

3.3.3.4. Lieferformen und Anschluss an Messgeräte

Thermoelemente werden vorwiegend betriebsfertig geliefert, d. h. in Schutzfassungen, die die Zerstörung der Thermopaare durch mechanische Kräfte oder chemischen Angriff verhindern. Die freien Enden der Ausgleichsleitung werden mit dem Anzeigeelement (bzw. Schreiber oder Regler) mittels Kupferdraht verbunden. Beim Verlegen und Anschliessen von Leitungen muss der **Pluspol des Thermoelementes (roter Kennfaden)** mit der **Plusklemme** des Anzeigeelementes verbunden werden.

3.3.3.5. Grundwerte der Thermospannungen

Grundwerte der Thermospannungen in mV

Temperatur der Vergleichsstelle (Bezugstemperatur) 0°C.

Kurzeichen des Thermopaars	Cu-CuNi Typ U DIN 43710		Cu-CuNi Typ T DIN IEC 584-1		Fe-CuNi Typ L DIN 43710		Fe-CuNi Typ J DIN IEC 584-1		NiCr-Ni Typ K DIN IEC 584-1		Pallaplat®		PtRh-Pt Typ R DIN IEC 584-1		PtRh-PtRh Typ B DIN IEC 584-1	
	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %
+ Schenkel	Kupfer	Kupfer	Kupfermickel	Eisen	Eisen	Kupfermickel	Kupfermickel	Nickelchrom	Nickel	Nickel	Nickel	Leg. 40	PtRh 87/13 %	PtRh 70/30 %		
- Schenkel	Kupfermickel	Kupfermickel	Kupfermickel	Kupfermickel	Kupfermickel	Kupfermickel	Kupfermickel	Nickel	Nickel	Nickel	Leg. 32	Platin	Platin	Platin		
Temperatur °C	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %	Grundwerte mV	zulässige Abweichung %
- 200	-5,70	±1 °C oder 0,015 % bis +40 °C	-5,603	±1 °C oder 0,015 % bis +40 °C	-8,15	±2 °C	-7,890	±2,5 °C oder 0,015 % bis +40 °C	-5,891	±2 °C	0	-	-	-	-	-
- 100	-3,40	±1 °C oder 0,015 % bis +40 °C	-3,378	±1 °C oder 0,015 % bis +40 °C	-4,75	±2 °C	-4,632	±2,5 °C oder 0,015 % bis +40 °C	-3,553	±2 °C	0	-	-	-	-	-
± 0	0	-	0	-	0	-	0	-	0	-	0	-	-	0	0	0
+ 20	0,80	-	0,789	-	1,05	-	1,019	-	0,789	-	0,113	-	0,111	0,111	0,002	0,002
+ 50	2,05	-	2,035	-	2,65	-	2,585	-	2,022	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	0,299	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	0,296	0,296	0,033	0,033
+ 100	4,25	-	4,277	-	5,37	-	5,268	-	4,095	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	0,645	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	0,647	0,647	0,178	0,178
+ 200	9,20	±3	9,286	±3	10,95	±3	10,777	±3	8,137	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	1,440	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	1,468	1,468	0,431	0,431
+ 300	14,90	-	14,860	-	16,56	-	16,325	-	12,207	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	2,323	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	2,400	2,400	0,786	0,786
+ 400	21,00	-	20,869	-	22,16	-	21,846	-	16,395	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	3,260	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	3,407	3,407	1,241	1,241
+ 500	27,41	±0,75		±0,75	27,85	-	27,388	-	20,640	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	4,234	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	4,471	4,471	1,791	1,791
+ 600	34,31	-		-	33,67	-	33,096	-	24,902	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	5,237	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	5,582	5,582	2,430	2,430
+ 700		-		-	39,72	-	39,130	-	29,128	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	6,274	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	6,741	6,741	3,154	3,154
+ 800		-		-	46,22	-	45,498	-	33,277	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	7,345	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	7,949	7,949	3,957	3,957
+ 900		-		-	53,14	-	51,875	-	37,325	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	8,448	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	9,203	9,203	4,833	4,833
+1000		-		-		-	57,942	-	41,269	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	9,585	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	10,503	10,503	5,777	5,777
+1100		-		-		-	63,777	-	45,108	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	10,754	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	11,846	11,846	6,783	6,783
+1200		-		-		-	69,536	-	48,828	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	11,947	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	13,224	13,224	7,845	7,845
+1300		-		-		-		-	52,398	±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	13,155	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	14,624	14,624	8,952	8,952
+1400		-		-		-		-		±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	14,368	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	16,035	16,035	10,094	10,094
+1500		-		-		-		-		±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	15,576	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	17,445	17,445	11,257	11,257
+1600		-		-		-		-		±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	16,771	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	18,842	18,842	12,426	12,426
+1700		-		-		-		-		±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C	17,942	±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1600 °C	20,215	20,215	13,585	13,585
+1800		-		-		-		-		±2,5 °C oder 0,0075 % bis +350 °C		±1,5 °C oder 0,0025 % bis +1700 °C				

1) Die Thermospannungen dieser Tabelle erniedrigen sich um die hier angegebenen Thermospannungswerte, wenn die Vergleichstemperatur 20 bzw. 50°C beträgt.

2) Für diese Temperaturen sind die zulässigen Abweichungen der Grundwerte nicht festgelegt. Auf Wunsch geben wir dieselben bei der Lieferung bekannt.

3) Toleranzklasse 2 entspricht etwa der Hälfte der Toleranzklasse 2

Die Steilheit (dickere Zwischenlinie) ist als Grenze der Dauerbenutzung der Thermoelemente in reiner Luft zu verstehen. Bei höheren Temperaturen ist Vorsicht geboten. Die Verwendungsgrenze hängt aber auch vom Drahtquerschnitt ab. Genaue Angaben über die Grenze der Dauerbenutzung sind nicht möglich, da Veränderungen der Thermospannung durch eine große Anzahl von Faktoren hervorgerufen werden können, die sich nicht festlegen lassen.

3.3.3.6. Technische Daten von Thermoelementen nach DIN 43710 und DIN IEC 584-1 (Beispiele Cu-CuNi, Typ U, Kupfer-Konstantan)

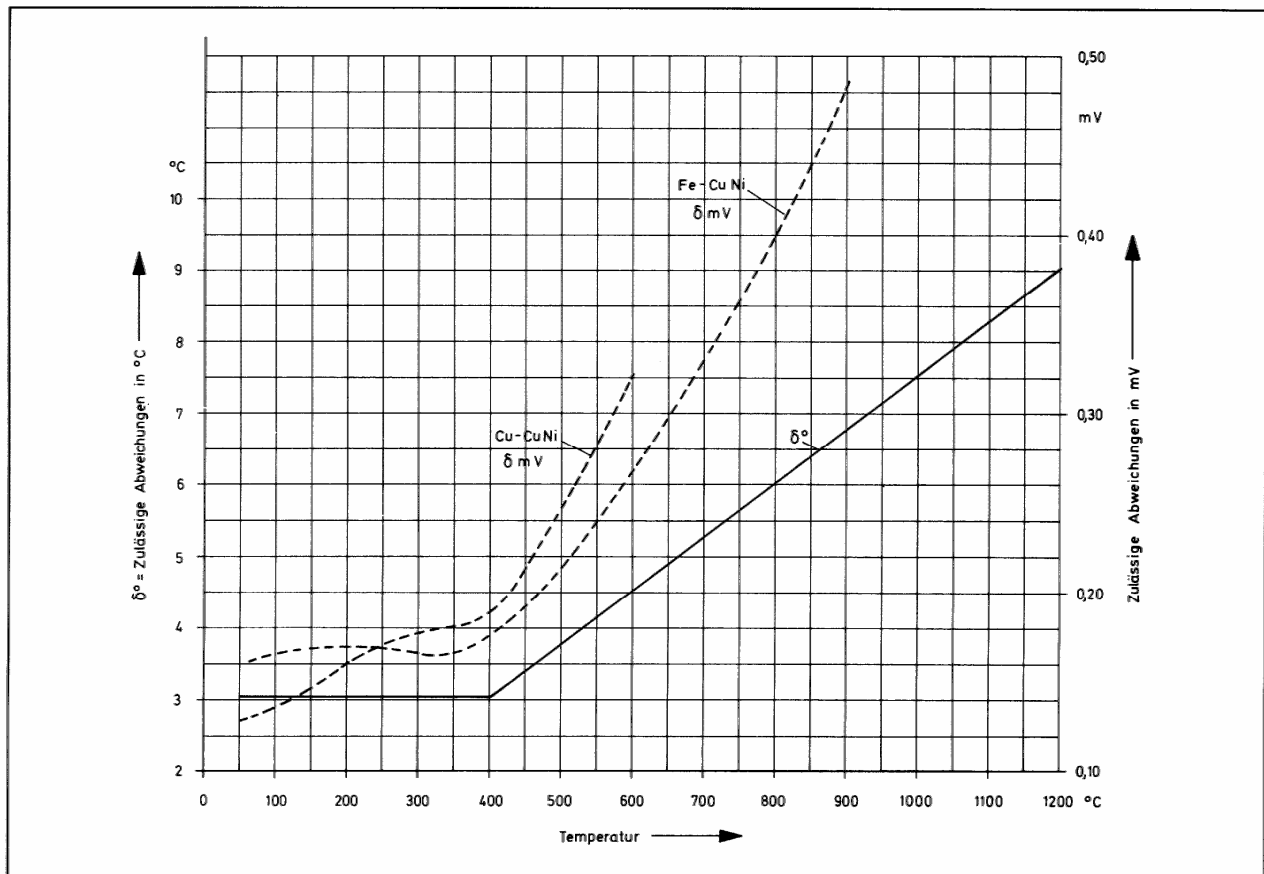
Grundwerte der Thermospannung im mV für Cu-CuNi, Typ U

DIN 43710 (Entwurf 1984)

Kennfarbe braun, RAL 8003 · Temperatur der Vergleichsstelle (Bezugstemperatur) 0 °C · Dauertemperaturgrenze in reiner Luft: 400 °C

°C	mV	mV/°C	°C	mV	mV/°C	°C	mV	mV/°C	°C	mV	mV/°C	°C	mV	mV/°C	°C	mV	mV/°C
-200	-5,70	0,019	-100	-3,40	0,029	± 0	±0	0,040	+100	+4,25	0,046	+200	+ 9,20	0,054	+300	+14,90	0,060
190	5,51	0,019	90	3,11	0,030	+ 10	+0,40	0,040	110	4,71	0,047	210	9,74	0,055	310	15,50	0,060
180	5,32	0,020	80	2,81	0,031	20	0,80	0,041	120	5,18	0,047	220	10,29	0,056	320	16,10	0,060
170	5,12	0,021	70	2,50	0,032	30	1,21	0,042	130	5,65	0,048	230	10,85	0,056	330	16,70	0,061
160	4,91	0,022	60	2,18	0,033	40	1,63	0,042	140	6,13	0,049	240	11,41	0,057	340	17,31	0,061
150	4,69	0,023	50	1,85	0,035	50	2,05	0,043	150	6,62	0,050	250	11,98	0,057	350	17,92	0,061
140	4,46	0,025	40	1,50	0,036	60	2,48	0,043	160	7,12	0,051	260	12,55	0,057	360	18,53	0,061
130	4,21	0,026	30	1,14	0,037	70	2,91	0,043	170	7,63	0,052	270	13,13	0,058	370	19,14	0,062
120	3,95	0,027	20	0,77	0,038	80	3,35	0,045	180	8,15	0,052	280	13,71	0,058	380	19,76	0,062
110	3,68	0,028	10	0,39	0,039	90	3,80	0,045	190	8,67	0,053	290	14,30	0,060	390	20,38	0,062
															+400	+21,00	

Grenzabweichung für Thermoelemente nach DIN 43710



Zulässige Grenzabweichung in °C und mV für die Grundwerte der Thermospannung bei Fe-CuNi - Typ L und Cu-CuNi - Typ U nach DIN 43710

3.3.4. Thermosäulen

Aufbau und Wirkungsweise

Die Thermosäule besteht aus 16 hintereinander geschalteten Cu-CuNi-Thermoelementen, die zwischen zwei Kapton-Folien (Stärke 25 µm oder 50 µm) eingesiegelt sind. Die „heißen“ Lötstellen der Thermoelemente sind auf einer kreisförmigen Fläche mit 6 mm Ø gleichmäßig verteilt, während die „kalten“ Lötstellen exakt auf einem Kreis mit 10 mm Ø angeordnet sind (Maße siehe Abb. 1).

Der Sensor liefert eine Ausgangsspannung, wenn eine Temperaturdifferenz zwischen den inneren („heißen“) und den äußeren („kalten“) Lötstellen existiert. Diese Temperaturdifferenz wird im allgemeinen durch Zufuhr eines Wärmestroms in Form von Konvektion, Wärmeleitung oder Wärmestrahlung erzeugt.

Anwendung

Da jede Energieform zu 100% in Wärme umgewandelt werden kann, ist es möglich, mit dem Sensor jede Art von Energiestrom (Leistung) nachzuweisen. Der Anwender hat lediglich beim Einbau in ein geeignetes Empfängergehäuse dafür zu sorgen, daß gewisse Randbedingungen für den thermischen Nachweis des Energiestromes erfüllt werden (wie in Abb. 2 dargestellt wird).

Die ankommende Strahlung wird in einem geeigneten Absorber in Wärme umgewandelt und über den Sensor bzw. einen parallel geschalteten Wärmeleiter in die Wärmesenke (Kühlkörper) abgeführt. Absorber, Wärmewiderstand und Kühlkörper müssen der Art des jeweils nachzuweisenden Energiestroms angepaßt werden. Der einfachste Anwendungsfall, bei dem der Sensor selbst als Absorber und Wärmeleiter wirkt und der Kühlkörper lediglich aus einem Metallring besteht, ist in Abb. 3 wiedergegeben. In dieser Anordnung kann der Sensor direkt als Wärmestrahlungs- bzw. Infrarotsensor eingesetzt werden, wobei die maximale Nachweisempfindlichkeit von ca. 0,1 mW erreicht wird. Für höchste Energieströme – z. B. Laserstrahlung – wird gemäß

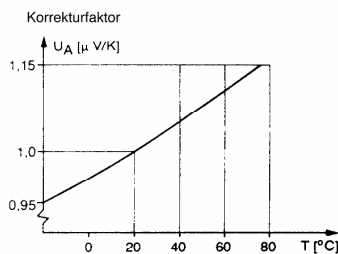


Abb. 5 Temperaturabhängigkeit des Ausgangssignals (normiert auf den Wert bei 20 °C)

3.3.4.1. Strahlungsdetektor

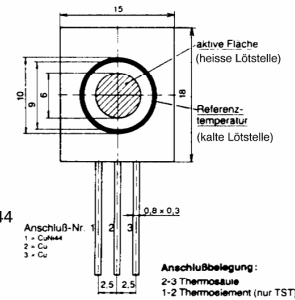
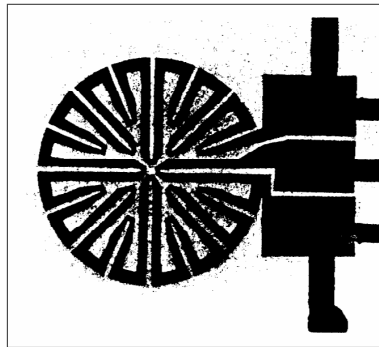


Abb. 1 Abmessungen und Anschlußbelegung der Thermosäule ISA TST

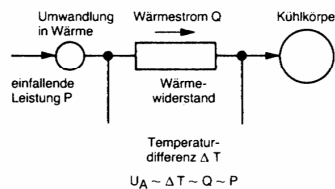


Abb. 2 Schematische Darstellung des Meßprinzips. Die nachzuweisende Leistung wird in Wärme umgewandelt und über einen kalibrierten Wärmewiderstand zum Kühlkörper abgeführt. Ausgangsspannung und Temperaturdifferenz über dem Wärmewiderstand sind proportional zum Wärmestrom und dieser wiederum zur Leistung P.

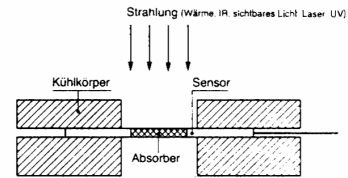


Abb. 3 Schematische Darstellung der Montage eines Strahlungsempfängers mit der Thermosäule ISA TS (T).

Abb. 4 der Sensor zwischen dem Absorber und einem definierten Wärmewiderstand verklebt und auf dem Kühlkörper in der angegebenen Weise befestigt. Als Wärmewiderstand kann z. B. eine Metallfolie aus einer Widerstandslegierung mit einer der maximalen Leistung angepaßten Stärke dienen.

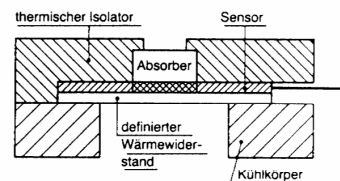


Abb. 4 Montagebeispiel des Sensors zum fertigen Strahlungsempfänger für höhere Leistungen (z. B. Laserstrahlung)

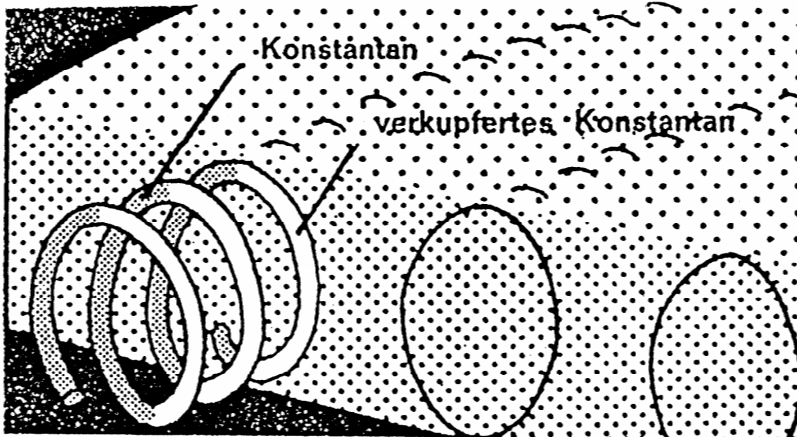
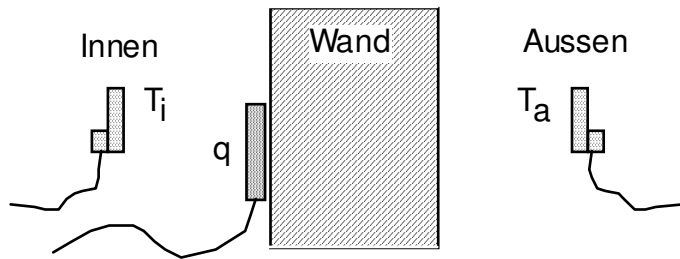
Temperaturkompensation

Wegen der leichten Nicht-Linearität der Thermospannungs-Temperaturkurve des Cu-CuNi-Thermoelementes ist auch das Ausgangssignal des Sensors leicht von der Temperatur abhängig (siehe Abb. 5). Für besonders kritische Anwendungsfälle steht der Typ TST zur Verfügung, bei dem ein zusätzlicher Anschluß aus CuNi44 nach außen führt, so daß die Temperatur im Außenkreis mit Hilfe eines der Thermoelemente gemessen und eine elektronische Korrektur vorgenommen werden kann.



ISABELLENHÜTTE

HEUSLER GMBH KG DILLENBURG
Postfach 1453, D-6340 Dillenburg · Telegr. Isahütte
Telefon (02771) 23031 · Telefax (02771) 23030
Telex/Teletex (17) 277 136 ISABEL



3.3.4.2. k-Wert Sensor

Eine Differenz-Temperaturmessung an einem bekannten Wärmewiderstand liefert den Wärmestrom q , zusammen mit der Innen- (T_i) und Aussentemperatur (T_a) erhält man die für Bauwerke wichtige Wärmedurchgangszahl k (k-Wert).

$$k = \frac{q}{T_i - T_a} \quad [W / m^2 K]$$

Ein verkupferter Konstantandraht wird zu einem Wendel ($\varnothing 5 \text{ mm}$) gewickelt und auf der einen Wendelhälfte wird das Kupfer weggeätzt. Als Spirale aufgewickelt ($\varnothing 50 \text{ mm}$) beträgt die Empfindlichkeit der Serieschaltung von diesen vielen «Knoten» ca. 30 W/m^2 pro mV.

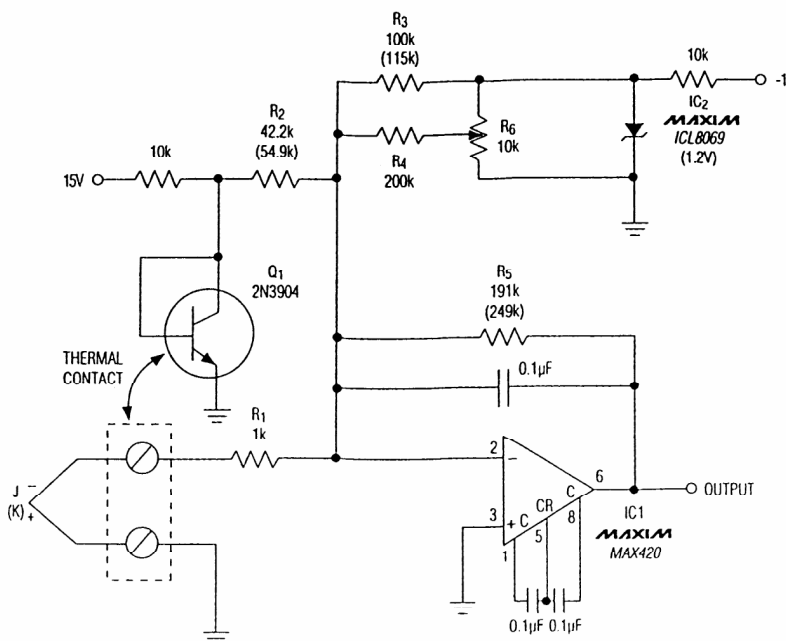
3.3.5. Verstärker für Thermoelemente

Diese Verstärkerschaltung zeigt eine «Cold-Junction»-Kompensation, d. h. es ist nicht notwendig, die Umgebungstemperatur zu kennen. Q1 und die Anschlussschrauben müssen dieselbe Temperatur aufweisen.

Die Empfindlichkeit beträgt:
 $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ bei $25 \text{ }^\circ\text{C}$ und
 $12 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ bei $750 \text{ }^\circ\text{C}$

Die Widerstandswerte gelten für J-Thermoelemente.

Die Widerstandswerte in den Klammern (R2, R3, R5) gelten für K-Thermoelemente.



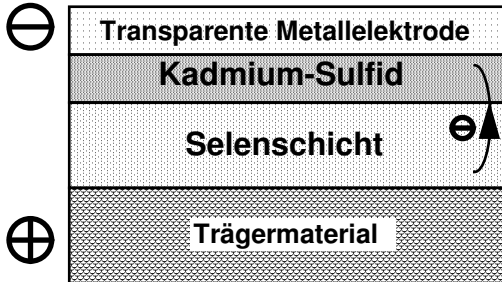
3.3.6. Vor- und Nachteile von Thermoelementen

Vorteile: Grosser Messbereich über mehrere hundert Grad, Messunsicherheit ca. 1°C
 Thermospannung eindeutig definiert durch DIN-Grundwerte
 Langzeitbeständig über mehrere Jahre
 Lange Mess-, respektive lange Ausgleichsleitungen möglich

Nachteile: Sehr geringe DC-Signalamplituden, etwas schwierig für die Verarbeitung.
 Nur bezüglich einer **Referenztemperatur** einsetzbar.

3.4. Aktive Photoelemente

Licht



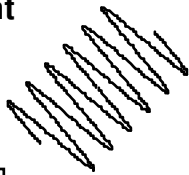
Selen-Photoelement

- Zwei verschiedene Halbleitermaterialien
- Grösste Empfindlichkeit bei 570nm
- Grosse Trägheit infolge der hohen Sperrschicht-Kapazität von ca.40nF/cm²
- Nur bis 50°C verwendbar
- Temperaturfehler bis 1%/°C

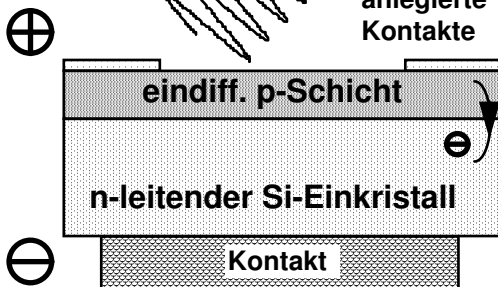
Anwendung:

Früher in batterielosen Belichtungsmessern für Fotoapparate

Licht



anlegierte Kontakte

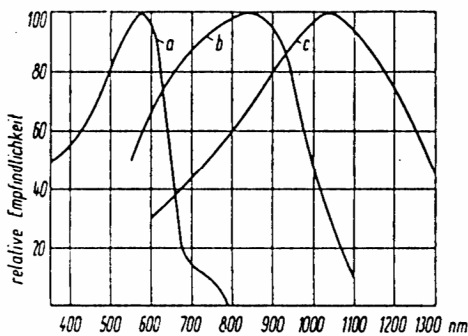


Silizium-Photoelement

- Ein einziges Halbleitermaterial
- Grösste Empfindlichkeit bei 850nm (abhängig von Dotierung)
- schnelle Ansprechzeit
- Bis 175°C verwendbar
- Temperaturfehler -0.55%/°C
- Kurzschluss-Strom proportional zu Beleuchtung

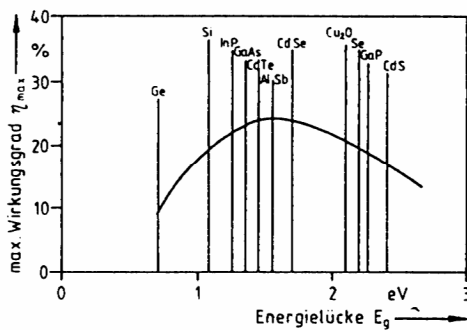
Anwendung:

Solarzellen



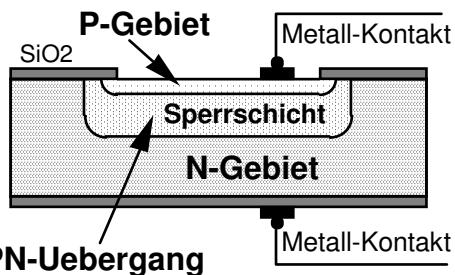
Spektrale Empfindlichkeit von Photoelementen:

- a: Selen-Element
- b: Silizium-Element
- (c: Fotowiderstand)



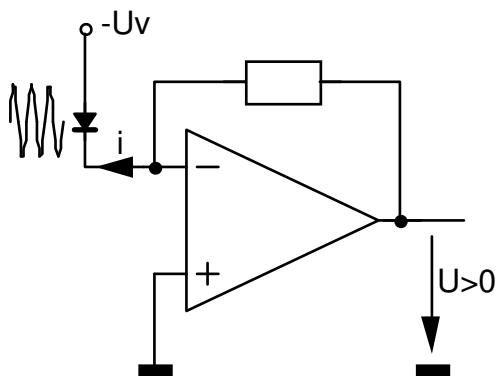
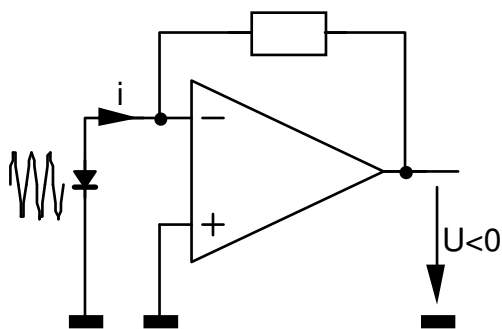
Theoretische Wirkungsgrade verschiedener Solarzellen (Bonnet/Rickus, 1982)

3.4.1. PN-, PIN-Dioden und Avalanche-Fotodioden



PN-Übergang

Wegen der geringen Eindringtiefe des Lichts liegt die Sperrschicht dicht unter der Oberfläche.



PIN-Dioden:

Eine I-Schicht «intrinsic» zwischen P- und N-Schicht erhöht die Empfindlichkeit auf IR und reduziert die Sperrschichtkapazität.

Avalanche-Dioden:

Eine hohe Vorspannung von einigen 100 Volt beschleunigt die Ladungsträger und führt zu Stossionisation (Lawineneffekt).

PN-Diode

Fällt das Licht auf einen PN-Übergang, so werden die Ladungsträger durch die Raumladungszonen voneinander getrennt. Dadurch entsteht eine elektrische Potentialdifferenz, die annähernd logarithmisch mit der Bestrahlungsstärke ansteigt und sich schließlich dem Sättigungswert von 0.6 V nähert. Die **Spannung** ist **unabhängig** von der **Diodenfläche**.

Anwendung: Solarzelle

Schliesst man die Diode kurz, dann fließt ein **Strom**, der **proportional** zur **Bestrahlungsstärke** und zur bestrahlten **Diodenfläche** ist.

Anwendung: Fotoelement

Vorteil: Hohe Empfindlichkeit, geringes Rauschen

Nachteil: Träge, nichtlinear

Passive Lichtsensoren:

Wird an die Diode eine **Vorspannung** in Sperr-Richtung gelegt, nimmt die Sperrschicht-Kapazität ab; weiter fließt bei Dunkelheit kein Strom.

Anwendung: Fotodiode

Vorteil: Kurze Reaktionszeit, Strom über 6 bis 8 Größenordnungen **proportional** zur **Beleuchtungsstärke**

Nachteil: Geringe Empfindlichkeit
Leckstrom erzeugt ein von der Temperatur abhängiges Rauschen

Anwendung: Für IR und Laser Demodulator

Vorteile: Sehr hohe Signalfrequenzen
Sehr empfindlich

Anwendung: Einfache Lichtdetektoren

Vorteil: Hohe innere Verstärkung

Nachteil: Starkes Rauschen

3.5. Chemische Sensoren

3.5.1. pH-Messtechnik

3.5.1.1. Einleitung

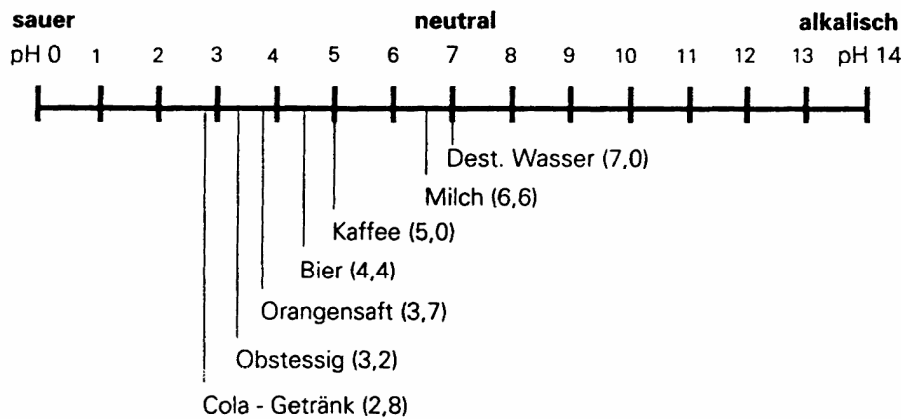


Abb. 1: pH-Werte von verschiedenen Lebensmitteln

Bereich	pH	H ⁺ - Konzentration (mol/l)	OH ⁻ - Konzentration (mol/l)
sauer	0	1	0,00000000000001
	1	0,1	0,0000000000001
	2	0,01	0,000000000001
	3	0,001	0,00000000001
	4	0,0001	0,0000000001
	5	0,00001	0,000000001
neutral	6	0,000001	0,00000001
	7	0,0000001	0,0000001
	8	0,00000001	0,000001
	9	0,000000001	0,00001
	10	0,0000000001	0,0001
	11	0,00000000001	0,001
	12	0,000000000001	0,01
	13	0,0000000000001	0,1
alkalisch	14	0,00000000000001	1

Tabelle 1: pH-Skala

- Dank genauer pH-Messung kann man:
- ein Produkt mit definierten Eigenschaften herstellen
- ein Produkt kostensparend produzieren
- Mensch, Umwelt und Material vor Schaden bewahren
- gesetzlichen Auflagen genügen
- Erkenntnisse gewinnen (Forschung)

Die qualitative Bestimmung des **pH-Wertes** in Lebensmitteln ist wahrscheinlich die älteste Analyse-methode der Welt. Ob etwas als sauer oder alkalisch empfunden wird, ist abhängig von der Wasserstoffionen-konzentration [**H⁺**] in der Lösung.

Der pH-Wert ist entsprechend als der **negative Logarithmus** der H⁺-Konzentration einer Lösung definiert worden.

Beispiel:
Bei einer H⁺-Kon-zentration von 10⁻⁷ mol/Liter ist der **pH-Wert = 7** und entspricht dem **neutralen** destillierten Wasser.

Die pH-Messung hat heute eine hohe Bedeutung zur Kontrolle und Regelung von biologischen und chemischen Prozessen.

3.5.1.2. Glaselektrode

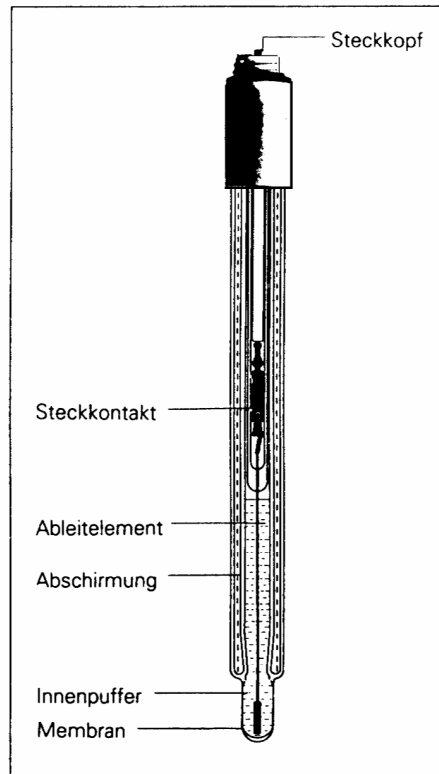


Abb. 2: Aufbau einer Glaselektrode

Aufbau einer Glaselektrode

Wird eine Glaselektrode in eine wässrige Lösung getaucht, bildet sich am **pH-sensitiven Membranglas** eine **Quellschicht**. Dies geschieht auch an der Glasmembran-Innenseite, die mit einer definierten **Pufferlösung** (Innenpuffer) in Kontakt steht.

Je nach pH-Wert der Messlösung diffundieren die **H⁺-Ionen** aus der Quellschicht heraus oder in die Quellschicht hinein.

Bei einer **alkalischen** Messlösung z.B. diffundieren die H⁺-Ionen nach aussen, wobei sich ein **negatives** Potential an der Aussenseite der Quellschicht aufbaut.

Da die Glasmembran an der Innenseite einen konstanten pH-Wert hat, ist das Potential dort während der Messung konstant. Die Spannung ergibt sich aus der **Potentialdifferenz innen/aussen**.

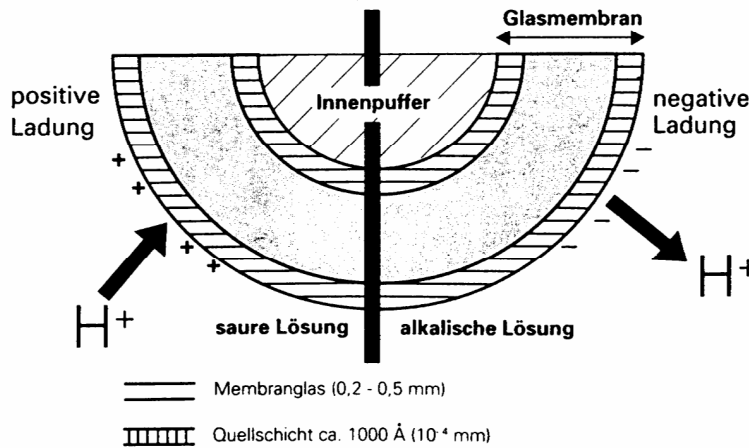


Abb. 3: Schematische Darstellung der Glasmembranfunktion

$$U_{el} = U_0 - S (pH_a - pH_i)$$

Gleichung 1 für die Elektrodenspannung

- U_{el} = Elektrodenspannung
- U_0 = Nullpunktspannung
- S = Steilheit (mV pro pH-Einheit)
- pH_i = pH-Wert des Innenpuffers
- pH_a = pH-Wert des Messmediums

3.5.1.3. pH-Messkreis und Bezugsselektrode

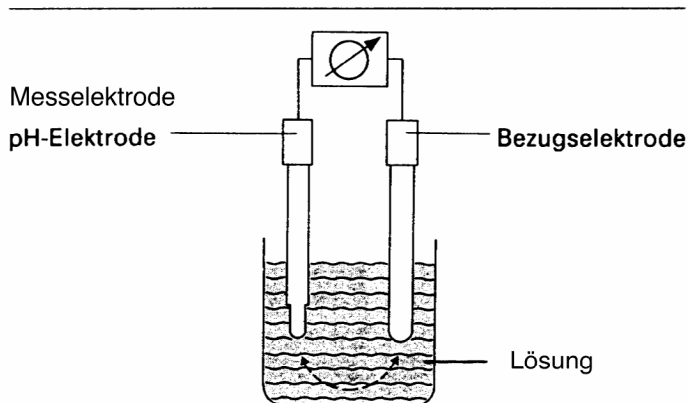


Abb. 4: pH - Messkreis

pH-Messkreis

Der gesamte **pH-Messkreis** besteht aus einer **Messelektrode** (Glas-elektrode, s. Abb. 2) und einer **Bezugsselektrode** (s. Abb. 5), die beide **in die gleiche Lösung eintauchen**.

Für eine eindeutige Bestimmung des pH-Wertes ist es zwingend, dass die **Bezugsselektrode** eine **lösungs-unabhängige Spannung** aufweist.

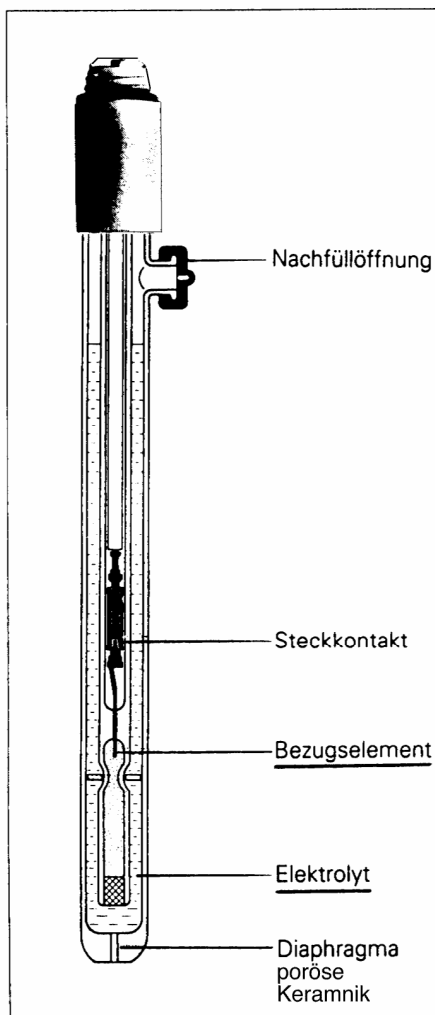


Abb. 5: Aufbau einer Bezugsselektrode

Bezugsselektrode

Jede Bezugsselektrode besteht aus einem **Bezugselement**, welches sich in einer **definierten Elektrolytlösung** befindet.

Dieser **Elektrolyt** muss mit dem **Messmedium Kontakt** haben. Dieser Kontakt wird in den meisten Fällen über ein **poröses Keramikdiaphragma** hergestellt.

Von den Vielzahl der Bezugssysteme haben nur das **Quecksilber/Kalomel-** und das

Silber/Silberchlorid-System

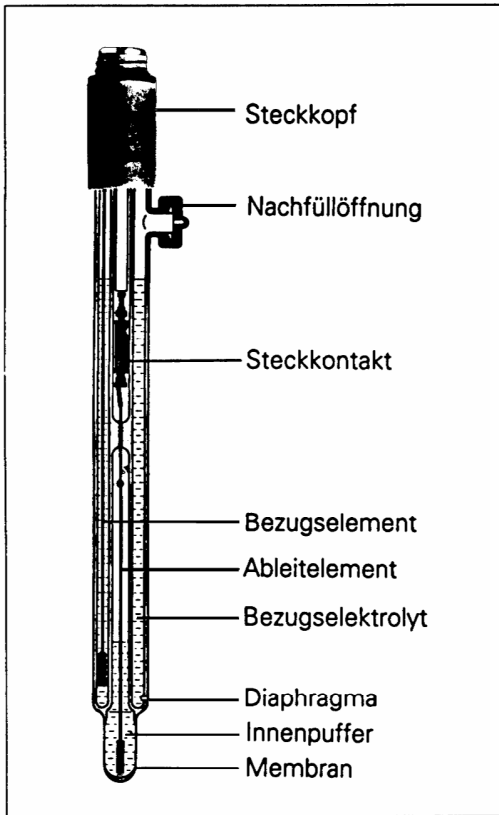
und einige Modifikationen davon praktische Bedeutung erlangt. Aus Umweltschutzgründen wird heute mehrheitlich auf die Quecksilber/Kalomel-Elektrode verzichtet.

Die **Spannung des Bezugsselektrodensystems** wird durch den **Bezugselektrolyt** und das **Bezugselement** (z. B. Silber/Silberchlorid) definiert. Dabei ist es wichtig, dass der Bezugselektrolyt eine hohe Ionenkonzentration hat und dadurch einen kleinen elektrischen Widerstand aufweist. **Idealerweise** darf der **Bezugselektrolyt** mit dem **Messmedium nicht reagieren**. In der Praxis hat sich erwiesen, dass eine

3-molare KCl-Lösung

diese Bedingung über einen grossen Temperaturbereich gut erfüllt.

3.5.1.4. pH-Mess-System



Einstabmesskette

Heute wird überwiegend die Einstabmesskette (Abb. 6) für pH-Messungen eingesetzt, da sie im Vergleich zur getrennten Messanordnung einfacher zu handhaben ist. Bei der Einstabmesskette umgibt der Bezugselektrolyt die Glaselektrode konzentrisch.

Es ist nur dann sinnvoll, getrennte Elektroden zu wählen, wenn die Lebensdauer der Mess- und Bezugselektrode stark unterschiedlich ist.

pH-Mess-System

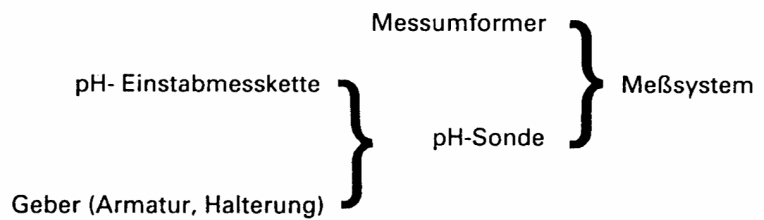
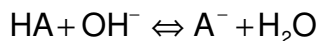


Abb. 6: Aufbau einer Einstabmesskette

Wenn z.B. OH⁻-Ionen zu einer Essigsäurelösung (HA) hin-zugefügt werden, stellt sich folgendes Gleichgewicht ein:



Wie der pH-Wert von den hinzugefügten OH⁻-Ionen abhängt, zeigt Abbildung 29, die eine Titrationskurve darstellt

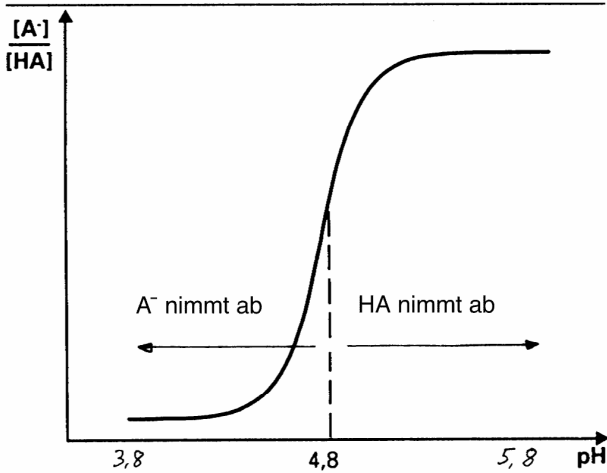


Abb. 29: Titrationskurve

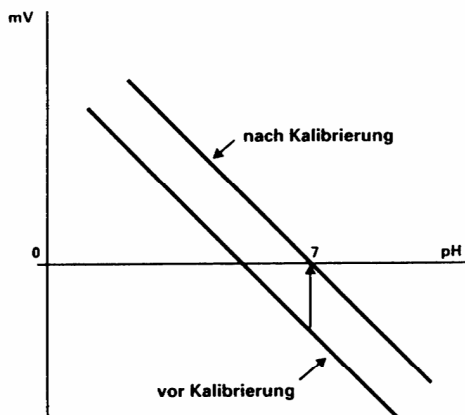
Kalibrierung mit Pufferlösungen

Der **Nullpunkt**, d.h. der pH-Wert, bei welchem die Messkette 0 mV-Spannung abgibt, sowie die **Steilheit** der Kalibrierungsgeraden weisen fertigungsbedingte Toleranzen auf und verändern sich durch Reaktionen mit den Messmedien. Die pH-Messkette muss daher mittels genau definierten **Pufferlösungen** (s. Abb. 29) kalibriert werden. Pufferlösungen sind Lösungen mit der Fähigkeit, ihren pH-Wert (im Beispiel links: pH = 4.8) auch dann **konstant** zu halten, wenn eine starke Säure oder Basis hinzugefügt wird.

Der Wert der **ersten** Pufferlösung soll möglichst nahe am Nullpunkt liegen (pH=7), die **zweite** Pufferlösung soll einen pH-Wert aufweisen, der im zukünftigen Messbereich liegt.

Gute Pufferlösungen zeichnen sich durch breiten Temperaturbereich aus, geringen Temperaturkoeffizienten und kleine Verdünnungswerte.

3.5.1.5. Kompensationsmethoden



Nullpunkt (Bei T = 25°C)

Die Pufferlösung mit dem pH-Wert 7.00 entspricht dem Elektrodennullpunkt der handelsüblichen Glaselektroden und ist speziell für die Nullpunkt-einstellung gedacht.

Steilheit (Bei T = 25°C)

Zur Einstellung der Steilheit werden in den meisten Fällen Pufferlösungen pH 4.0 oder pH 9.2 verwendet.

Temperatur

Der pH-Bereich (0 - 14) ist durch das Ionenprodukt des Wassers gegeben, das zu einem sehr kleinen Teil in H⁺ und OH⁻ Ionen dissoziiert.

$$[\text{H}^+][\text{OH}^-] = 10^{-14} = I \quad (25 \text{ °C})$$

Das Ionenprodukt I ist stark temperaturabhängig.

Der Temperatureffekt wirkt über vier Faktoren auf die pH-Messung:

- Temperaturkoeffizient der Messmedien
- Temperaturabhängigkeit der Steilheit (siehe Nernst-Gleichung)
- Lage des Isothermen-Schnittpunktes
- Zeitliches Temperaturansprechverhalten der pH-Messkette

Den exaktesten pH-Wert erhält man, wenn die Temperaturen der Kalibrier- und der Messlösung identisch sind.

Im weiteren ist die Steilheit von der Temperatur abhängig (Nernst-Gleichung).

$$U = U_0 - 2.303 \frac{RT}{F} \cdot \Delta \text{pH} \quad (R, F = \text{Konstanten})$$

wobei: ΔpH = Differenz zwischen Aussen- und Innen-seite der Glasmenbran

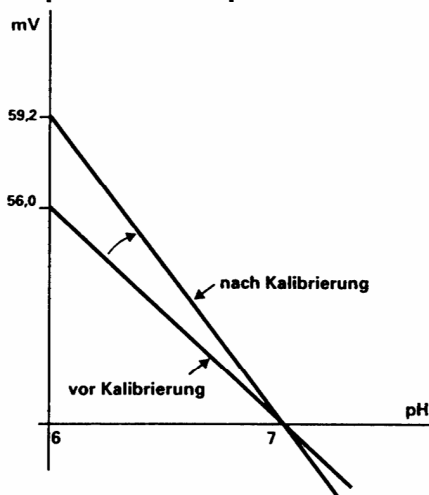
F = Faraday - Konstante

R = universelle Gaskonstante

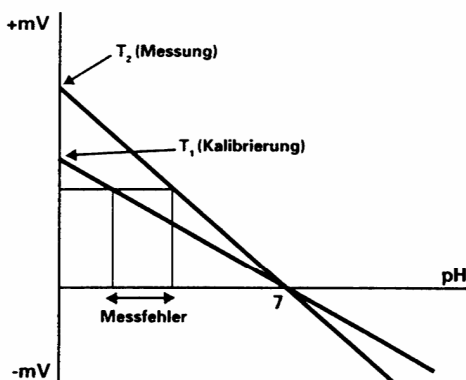
T = Temperatur in Kelvin

Wichtig: Bestimmung des pH-Wertes ohne Temperaturangabe ist nicht sinnvoll

Nullpunkt-Kompensation



Steilheit-Kompensation



Temperatur-Kompensation

3.5.2. Sauerstoff-«Lambda»-Sonde

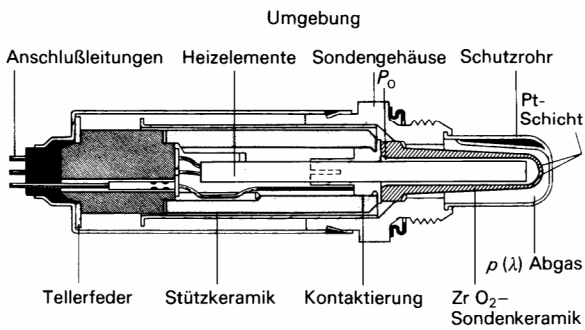


Bild 23 Beheizte Abgas-Sonde für $\lambda = 1$ und Magerregelung

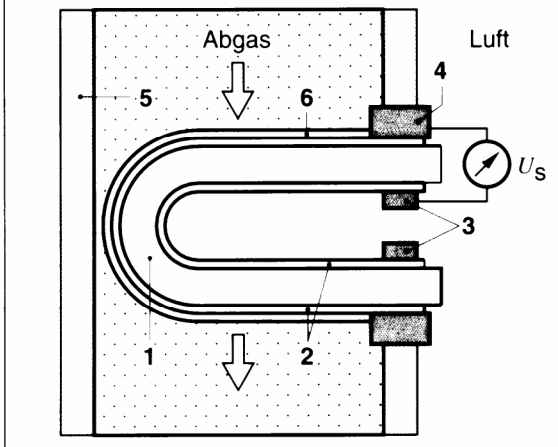
Prinzip

Die galvanische Festelektrolyt-Zelle ermöglicht Messungen der Sauerstoffkonzentration, z. B. in einem Abgasgemisch. Sauerstoffionen mit zweifach negativer Ladung wandern von der Aussenluft durch den keramischen Elektrolyten in den sauerstoffarmen Abgasstrom und erzeugen eine elektrische Spannung.

Die Luftzahl Lambda (λ) ist das Verhältnis zwischen tatsächlichem und einem idealen Luft-Brennstoff-Gemisch. Die katalytische Wirkung der abgasseitigen Elektrodenoberfläche verursacht einen sprunghaften Verlauf der Sondenspannung im Bereich $\lambda = 1$.

Lambda-Sonde im Abgasrohr (Prinzip).

- 1 Sondenkeramik, 2 Elektroden,
- 3 Kontakt, 4 Gehäusekontaktierung,
- 5 Abgasrohr, 6 keramische Schutzschicht (porös).



Aufgabe und Funktion

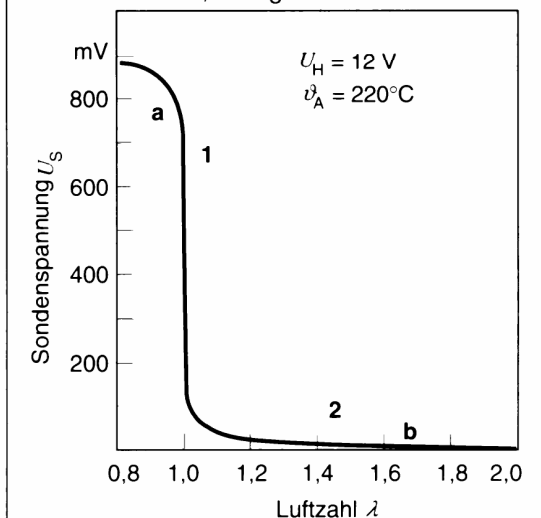
Der keramische Teil der Lambda-Sonde hat die Form eines einseitig geschlossenen Rohres. Die Innen- und Aussenseite der Keramik sind mit einer mikroporösen Platinschicht versehen, die als Elektroden und gleichzeitig als Katalysatoren dienen.

Die aktive Sondenkeramik (ZrO_2) wird durch ein keramisches Wolfram-Heizelement beheizt, damit unabhängig von der Abgastemperatur die nötige Mindest-Funktions-temperatur von $350^\circ C$ gewährleistet ist. Dieses keramische Heizelement weist eine PTC-Charakteristik (Kapitel 4.1.6.3) auf, was zu einer schnellen Aufheizung führt und den Leistungsbedarf bei heissem Abgas begrenzt.

Eine festhaftende hochporöse keramische Schutzschicht verhindert den erosiven Einfluss der Rückstände im Abgas. Damit erhält die Lambda-Sonde eine hohe Langzeitstabilität.

Kennlinie für Gesamtbereich.

- 1 Regelung $\lambda = 1$; 2 Magerregelung
- a fettes Gemisch, b mageres Gemisch.



Technische Daten einer «Lambda»-Sonde



Technische Daten

Einsatzbedingungen

Temperaturbereich passiv (Lagertemperaturbereich)	-40...+100 °C
Dauer-Abgastemperatur bei eingeschalteter Heizung	+150...+600 °C
Zulässige maximale Abgastemperatur bei eingeschalteter Heizung (200 h kumulativ)	+800 °C
Betriebstemperatur am Sechskant des Sondengehäuses	≤ +500 °C
an Kabeldurchführung	≤ +200 °C
am Anschlußkabel	≤ +150 °C
am Anschlußstecker	≤ +120 °C
Temperaturgradient in Sondenkeramik-Vorderseite	≤ +100 K/s
Temperaturgradient am Sechskant des Sondengehäuses	≤ +150 K/s
Zulässige Schwingungen am Sechskant	
Stochastische Schwingungen – Beschleunigung max.	≤ 800 m · s ⁻²
Sinusförmige Schwingungen – Amplitude	≤ 0,3 mm
Sinusförmige Schwingungen – Beschleunigung	≤ 300 m · s ⁻²
Belastungsstrom max.	±1 µA

Heizelement

Versorgungsnennspannung (vorzugsweise Wechselspannung)	12 V _{eff}
Betriebsspannung	12...13 V
Heizleistung für $\dot{v}_{\text{Gas}} = 350 \text{ °C}$ und der Abgas-Strömungsgeschwindigkeit von $\approx 0,7 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ bei 12 V Heizspannung im Beharrungszustand	$\approx 16 \text{ W}$
Heizstrom bei 12 V im Beharrungszustand	$\approx 1,25 \text{ A}$
Isolationswiderstand zwischen Heizung und Sondenanschluß	> 30 MΩ

Werte für Brenneranwendungen

Lambda-Regelbereich λ	1,00...2,00
Sondenausgangsspannung für $\lambda = 1,025...2,00$ bei $\dot{v}_{\text{Gas}} = 220 \text{ °C}$ und einer Strömungsgeschwindigkeit von $0,4...0,9 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$	68...3,5 mV ²⁾
Sondeninnenwiderstand R_i in Luft bei 20 °C und 12 V Heizspannung	≤ 250 Ω
Sondenspannung in Luft bei 20 °C im Neuzustand und 13 V Heizspannung	-9...-15 mV ³⁾
Exemplarstreuung $\Delta \lambda$ im Neuzustand (Standardabweichung 1 s) bei $\dot{v}_{\text{Gas}} = 220 \text{ °C}$ und ca. $0,7 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ Strömungsgeschwindigkeit	
bei $\lambda = 1,30$	≤ ±0,013
bei $\lambda = 1,80$	≤ ±0,050
Relative Empfindlichkeit $\Delta U_s / \Delta \lambda$ bei $\lambda = 1,30$	0,65 mV/0,01
Einfluß Abgastemperatur auf Sondersignal bei Temperaturerhöhung von 130 °C auf 230 °C und einer Strömungsgeschwindigkeit $\leq 0,7 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ bei $\lambda = 1,30$; $\Delta \lambda$	≤ ±0,01
Einfluß Heizspannungsänderung ±10 % von 12 V bei $\dot{v}_{\text{Gas}} = 220 \text{ °C}$	
bei $\lambda = 1,30$; $\Delta \lambda$	≤ ±0,009
bei $\lambda = 1,80$; $\Delta \lambda$	≤ ±0,035
Ansprechzeit bei $\dot{v}_{\text{Gas}} = 220 \text{ °C}$ und ca. $0,7 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ Strömungsgeschwindigkeit	
Neuwerte für den 66 %-Schaltzeitpunkt; λ -Sprung = 1,10 ↔ 1,30	
für Sprungrichtung „mager“	2,0 s
für Sprungrichtung „fett“	1,5 s
Richtwert für Regelbereitschaft der Sonde nach Einschalten von Ölbrennern und Sondenheizung; $\dot{v}_{\text{Gas}} = 220 \text{ °C}$; Strömungsgeschwindigkeit ca. $1,8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$; $\lambda = 1,45$; Sonde im Abgasrohr $\varnothing 170 \text{ mm}$	70 s
Sondenalterung $\Delta \lambda$ im Heizölabgas nach 1000 h Brennerdauerlauf mit Heizöl EL; Messung bei $\dot{v}_{\text{Gas}} = 220 \text{ °C}$	
und bei $\lambda = 1,30$	≤ ±0,012
und bei $\lambda = 1,80$	≤ ±0,052
Standzeit bei $\dot{v}_{\text{Gas}} < 300 \text{ °C}$	im Einzelfall vom Kunden zu erproben; Richtwert > 10 000 h

²⁾ Siehe Kennlinie. ³⁾ Auf Anfrage -8,5...-12 mV.

Anwendung

Verbrennungsprozesse

- Ölbrenner
- Gasbrenner
- Kohlefeuerung
- Holzfeuerung
- Bioabfall
- Industrieöfen

Motorsteuerungen

- Magermotoren
- Gasmotoren
- Blockheizkraftwerke

Industrieprozesse

- Verpackungseinrichtungen
- Verfahrenstechnik
- Trocknungsanlagen
- Härtereiofen
- Metallurgie (Stahlschmelze)

Meß- und Analyseprozesse

- Rauchgasmessung
- Gasanalyse
- Bestimmung des Wobbeindex

Einbauhinweis

Die Lambda-Sonde soll an einer Stelle eingebaut werden, die eine repräsentative Abgaszusammensetzung bei Einhaltung der vorgeschriebenen Temperaturgrenzen gestattet. Die Montage erfolgt durch Einschrauben mit Anzugsmoment 50...60 N · m in ein Gegengewinde.

- Einbauort so wählen, daß das Gas möglichst heiß ist.
- Temperaturobergrenzen beachten.
- Sonde möglichst stehend einbauen, dabei sollen die elektrischen Anschlüsse nach oben zeigen.
- Sonde nicht zu nahe am Ende des Abgasrohres einbauen, um den Einfluß der Außenluft auszuschließen. Der Abgastrakt muß vor der eingebauten Sonde gegenüber der Umgebung dicht sein, um Falschlufteinflüsse zu vermeiden.
- Sonde vor Kondensat schützen.
- Sondenkörper muß zur Vermeidung von Überhitzung von außen belüftet werden.
- Sonde darf nicht lackiert, gewachst oder ähnlich behandelt werden. Zum Fetten des Gewindes nur das empfohlene Spezialfett verwenden.
- Die Sonde erhält die Referenzluft über die Anschlußkabel. Daher müssen die Anschlußstecker sauber und trocken sein. Eine Verwendung von Kontaktspray, Korrosionsmitteln u.ä. muß unterbleiben.
- Anschlußkabel dürfen nicht gelötet werden, sondern müssen gecrimpt, geklemmt oder geschraubt werden.

4. Passiv arbeitende Sensoren

4.0.1. Prinzipielle Anordnungen parametrischer Sensoren

4.1. Widerstandssensoren

4.1.0. Übersicht Widerstandssensoren

4.1.1. Potentiometrische Sensoren

Widerstandsmaterialien, Schleifermaterial und Schichtoberflächen, Präzisionspotentiometer, Hohlwellen- und Linear-Potentiometer, Goniometrie in der Biomechanik und Gummifaden-Goniometer.

4.1.2. Dehnmessstreifen-Technik

Physikalische Grundlagen, Bauformen der DMS, Werkstoffkennwerte, Auswahlkriterien, Applizieren der DMS, Übersicht der DMS-Schaltungsmöglichkeiten, DMS-Rosetten für Eigenspannungs-Untersuchungen, DMS-Verstärker, Beispiele von DMS-Sensoren.

4.1.3. Dünnschicht-DMS-Technik

Aufbau und Eigenschaften von Dünnschicht-Sensoren, Beschichtungsverfahren, Technische Daten von Biegebalken- und Messmembran-Drucksensoren, Abgleich und TK-Kompensation.

4.1.4. Piezoresistive Sensoren

Grundlagen der Halbleiter-Sensoren, piezoresistiver Longitudinal- und Transversaleffekt, integrale Druckmembrane, Druckmesszelle und Packaging, Temperaturverhalten und Kompensation mit Widerständen, Techn. Daten von Drucksensoren, moderne Kompensationsmethoden. Piezoresistive Keramiksensoren: Piezoresistive Dickschichtwiderstände auf Keramik für stabile und kostengünstige Druck- und Kraftsensoren. Piezoresistive Polymere: dünne Folien für druckproportionale Tastaturen.

4.1.5. Magneto-resistive Sensoren

Magneto-resistiver Effekt im Vergleich mit Halleffekt, Permalloy Barberpole Magnetfeld-Sensor, Anwendungsbeispiele für MRS, Halleffekt-Feldplatten, Anwendung von Differential-Feldplatten, Hallgenerator.

4.1.6. Temperaturabhängige Widerstände

Prinzip der Widerstands-Thermometer, DIN-Grundwerte Pt-100 und Ni-100, Bauarten der Messwiderstände, Wärmeleitfähigkeits-Messsonde, Hitzdraht-Anemometer mit Anwendungsbeispielen, PTC- und NTC-Widerstände und ihre Anwendungen.

4.2. Optische Sensorsysteme

4.2.1. Lichtschranken

4.2.2. Optoelektronische Positionsdetektoren

4.2.3. Faseroptische Sensoren

4.3. Induktive und kapazitive Sensorsysteme

4.3.1. Näherungs- und Abstandssensoren

4.3.2. LVDT Transformator-Sensorsysteme

4.4. Oszillierende Aktor/Sensorsysteme

4.4.1. Schwingquarze als hochauflösende Sensoren

4.4.2. Schwingsaiten als hochauflösende Sensoren

4.4.2. Sensoren mit Frequenz- oder Pulsausgang

4.0.1. Auswahl einiger prinzipieller Anordnungen passiver (parametrischer) Sensoren für nichtelektrische Grössen

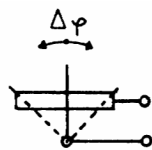
(nach V.J. Ruzek, ETH-Z, 1988)

1. Widerstandsänderung

durch

1. 1. Änderung der Geometrie

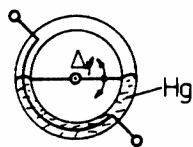
1. 1. 1. Verschieben eines Abgriffes



z. B.

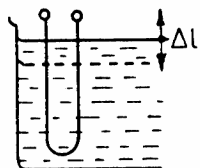
Winkelaufnehmer mit Gleiter

1. 1. 2. Kurzschliessen eines Widerstandsteiles durch ein flüssiges leitendes Medium



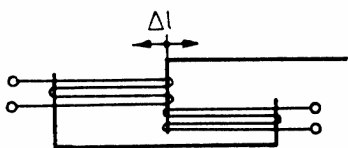
z. B.

Winkelaufnehmer mit
Quecksilberfüllung



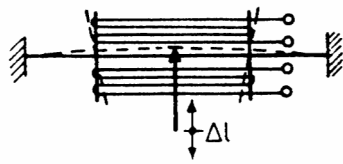
Füllstandsabnehmer für
leitende Flüssigkeiten

1. 1. 3. Elastische Verformung des Widerstandskörpers

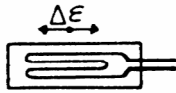


z. B.

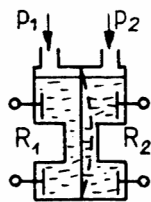
Wegaufnehmer mit elastischer
Längenänderung eines gespannten Drahtes
(Differential-Anordnung)



Ähnliche Ausführung, jedoch mit einer Membran als primäres Verformungselement (Spanndrähte sekundär verformt).



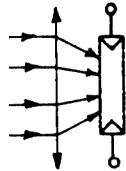
Dehnungsmessstreifen mit Widerstandsdraht-Mäander



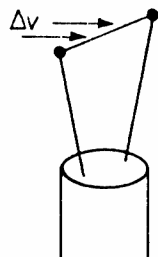
Elektrolytischer Membran-Differenzdruckaufnehmer

1.2. Änderung des spezifischen Widerstandes

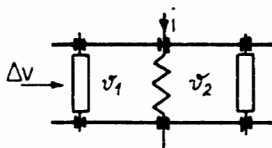
1.2.1. Wirkung von Temperatur, Strahlung, Feldern



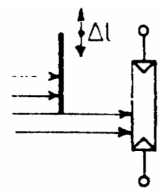
z. B.
Pyrometrischer Temperaturenfnehmer
(Siliziumfotowiderstand)



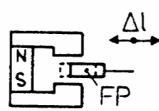
Hitzdraht-Anemometer zur Erfassung von Strömungsgeschwindigkeiten. Leitfähigkeitsänderung des angeströmten Drahtes durch Kühlung.



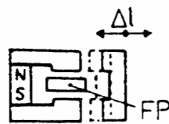
Thomas-Zylinder zur Erfassung von Strömungsgeschwindigkeiten. Differenz der Temperaturen vor und hinter dem Heizkörper.



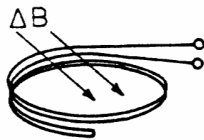
Optischer Wegaufnehmer mit Fotowiderstand.
Teilweise Abschirmung der Lichtstrahlen.



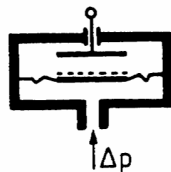
Wegaufnehmer mit beweglicher Feldplatte
(Indiumantimonid)



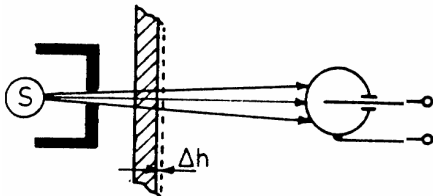
Wegaufnehmer mit fester Feldplatte und
beweglichem Joch.



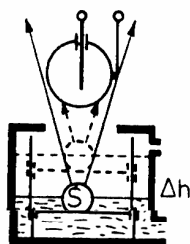
Wismut-Bifilarschleife zur Erfassung von
Magnetfeldinduktion



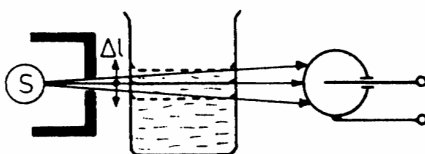
Erfassung von Druckänderungen durch Änderung der
Leitfähigkeit eines ionisierten Gas-Raumes.



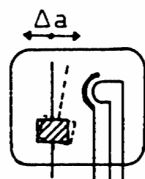
Aufnehmer auf dem Ionisationsprinzip für
Dickemessungen.



Aufnehmer auf dem Ionisationsprinzip zur Messung der
Füllstände von Flüssigkeiten.

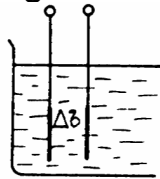


Aufnehmer auf dem Ionisationsprinzip zur Überwachung
von Grenzfüllständen.



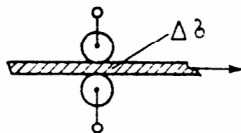
Beschleunigungsaufnehmer mit Elektronenröhre (Diode,
wurde bei Telemetrieanlagen für Raketen im Zweiten
Weltkrieg eingesetzt!).

1. 2. 2. Wirkung von Wasserinhalt und Konzentrationsänderung

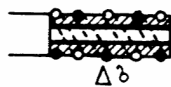


z. B.:

Aufnehmer zur Erfassung der Konzentration von Lösungen.

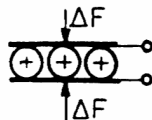


Kontinuierliches Erfassen des Wasserinhaltes in hygroskopischen Stoffen.



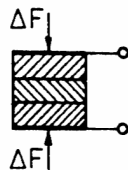
Feuchtigkeitsaufnehmer mit Lithiumchlorid

1. 3. Änderung des Übergangswiderstandes



z. B.

Druckaufnehmer mit Metallkugeln



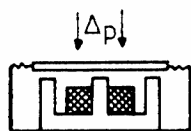
Druckaufnehmer mit einer Säule aus Kohlescheiben

2. Induktivitätsänderung

durch

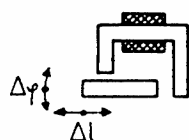
2. 1. Änderung der Geometrie

2. 1. 1. Lageänderung eines Joches oder Kernes

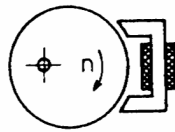


z. B.

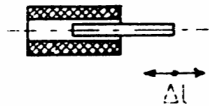
Druckaufnehmer mit einer ferromagnetischen Membrane



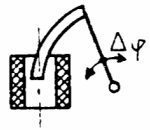
Wegaufnehmer oder Winkelaufnehmer



Winkel- oder Drehzahlaufnehmer:
Mit konzentrischer Scheibe
Erfassung der Exzentrizität oder der
Unrundheit einer Welle.



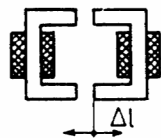
Wegaufnehmer mit Tauchkern



Winkelaufnehmer mit Tauchkern

2. 1. 2. Verändern des Kopplungsfaktors

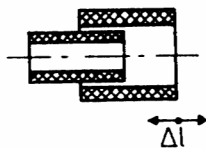
z. B.:



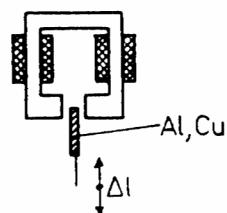
Wegaufnehmer



Winkelaufnehmer

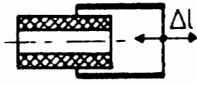


Wegaufnehmer

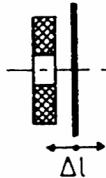


Weg- oder Winkelaufnehmer
mit Kopplungsänderung durch
Verschieben einer leitenden
Platte (Feldverdrängung)

2. 1. 3. Lageänderung eines kurzgeschlossenen Leiters

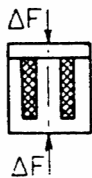


z. B.:
Wegaufnehmer mit Verschiebung
eines Metallzylinders

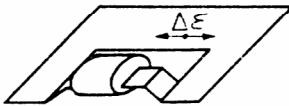


Wegaufnehmer mit Verschiebung einer
Metallplatte

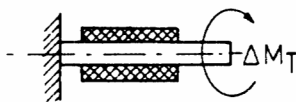
2. 1. 4. Elastische Verformung des ferromagnetischen Kreises



z. B.:
Magnetostriktiver Druck- und
Kraftaufnehmer



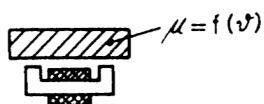
Magnetostriktiver Dehnungsaufnehmer



Magnetostriktiver Torsionsaufnehmer

2. 2. Permeabilitätsänderung durch Temperatur

z. B.:



Erfassen des Curie-Punktes zur
Überwachung einer Temperaturgrenze

3. Kapazitätsänderung

durch

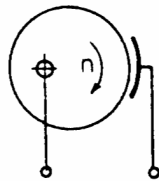
3. 1. Änderung der Geometrie

3. 1. 1. Änderung des Elektrodenabstandes

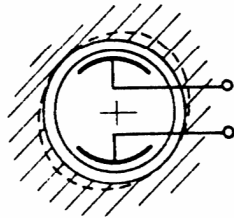
z. B.



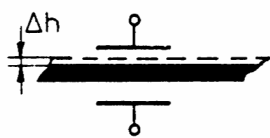
Winkelaufnehmer



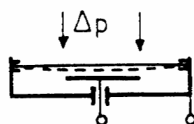
Winkel- oder Drehzahlaufnehmer



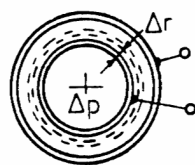
Aufnehmer zur Feststellung der Unrundheiten von Bohrungen in leitenden Materialien.



Kontinuierliches Erfassen der Dickenänderungen bei leitenden Materialien



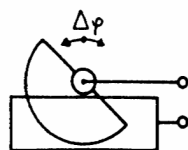
Membran-Druckaufnehmer



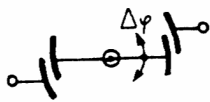
Druckaufnehmer mit radialer Rohrausweitung

3. 1. 2. Änderung der wirksamen Elektrodenflächen

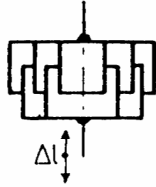
z. B.:



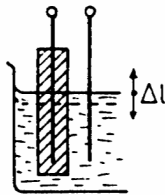
Winkelaufnehmer mit ebenen Elektroden



Winkelaufnehmer mit gebogenen Elektroden



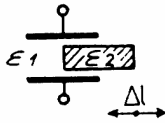
Wegaufnehmer mit topfförmigen Elektroden



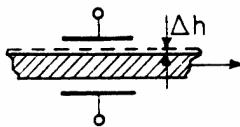
Füllstandsaufnehmer für leitende Flüssigkeiten. Eine Elektrode in Isolationshülse

3. 2. Änderung der relativen Dielektrizitätskonstante

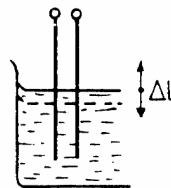
z. B. :



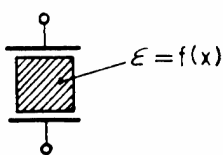
Weg- oder Winkelaufnehmer mit verschiebbarer dielektrischer Zwischenschicht



Kontinuierliches Erfassen der Dickenänderungen bei nichtleitenden Materialien



Füllstandsaufnehmer für nichtleitende Flüssigkeiten



Erfassen des Wasserinhaltes, der Blasenhaftigkeit, der Strukturveränderung, des Mischungsverhältnisses, der chemischen Zusammensetzung, der Temperatur, usw.

4.1. Widerstandssensoren

4.1.0. Übersicht Widerstandssensoren

Spalte Nr.	1	2	3	4	5	6	7
Typ	Spannungsabhängiger Widerstand	Temperaturabhängiger Widerstand		Magnetfeldabhängiger Widerstand		Lichtabhängiger Widerstand	Dehnungsabhängiger Widerstand
Einfluß-Größe (EG)	Spannung U (V) Strom I (A)	Temperatur T (K)		Feldstärke H ($\frac{A}{m}$) Induktion B ($\frac{Vs}{m^2}$)		Lichtenergie W (J)	Mechanische Kraft F (N)
Name	Varistoren	Thermistoren Kaltleiter Heißeleiter		Magnet-Widerstand Feldplatte	Hall-Generator	Foto-Widerstand	Dehnungs-Meßstreifen
Kurz-bezeichnung	VDR	PTC	NTC	IDR/FDDR	HG	LDR	DMS
Englischer Name	Voltage Dependent Resistor	Positive Temperature Coefficient	Negative Temperature Coefficient	Induction Dependent Resistor Flux Density Dependent Resistor Magneto Resistive Sensor		Light Dependent Resistor	
Schalt-zeichen							

Übersicht über die durch physikalische Größen beeinflussbaren, als Sensoren verwendbaren Widerstände.

4.1.1. Potentiometrische Sensoren

Weg- und Winkelgeber, Stellungsmelder

4.1.2. Dehnmessstreifen-Technik

Physikalische Grundlagen und Anwendung von DMS

4.1.3. Dünnschicht-DMS-Technik

Beschichtungsverfahren und Drucksensoren

4.1.4. Piezoresistive Sensoren

Mikrodrucksensoren in Halbleitertechnologie

4.1.5. Magneto-resistive Sensoren

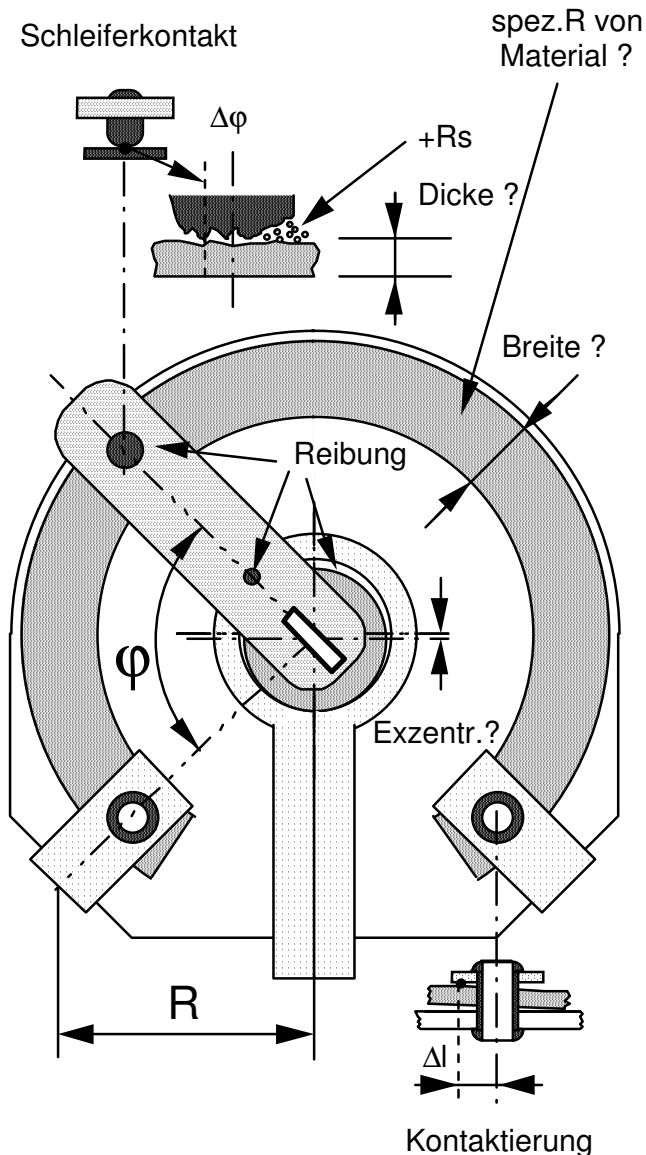
Permalloy Barberpole, Hall-Feldplatte, Halleffekt-Sensoren

4.1.6. Temperaturabhängige Widerstände Pt 100, PTC, NTC,

Thermometer, Wärmeleitfähigkeits-Mess-Sonde, Anemometer, Schaltungstechnik, Überstrom/Einschaltstrombegrenzung

4.1.1. Potentiometrische Sensoren

Reales Trimpotentiometer



Potentiometer als Präzisionsensor?

Potentiometer mit Widerstandselementen aus Schichten mit leitfähigen Pigmenten werden vorwiegend in der Unterhaltungselektronik verwendet. Für diesen Anwendungsbereich haben sich bestimmte Normen (DIN 41450) bezüglich der zu erhaltenden Widerstandskurven herauskristallisiert. Auch die übrigen Daten wie minimaler und maximaler nutzbarer Widerstandswert, Übergangswiderstand am schleifenden Abgriff, Linearität, etc. orientieren sich an den Forderungen dieses Anwendungsfeldes.

Technische Daten eines Kohle-Trimpotentiometers à Fr. 0.30:
 Widerstandstoleranz: $\pm 30\%$
 Drehbereich: $260^\circ \pm 20^\circ$
 Drehmoment: 0.3 bis 3 Ncm
 Anzahl Betätigungszyklen: 200

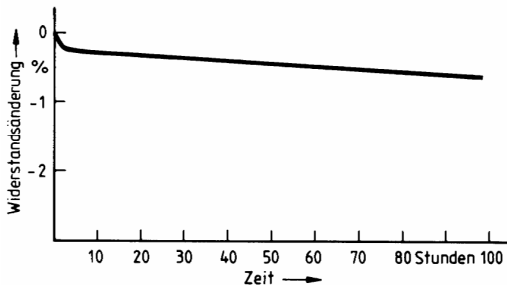
Durch die grossen Fortschritte zur Erhöhung der Integrationsdichte bei Halbleiterschaltungen, speziell bei der Verarbeitung von Impulsfolgen, ist man häufig nicht mehr auf analoge Abgleichmethoden angewiesen. So schien der Anwendungsbereich von einfachen Potentiometern abzunehmen.

Neuartige Einsatzbereiche mit für Potentiometer unüblichen Forderungen:

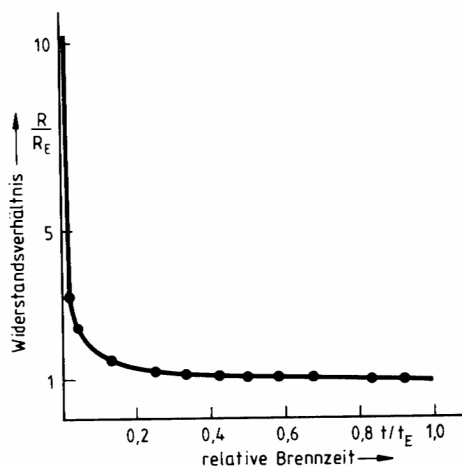
- hohe Einstell-Wiederholgenauigkeit
- enge Linearitätstoleranzen
- spezielle nichtlineare Kurvenformen
- Umgebungstemperaturen bis $100\text{ }^\circ\text{C}$
- sehr hohe Zahl von Betätigungszyklen
- kostengünstige Spezialanfertigungen

4.1.1.1. Widerstandsmaterialien und ihre Eigenschaften

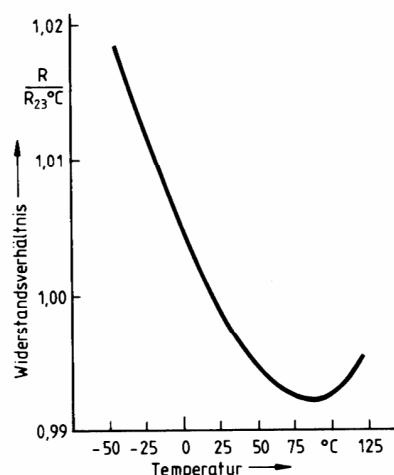
Eigenschaften von Polymer-Widerstandsschichten:



Alterungsverhalten bei 150°C



Typische Brennkurve einer Polymerpaste. Erst beim Erreichen des Sättigungsbereiches wird ein langzeitstabiler Widerstandswert erzielt.



Temperaturabhängigkeit von Polymer-Widerständen: Parabolischer TK-Verlauf mit einstellbarem Minimalwert bei 25°C

Drahtpotentiometer

Diese am längsten bekannte Bauart von Potentiometer zeigt folgende

Vorteile: kleine Rauschwerte, sehr geringe Drift des Widerstandswertes bei Klimabelastung, hohe Belastbarkeit.

Nachteil: bei Wendepotentiometer nur begrenzte Ortsauflösung möglich.

Spezialfall: aufgespannter Widerstandsdraht und Abtastung längs des Drahtes bei Kompensationschreibern.

Schichtpotentiometer

a. Polymerschicht (Conduct. Plastic)

Als Widerstandsschicht dient ein mit Russ oder Graphit pigmentiertes organisches **Lackharzsystem** auf einem **Substrat**.

Vorteile: sehr glatte und abriebfeste Oberfläche, ermöglicht in Kombination mit passenden Edelmetall-Schleifern eine sehr hohe Anzahl von Betätigungen, hohe Auflösung, siebdruck- und spritzfähige Massen.

Die Lage des TK-Minimums kann durch den Herstellungsprozess gesteuert werden.

Nachteil: Der TK über einen breiten Temperaturbereich ist 300-1000 ppm/K.

b. Metalloxid/Glas (Cermet)

Die leitenden Metalloxid-Pigmente sind in einer gesinterten Glasfritte gebunden.

Vorteil: Niedriger Temp. Koeff. < 50 ppm/K (ideal für Trimpotentiometer)

Nachteil: Sehr harte, raue Schichtoberfläche, führt zu hohem Schleiferabrieb.

c. Dünnschicht-Metallsystem

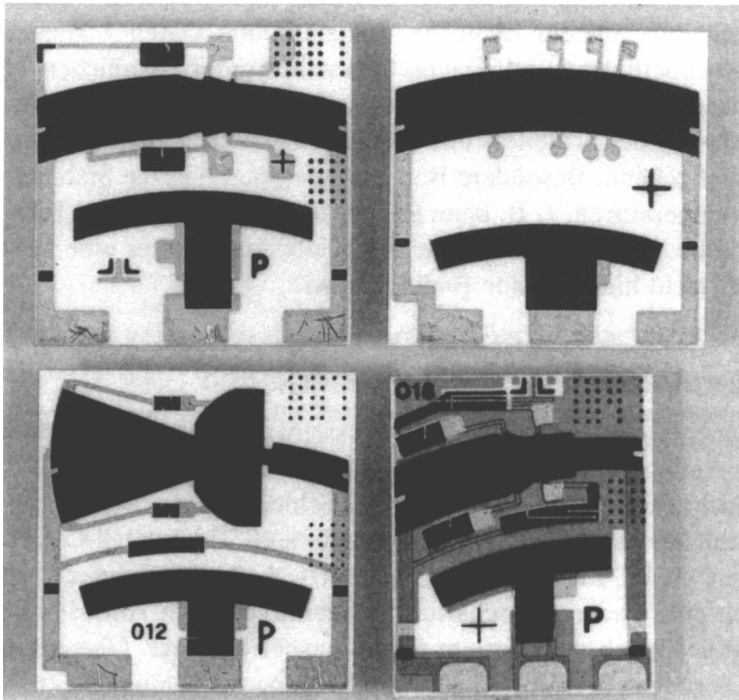
Sehr dünne Metallschichten (1µm) werden auf sehr ebene Oberflächen (z. B. Glas) aufgedampft oder mit Kathodenzerstäubung aufgebracht.

Vorteil: Leitschichten auf fast beliebig geformten Oberflächen möglich.

Nachteil: Die dünne Schicht wird rasch abgetragen und ist schwer zu kontaktieren.

4.1.1.2. Schleifmaterial und Schichtoberflächen

Siebdrucktechnik auf Keramiksubstraten



Schichtplattenmuster auf Keramik-Substraten. Nichtlineare Kurven können mit Lasersystemen abgeglichen werden.

X-Y-Eingabesysteme mit grossen, homogenen Widerstandsschichten

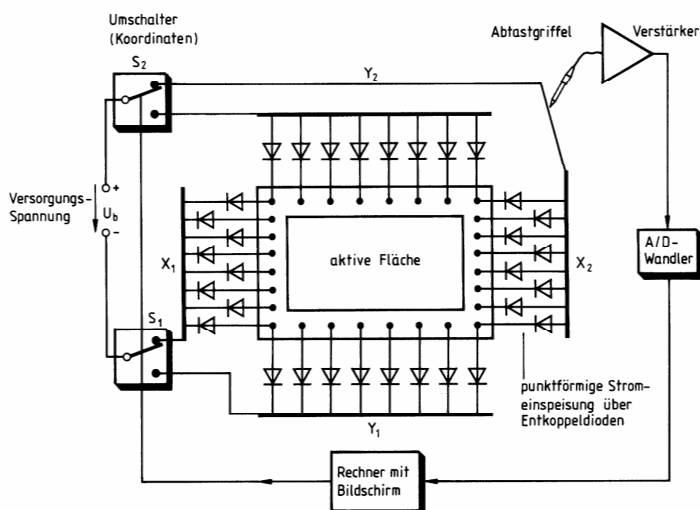


Bild 7. Funktionsprinzip eines Eingabesystemes. Bei nacheinander erfolgendem Stromdurchgang in x- bzw. y-Richtung wird bei aufgesetztem Abtastgriffel ein entsprechender Spannungswert meßbar. Dieser entspricht bei linearem Spannungsverlauf dem Teilerverhältnis der entsprechenden Achsenrichtung, das durch den Aufsetzpunkt gegeben ist. Die so gewonnenen Spannungswerte können als Ortskoordinaten über einen A/D-Umsetzer einem Rechner zugeführt werden. Die Stromzuführung über Dioden vermeidet einen Längs-Kurzschluß parallel zur Stromrichtung

Schleifer

Für Polymerschichten sind Schleifer aus Edelmetall-Legierungen mit Pd, Pt, Au und Ag geeignet, die durch Anlassen bei erhöhter Temperatur ähnlich wie Cu/Be-Federn aushärten. Diese Legierungen garantieren auch bei Klimabelastung konstante, geringe Übergangswiderstände. Teurer, aber noch besser sind lamellenartige Edelmetallbürsten.

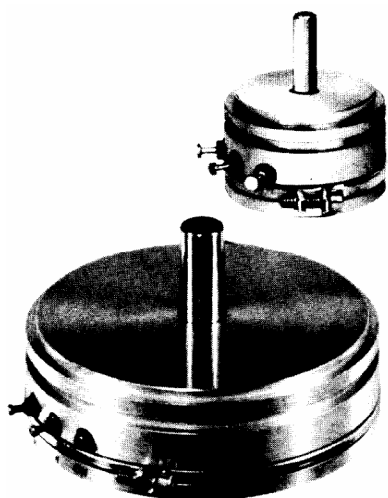
Schichtoberfläche

Bekannt unter dem Namen «**conductive plastic**» sind Herstellverfahren, die in einer Art Laminieretechnik in Kunststoffträgern vollständig eingebettete Schichten erzeugen. Hierbei werden Widerstandsschichten in Kunststoffsubstrate oder Folien eingepresst, was zu sehr glatten Schichtoberflächen führt.

«2D-Potentiometer»

(siehe links) In diesem Fall werden sehr glatte, homogene Widerstandsschichten eingesetzt. Für eine gute x,y-Linearität sind geringe Flächenwiderstandstoleranzen bei grossen Druckflächen gefordert. Die Ortsauflösung ist nahezu unendlich gross. Eine besondere Pigmentart sorgt für sehr harte, abriebfeste Oberflächen, die der mechanischen Abtastung mit einem «Schreibgriffel» gewachsen sind.

4.1.1.3. Technische Daten eines Präzisionspotentiometers

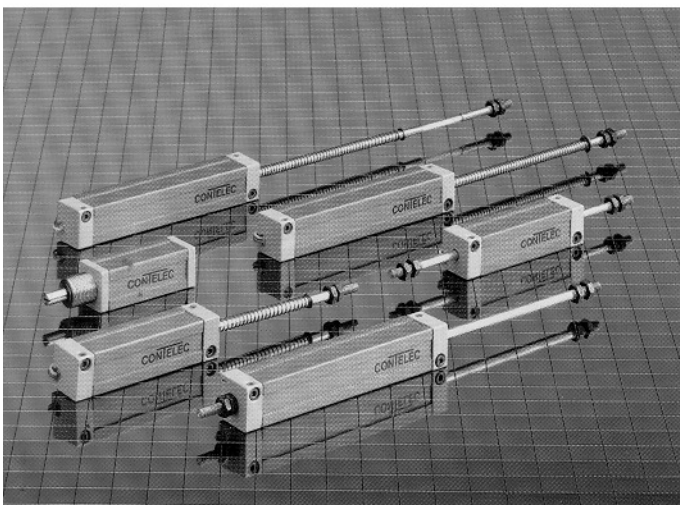
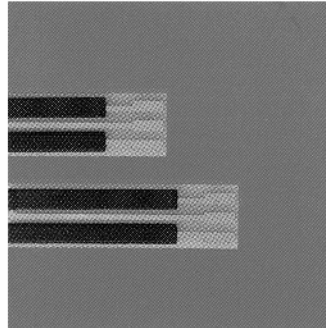
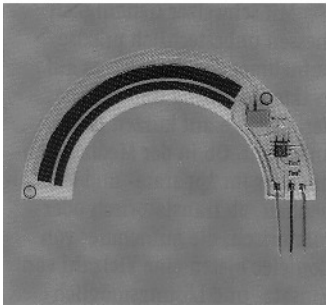
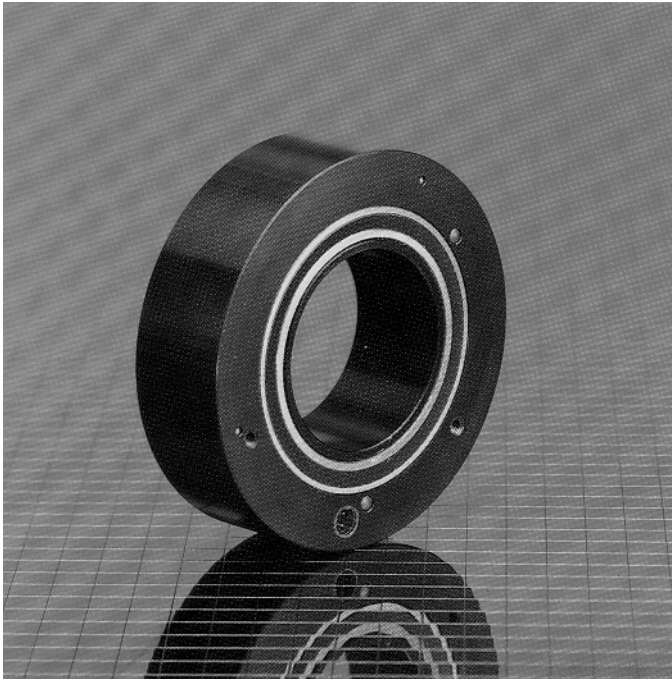


7/8", 1 1/16", 2" Ø SINGLE TURN SERVO MOUNT POTENTIOMETERS CONDUCTIVE PLASTIC ELEMENT

- Extended rotational life 25x10⁶ Umdr.
 - Housing, anodized aluminium
 - Ganging up to 10 cups (auf gleicher Achse)
 - Terminals, gold plated turrets
 - Performance guaranteed by the Bourns Reliability Program
 - Custom design capability is available to satisfy your most demanding and difficult special requirements
- Extended rotational life
 - Ball bearings, front and rear (Kugellager)

STANDARD SPECIFICATIONS	7/8" Ø MODEL 6534	1 1/16" Ø MODEL 6544	2" Ø MODEL 6574
Electrical Characteristics			
Resistance Range	1 KΩ to 100 KΩ		
Resistance Tolerance	±10%		
Linearity (Independent)	±0.5%	±0.5%	±0.25%
Effective Electrical Angle	320° ±3°	340° ±3°	350° ±3°
End Voltage	MIL-R-39023		
Power Rating	70 °C 125 °C	1.0 W	1.25 W 2.0 W 0 W
Output Smoothness	0.1%		
Dielectric Strength	Sea Level 70,000 feet	750 V ~ min. 250 V ~ min.	750 V ~ min. 250 V ~ min. 1000 V ~ min. 350 V ~ min.
Insulation Resistance 500 V =	1000 Meg. Ω min.		
Environmental Characteristics			
Test Procedures per:	MIL-R-39023		
Operating Temperature Range	-65 °C to +125 °C		
Temperature Coefficient	MIL-R-39023, Symbol A		
Humidity	MIL-R-39023 moisture resistance		
Vibration	MIL-R-39023, 15 G		
Wiper Bounce (Schleifer Rückfederung)	0.1 millisecond max.		
Wiper Shift (Schleifer Verschiebung)	1.0% max.		
Shock	MIL-R-39023, 50 G		
Wiper Bounce and Wiper Shift	Same as Vibration		
Sand, Dust, Fungus	MIL-E-5272		
Salt Spray	MIL-R-39023		
Mechanical and Physical Characteristics			
Mechanical Angle	Continuous Rotation		
Shaft Runout	MIL-R-12934: 0.001" or 0.002" per inch shaft length		
Lateral Runout	0.002 in. T.I.R. (Total Indicator Reading)		
Pilot Diameter Runout	0.001 in. T.I.R.		
Shaft End Play	0.005 in. T.I.R.		
Shaft Radial Play	0.003 in. T.I.R.		
Backlash (Todgang, Spiel)	0.1% max.		
Rotational Life, shaft revolutions	MIL-R-39023, Res. Change 10% max., Symbol 4 = 25 x 10 ⁶ Rev.		
Torque, Starting and Running	0.25 oz.-in. max.	0.25 oz.-in. max.	0.75 oz.-in. max.
Markings	Part number, resistance value and tolerance, linearity tolerance, wiring diagram, date code.		

4.1.1.4. Hohlwellen- und Linear-Leitplastik-Potentiometer



Hohlwellen-Potentiometer

Diese analogen Drehgeber werden direkt auf eine Welle aufgeschoben und fixiert. Spielfrei kann im Maschinen- und Apparatebau nicht nur die direkte Bewegung der Welle genau geregelt werden, sondern durch die Exaktheit der Messung eine Vielzahl sekundärer Grössen bestimmt werden. Die kugellagierten Drehgeber sind mit **festen Anschlägen oder durchdrehbar**, mit integrierter Elektronik sowie normierter Schnittstelle lieferbar. Der Innendurchmesser wird genau der Kundenanforderung angepasst.

Modell	GL60	GL500
Grösse mm	Ø31x17.5	Ø97x34
Wellen Ø mm	6	50
El.Drehwinkel	45°	150°
oder bis	354°	340°
Temp.bereich	-25/+75, Lager 105°C	
Widerstand	5/10/20 kΩ	
Linearität	±0.25%, TK 50 ppm/°C	
Lebensdauer	5•10 ⁺⁶ Zyklen	
Schutzart	IP63	

Linearpotentiometer

Modell	KL100 SE	KL1000 SE
Gehäuse mm	42x13x13	132x13x13
El.Hubl. mm	10	100
Temp.bereich	-25/+75, Lager 105°C	
Widerstand	1/5 kΩ, Option bis 20 kΩ	
Linearität	±1.0%, Option ±0.25%	
Belastung W	0.5/40°C	
Lebensdauer	5•10 ⁺⁶ Zyklen	
Schutzart	IP65	

Optionen:

- Schubstange mit Rückstellfeder
- Elastische Ankupplung
- Gelenkstangenkopf, Tastspitzen
- Schubstange durchgehend
- Tandemausführung
- Gleiche Baureihe als Spindel-potentiometer mit 6 - 100 Umgängen

4.1.1.5. Goniometrie, ein Mess-System der Biomechanik

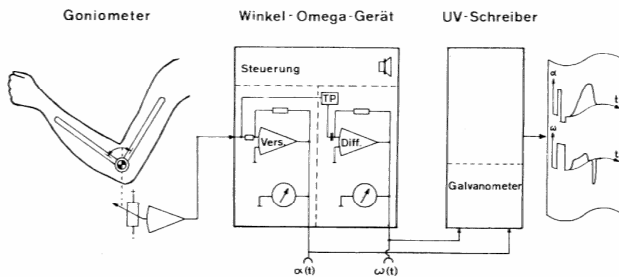


Bild 1. Blockschema der Goniometrie

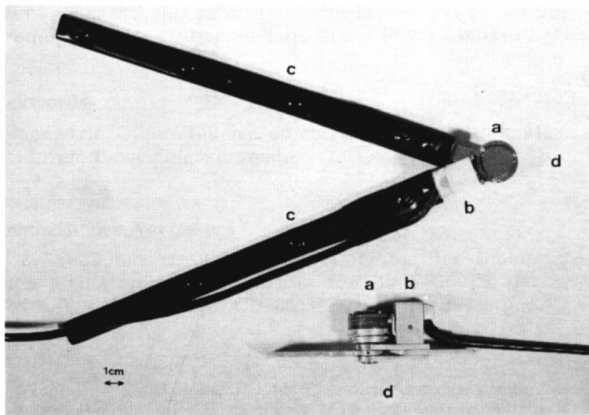


Bild 2. Goniometer

- a) Potentiometer
b) Elektronik
c) Schenkel
d) Scharnier mit Kugellager

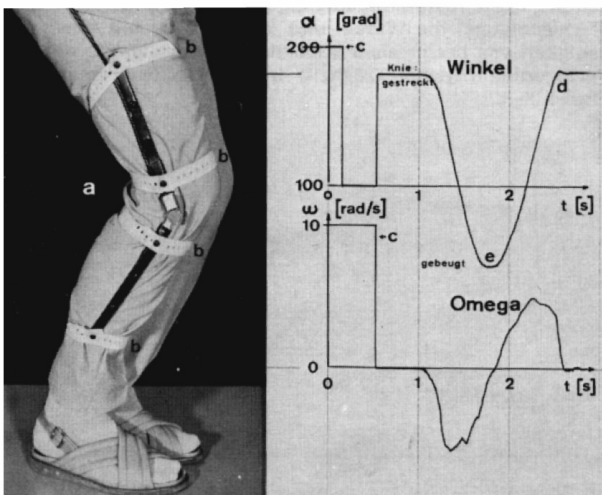


Bild 4. Knie einer VP und Meßdiagramm

- a) Goniometer
b) Lochband-Gummi zur Befestigung des Goniometers
c) Kalibrier marken zur Amplituden- und Nullpegelkontrolle
d) Knie gestreckt ($\alpha = 180^\circ$)
e) Knie gebeugt ($\alpha = 40^\circ$)

Messproblem und Methode

Zur Erfassung und Bewertung von Bewegungsabläufen von Athleten und Patienten werden heute vorwiegend High-speed-Video mit Bildverarbeitung und IR-LED-3D-Methoden eingesetzt. Die **Goniometrie**, d. h. die direkte dynamische Messung von Gelenkwinkeln, bietet sich vor allem bei grossräumigen Aktionen einer Versuchsperson an, z. B. bei telemetrischen Untersuchungen der Gelenkbeanspruchung beim Skifahren.

Goniometer

Als Winkelaufnehmer dient ein Conductive Plastic Potentiometer. Das mit Kugellagern ausgerüstete Scharnier schützt das empfindliche Potentiometer gegen Zug- und Querkräfte. Die Schenkel sind **flexibel** (aber sehr **starr** in der Messrichtung) und bestehen aus in Schrumpfschläuchen geführten Plastik-Lamellen. Im Goniometer integriert ist ein Tiefpassfilter mit Impedanzwandler.

Bei einer Versorgung mit $\pm 12\text{ V}/7\text{ mA}$ erhält man ein störungsfreies Signal von $5\text{ V}/100^\circ$ mit einer Auflösung von $< 0.01^\circ$ mit einem Frequenzgang von 0 bis 5 kHz.

Beispiel einer Messung

Das Goniometer wird am Knie der Versuchsperson mit Lochband-Gummibändern befestigt. (Der Momentan-Drehpunkt des Kniegelenks ist nicht stationär!) Die Messkurven zeigen den zeitlichen Verlauf des Winkels und die durch elektronische Differenzierung ermittelte Winkelgeschwindigkeit bei einer Kniebeuge. Bemerkenswert ist die Signalqualität von $\omega(t)$ (**Smoothness** von Conductive Plastic-Potentiometer ist $< 0.1\%$).

4.1.1.6. Gummifaden-Goniometer

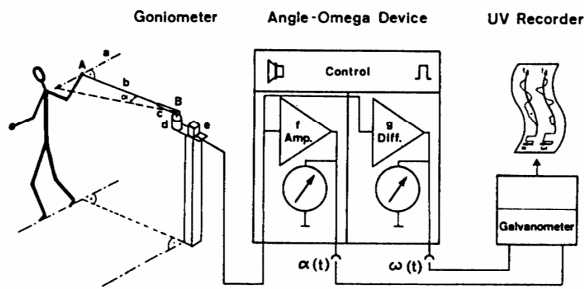


Fig. 1. Principle and equipment of the rubber band goniometry. a = direction of displacement; b = rubber band; c = arm of goniometer; d = potentiometer; e = preamplifier; f = amplifier; g = differentiator; AB = radius r_0 .

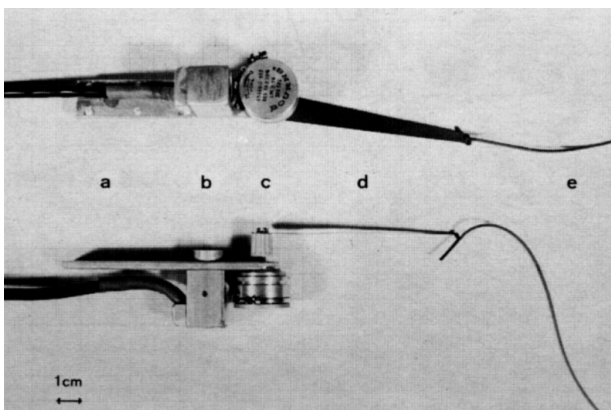


Fig. 2. Rubber band goniometer. a = basic platform; b = preamplifier; c = potentiometer; d = flexible arm; e = rubber thread.

Gummifaden-Goniometer

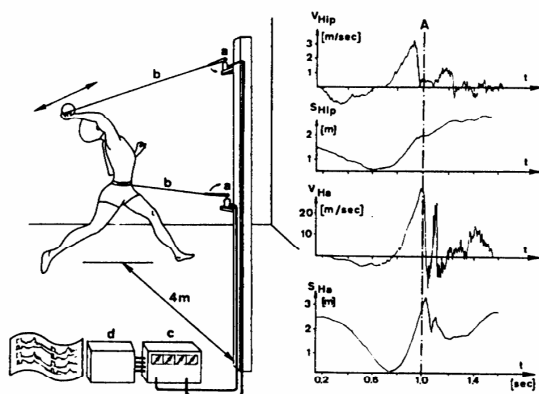


Fig. 5. Test movement for throwing a ball. a = goniometers; b = rubber bands; c = angle-omega device; d = UV recorder; v_{Hip} = velocity of the hip; s_{Hip} = displacement of the hip; v_{Ha} = velocity of the hand; s_{Ha} = displacement of the hand; A = point of ball release.

Interessant ist der Geschwindigkeitsvergleich von Hüfte und Hand: Die Hüftgeschwindigkeit (v_{Hip}) fällt kurz vor dem Ballabwurf fast auf Null, während die Handgeschwindigkeit (v_{Ha}) zunimmt.

Messprinzip

Ein Schenkel des Gummifaden-Goniometers (Potentiometer-Gehäuse) wird fest im Raum fixiert, der andere Schenkel wird mittels eines **dünnen Gummifadens** mit dem zu untersuchenden Körper- oder Gerätepunkt verbunden. Dieser Gummifaden überträgt die zur Fadenrichtung rechtwinklige Wegkomponente in eine Winkeländerung, und zwar mit einer höheren Grenzfrequenz als bei einer «starr» Verbindung wie z. B. mittels eines Stahlrohr-Hebels.

Die **obere Grenzfrequenz** beträgt bei Fadenlängen unter 1 m **> 50 Hz** und berechnet sich wie folgt:

$$f_{gr} = \sqrt{\frac{T}{4 \cdot \rho \cdot l^2}} \quad \text{wobei}$$

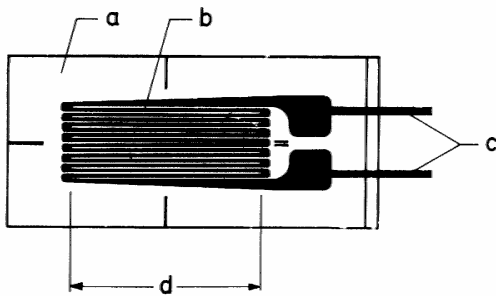
T = mech. Spannung, ρ = spez. Masse
 l = Fadenlänge

Diese Formel gilt für das Einschwingverhalten bei kleinen Winkeländerungen. Bei grossen Winkeländerungen ist die **Anstiegszeit** mit ca. **5 msec** von Bedeutung. Bei einer Fadenkraft von **1 N** und einer Fadenlänge von **4 m** beträgt der Messfehler **<0.30**. Kleine Winkelsignale können direkt als Mass für die Linearbewegung verwendet werden (Fehler **<2%** bei $\pm 140^\circ$)

Anwendungen:

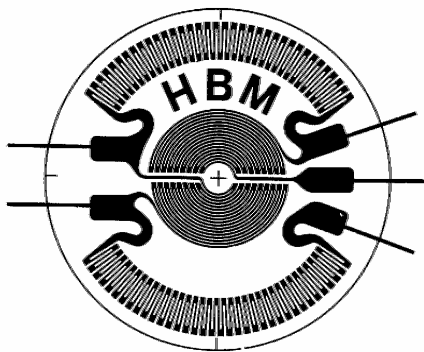
Weg-/Geschwindigkeitsanalysen bei Patienten und Sportlern.
 Ruder-Winkelmessung im Training (Gummifaden erlaubt Ruder-Rotation).
 Messung des Abstandes einer Person zu einer Sendeantenne.
 (Keine HF-Feld-Beeinflussungen, quasilineare Abbildung bei kleinen Abständen, geraffte Abbildung bei grossen Abständen).
 Allgemeine 2D- und 3D-Wegmessung

4.1.2. Dehnungsmessstreifen-Technik

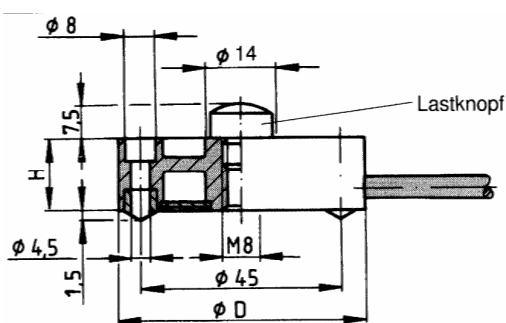


Charakteristische Bauform eines DMS mit aus Metallfolie geätztem Messgitter.

- a: Trägerfolie
- b: Messgitter
- c: Anschlüsse
- d: Wirksame Messgitterlänge



Vierteilige Membranrosette in Brückenschaltung zum Bau von Druckaufnehmern



DMS-Zug-Drucksensor

Typenreihe 8523/8531

Ø D = 54.5 mm: 50 N bis 500 kN

Ø D = 99.5 mm: 1 kN bis 5 kN

Einleitung

Der Dehnungsmessstreifen (**DMS**) oder **Strain-Gauge** ist im Anlieferungszustand zwar ein fertiges Produkt, aber noch kein fertiger Sensor. Der DMS wird erst nach der vom Anwender ausgeführten Applikation zu einem Teil eines Sensorsystems. Die Messunsicherheit eines DMS-Sensorsystems kann bei besonderer Konstruktions- und Fertigungs-sorgfalt, z.B. bei eichpflichtigen Wägezellen, 0.02 % betragen.

Eine Dehnungsmessung mittels DMS setzt voraus, dass die Dehnung des zu untersuchenden Objektes verlustlos auf den DMS übertragen wird. Dazu bedarf es einer innigen Verbindung zwischen DMS und Messobjekt, die im Normalfall durch spezielle Klebstoffe erzielt wird. In den meisten Fällen sind nur die offenliegenden Flächen eines Messobjektes der Messung zugänglich.

Das Hauptanwendungsgebiet des DMS ist die **experimentelle Spannungsanalyse**, wozu die Modellmesstechnik und die Biomechanik zählt. In der Sensortechnik sind DMS bei **Kraft- und Drehmomentensoren** beliebt, weil sie auch **statische Messungen** (nullpunktbezogene Werte) erlauben, sowie **robust** und **preiswert** sind.

Typische Daten von industriell hergestellten DMS-Zug-Kraft-Sensoren:

Messbereiche:	50 N bis 200 kN
Messunsicherheit:	< 0.5 % v.E.
Empfindlichkeit:	1.5 ± 0.5% mV/V
Eigenresonanz:	0.75 bis 3 kHz
Bruchlast:	300% Messbereiches
Messweg:	ca. 80 µm
DMS-Typ:	Folien DMS 350Ω
Speisespannung:	max. 10 V
Betriebstemperatur:	-30 bis +80°C
Thermische Nullpunktverschiebung:	≤ 1% v.E./50 °C im Bereich 15 bis 50°C

4.1.2.1. Physikalisches Wirkungsprinzip

Grundformel

$$\frac{\Delta R}{R} = \epsilon(1 + 2\nu) + \frac{d\rho}{\rho}$$

geometrischer Anteil
Gefüge Anteil

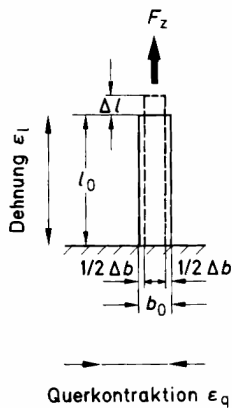
R = elektr. Widerstand

ϵ = Dehnung

ν = Querszahl

ρ = spezifischer Widerstand

Poissonzahl



Ein Gummiband wird unter Zug schmaler und dünner

$$m = \left| \frac{\epsilon_l}{\epsilon_q} \right| \quad (\text{Poissonzahl})$$

und

$$\nu = \frac{1}{m} \quad (\text{Querszahl})$$

Die Querszahl ν ist werkstoffabhängig: Inkompressible Medien wie Wasser und Gummi

$\nu = 0.5$

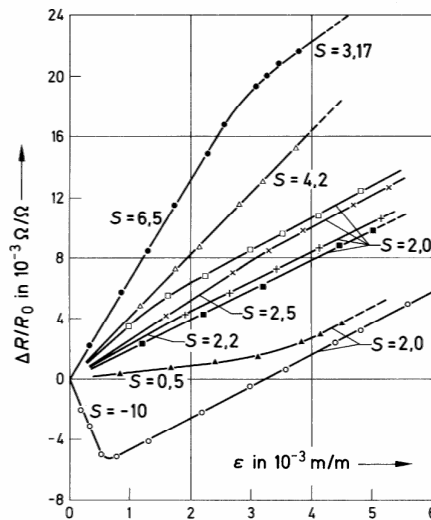
Kunststoffe $\nu \approx 0.4$

Metalle $\nu \approx 0.3$

4.1.2.1.1. Metallische und Halbleiter DMS

Jeder elektrische Leiter ändert seinen Widerstand infolge mechanischer Beanspruchung, teils durch Verformung des Leiters, teils durch Änderung des spezifischen Widerstands ρ infolge Gefügeänderung.

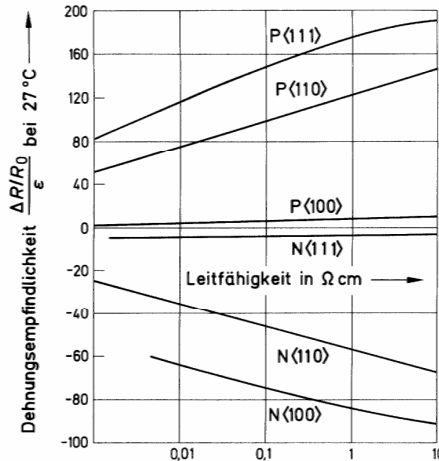
$$\text{Dehnungsempfindlichkeit} = \text{k-Faktor} = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta l/l_0}$$



- Platin-Iridium 5/95
- △ Stahldraht, federhart (Klaviersaitendraht)
- „Eureka“
- × „Brightray C“ hart
- + „Brightray C“ gegläht
- weiches Eisen
- ▲ „Manganin“
- Nickel „O“

Widerstands-Dehnungs-Charakteristik frei gespannter Drähte

Bei **metallischen DMS** ist der Gefügeanteil gering und der **k-Faktor** ist ca. 2 (im Datenblatt spezifiziert).



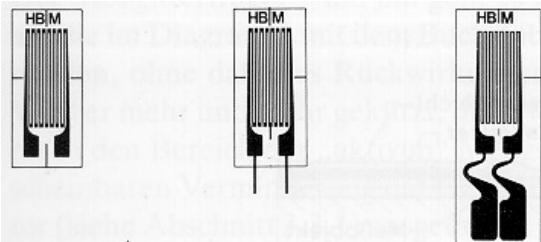
Dehnungsempfindlichkeit von p- und n-leitendem einkristallinem Silizium in den 3 Kristallgitterachsen in Abhängigkeit der Leitfähigkeit

Bei **Halbleiter DMS** ist der geometrische Anteil der Widerstandsänderung nur etwa 2%. Hauptsächlich der Gefügeanteil verursacht einen **k-Faktor von ca. 70**. Halbleiter-DMS gehorchen der Gleichung:

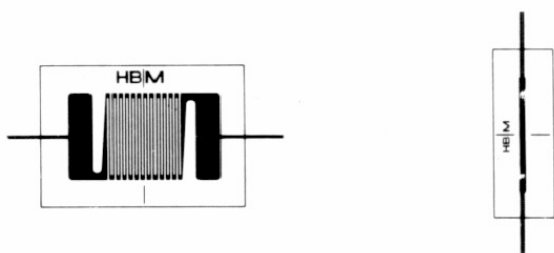
$$\frac{\Delta R}{R_0} = k \cdot \epsilon \frac{T_0}{T} + C \cdot \epsilon^2 \frac{T_0^2}{T}$$

(also nichtlinear)

4.1.2.2. Bauformen der DMS



Standard DMS

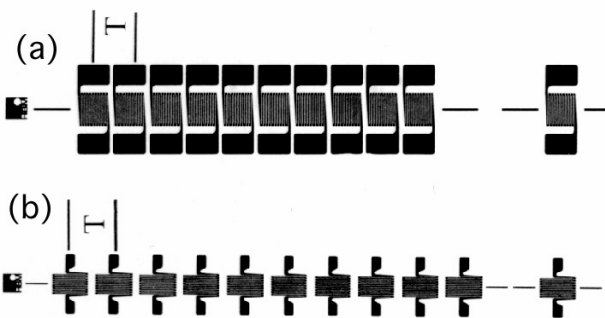


Messgitterlänge = 0.6 mm



Messgitterlänge = 150 mm

Speziell kurze oder lange DMS



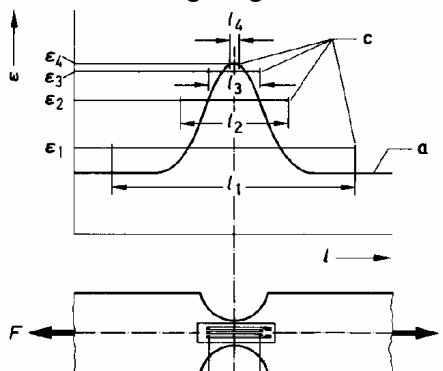
DMS-Ketten zur Ermittlung der Spannungsverteilung

- a: Messgitter -Richtung senkrecht zur Kettenlängsachse
- b: Messgitter-Richtung parallel zur Kettenlängsachse

4.1.2.2.1. Messgitterlänge

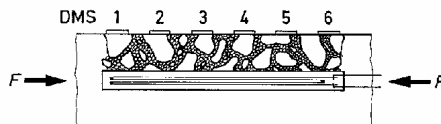
Die Empfindlichkeit der DMS hängt **nicht** von der Länge ab. Bei ausreichender Objektgröße sind DMS von 3 bis 6 mm Messgitterlänge optimal.

Extrem **kleine** DMS sind bei Kerbspannungs-Untersuchungen gefordert:

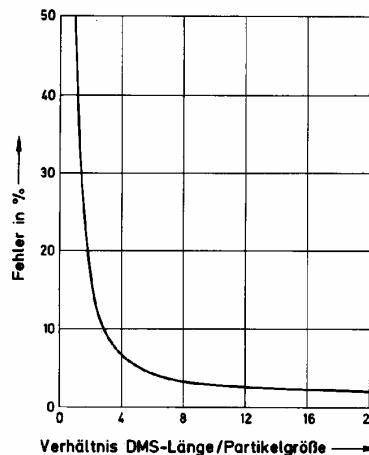


Einfluss der Messgitterlänge l auf den Messwert infolge Mittelwertbildung
 a: Wirklicher Dehnungsverlauf
 b: aktive Messgitterlänge l_1 bis l_j
 c: mit DMS der Länge l_j gemess. Dehnungswerte

Lange DMS dienen zur Mittelwertbildung. Im Beton z.B. sind die Partialdehnungen im Bereich des Kiesels kleiner als im Bereich des Zementsteins:

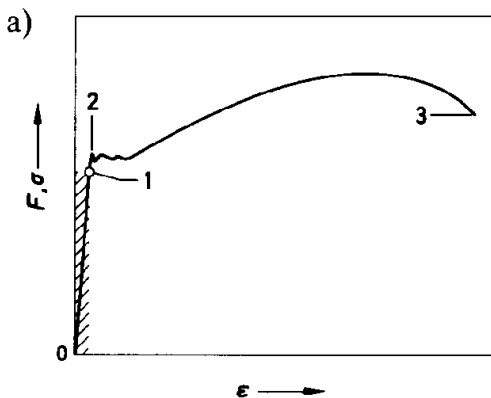


Mittelwertbildung bei inhomogenen Werkstoffen, z. B. Beton



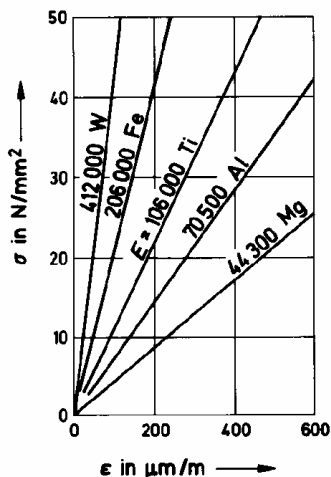
Messfehler bei inhomogenen Stoffen (z. B. Beton) in Abhängigkeit DMS-Länge zu Partikelgröße

4.1.2.3. Werkstoffkennwerte



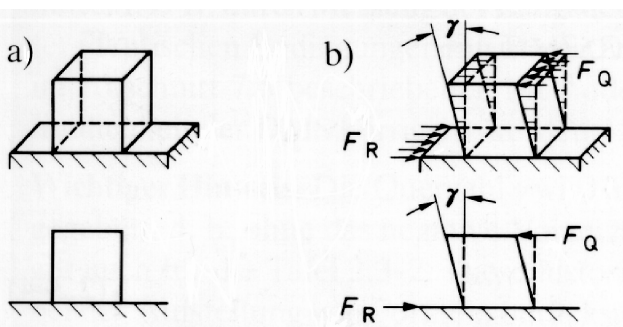
Kraft-/Dehnungs-Diagramm

- 1: Elastizitätsgrenze
- 2: Fließgrenze
- 3: Bruch



- W Wolfram
- Fe Eisen (Stahl)
- Ti Titan
- Al Aluminium
- Mg Magnesium

Beispiel einiger Elastizitätsmodule



Lage des Schiebungswinkels γ an einem durch F_Q schubbeanspruchten Werkstoffelement

- a: unbelastet b: belastet
- F_Q : Querkraft
- F_R : Gegenkraft
- γ : Schiebungswinkel

4.1.2.3.1. Elastizitätsmodul

Bei «linearelastischen» Werkstoffen findet man im elastischen Verformungsbereich einen linearen Anstieg der σ/ϵ -Kurve.

$$E\text{-Modul: } E = \frac{\sigma}{\epsilon}$$

$$\text{Einheit von E: } \frac{\text{N/mm}^2}{\text{m/m}} = \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$$

4.1.2.3.2. Gleit- oder Schubmodul

Der Gleit- oder Schubmodul vereinfacht die Berechnung der Schubspannung. Er wird aus dem Elastizitätsmodul E und der Querszahl ν hergeleitet:

$$G = \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{1+\nu} \approx 0.385 E \text{ für } \nu=0.3$$

$$\text{Einheit von G: } \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$$

Er beschreibt das Verhältnis der Schubspannung τ zu dem im Bogenmass (rad) gemessenen Schiebungswinkel γ :

$$G = \frac{\tau}{\gamma}$$

4.1.2.3.3. Poissonzahl

Verhältnis von Längsdehnung ϵ_l und Querkontraktion ϵ_q (dimensionslos)

$$m = \left| \frac{\epsilon_l}{\epsilon_q} \right| \text{ (Poissonzahl)}$$

und Kehrwert davon

$$\nu = \frac{1}{m} \text{ (Querszahl)}$$

Typische **Querszahlen** ν :

Nickel	0.31
Aluminium:	0.33
Kupfer:	0.33
Silber:	0.37 bis 0.39
Platin:	0.39
Stahl:	0.26 bis 0.33
Titan:	0.34
Glas:	0.22

4.1.2.3.4. Längenausdehnungskoeffizient α

Wird die Wärmedehnung behindert, entstehen mechanische Wärmespannungen im Werkstoff. In der DMS-Technik ist die **thermische Längenausdehnung** von Interesse. Wenn der DMS, der verwendete Klebstoff und der Werkstoff unterschiedliche Wärmeausdehnung zeigen, können **Messfehler** und **Schäden** auftreten. Wie die Tabelle zeigt, ist der Längenausdehnungskoeffizient α **material-** und **temperaturabhängig**:

Werkstoff	ϑ [°C]								
	- 196	100	200	300	400	500	600	800	
Metalle									
Aluminium (99,5 %)	-22,6	23,8	24,5	25,5	26,5	27,4	28,3		
AlZnMgCu 1,5	-17,8	23,4	24,4	22,5					
Duralumin (95Al; 0,04 Cu; Rest Mg, Mn, Si, Fe)		23,5	24,5	26,0	26,7	27,3			
Blei	-26,8	29,0	29,6	31,1					
Bronze (85Cu; 9Mn; 6Sn)	-14,9	17,5	17,9	18,3	18,8	19,2			
Gußeisen	-8,4	10,4	11,1	11,6	12,3	12,9	13,5	14,7	
Konstantan (60Cu; 40 Ni)	-11,9	15,2	15,6	16,0	16,4	16,7			
Kupfer	-13,9	16,5	16,9	17,2	17,7	18,1	18,5		
Magnesium	-21,1	26,0	27,1	27,9	28,8	29,8			
Messing (62Cu; 38Zn)	-16,4	18,4	19,3	20,1	21,0				
Molybdän	-4,2	5,2	5,4	5,5	5,6				
Nickel	-10,0	13,0	13,6	14,3	14,9	15,2	15,5	16,1	
Stahl									
Flußstahl	-8,8	12,0	12,6	13,1	13,6	14,1	14,7		
Invarstahl (64Fe; 36Ni)		1,5	3,8	5,3	7,8	9,4	10,8	13,1	
1.4301 (X5CrNi 18.9)		16,1	17,1						
Titan (TiAl 6 V4)		8,4	8,6	8,9	9,0	9,2			
Wolfram	-3,8	4,5	4,5	4,7	4,7	4,5	4,5	4,5	
Glas									
Jenaer 16 III	-5,9	8,1	8,4	8,7	9,0	9,3			
Jenaer 1565 III		3,5	3,6	3,7	3,9	4,1			
Quarzglas	+0,16	0,50	0,60	0,63	0,62	0,62	0,6	0,56	
Zerodur® Glaskeramik	-0,18	0,02	0,02						
Kunststoffe	$\vartheta = 50^\circ\text{C}$							$\vartheta = 50^\circ\text{C}$	
Acetylzellulose	80 – 90		Polyamid				90 – 100		
Acrylharz	70 – 80		Polyester				100 – 150		
Epoxidharz	60		Polystyrol				60 – 80		
Phenolharz	50 – 80		Polystyrol schlagfest				80 – 100		
Polyacetal	90		Polyurethan				190		
Polyäthylen hohe Dichte	160 – 180		Polyvinylchlorid				70		
Polyäthylen niedr. Dichte	230		Polyvinylchlorid schlagfest				80 – 100		

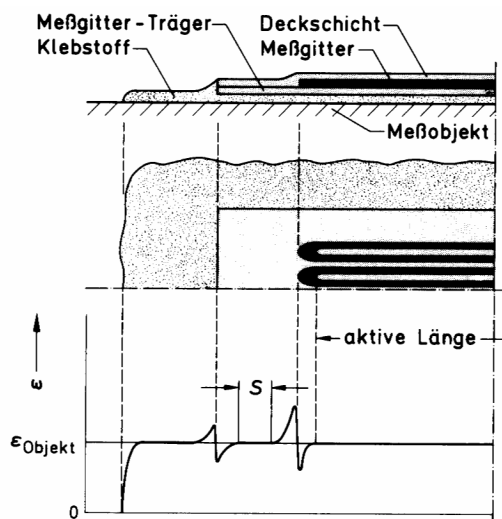
Tafel 2.3–3: Mittlere thermische Längenausdehnungskoeffizienten α für verschiedene Werkstoffe für unterschiedliche Temperaturbereiche zwischen 20 und ϑ °C in $10^{-6} \frac{\text{m}}{\text{m}} \cdot \frac{1}{\text{K}}$.

4.1.2.4. Auswahlkriterien in der DMS-Technik

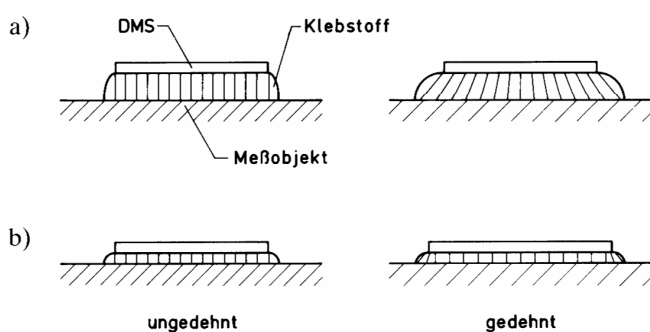
1.	Meßaufgabe Primär: Dehnungsmessung Sekundär: experimentelle Spannungsanalyse – Meßgrößenaufnehmerbau Betriebsüberwachung – Sicherheitseinrichtungen
2.	Mechanische Bedingungen an der Meßstelle
2.1	Spannungszustand einachsig – zweiachsig – Hauptrichtung bekannt – unbekannt
2.2	Topographie des Spannungsfeldes homogen – inhomogen – schroff veränderlich (Kerbspannungen) Mittelwert- oder Spitzenwertbestimmung
2.3	Art der Beanspruchung statisch: Betrag – Richtung (positiv, negativ) – Anzahl der Belastungen dynamisch: stoßartig – stochastisch – zyklisch – Wechsellast – Schwelllast (positiv, negativ) – Amplitude – Anzahl Lastspiele – Meßwerte nullpunktbezogen – nicht nullpunktbezogen
2.4	Verhältnis Nutzgröße zu Störgröße z. B. Normalkraft als Nutzgröße mit überlagertem Biegemoment als Störgröße
3.	Nebenbedingungen
3.1	Dauer der Messung einmalig – kurzzeitig – wiederholt kurzzeitig – langfristig – erwünschte Betriebsdauer – erwünschte Lebensdauer der Applikation
3.2	Temperatur Wert – Bereich (vor, während und zwischen den Messungen) – Änderungsgeschwindigkeit – einseitige Strahlung – Wärmedehnungskoeffizient des Bauteilwerkstoffes
3.3	Störeinflüsse Intensität – Einwirkungsdauer
3.3.1	Luftfeuchte – Wasser – Druckwasser – Dampf – Eis
3.3.2	Öl (Transformatoröl, Paraffinöl, Maschinenöl, Hydrauliköl)
3.3.3	Chemikalien (fest, flüssig, gasförmig, aggressiv, inert)
3.3.4	Druck – Vakuum
3.3.5	Elektrische Felder – magnetische Felder – Energiefluß (z. B. Schweißstrom, Blitzschlag)
3.3.6	Energiereiche Strahlung
3.3.7	Äußere Gewalt (Stoß, Schlag, Erddruck)
4.	Elektrische Bedingungen an der Meßstelle
4.1	Schaltung der Meßstelle Viertelbrücke – Dreileiterschaltung – Halbbrücke – Zweiviertelbrücke – Vollbrücke
4.2	Speisung der DMS Gleichspannung – Wechselspannung (Trägerfrequenz) – Potential gegen Masse (Erde) – Dauer-/Impulsspeisung (Zeit – Tastverhältnis)
4.3	Kabel Länge – Widerstand – Isolation – Kapazität – Beständigkeit gegen äußere Einwirkungen (mechanische, thermische, chemische) – Verbindungselemente (Stecker, Kabeldurchführungen)
5.	Applikationsbedingungen
5.1	Bauteilwerkstoff Bearbeitbarkeit – Klebe- oder ggf. Schweißbarkeit
5.2	Applikationsmöglichkeiten Zugänglichkeit – Einsatz von Sandstrahl o. a. Oberflächenbehandlung – Lösungsmittel- und Temperaturbeständigkeit
5.3	Leitungsführung
5.4	Platzverhältnisse DMS – Kabel – Abdeckmittel – Schutzkappen

Tafel 3.0–1: Schema zur Analyse der Bedingungen, denen eine DMS-Meßstelle genügen muß.

4.1.2.5. Applizieren der DMS



Dehnungseinleitung in DMS-Messgitter



Dehnungsübertragung vom Bauteil auf den DMS durch den Klebstoff

- a: ungeeigneter (zu weicher) Klebstoff und zu dicke Schicht
 b: geeigneter Klebstoff in dünner Schicht

Klebstoffdicke:

Zweikomponenten-Schnellklebstoff X60:
 $65 \pm 15 \mu\text{m}$

Einkomponenten-Schnellklebstoff Z70:
 $8 \pm 2 \mu\text{m}$

Zweikomponenten-Klebstoff EP250:
 1h bei 180°C unter einem Anpressdruck von
 15 bar, anschliessend 1h bei 180°C ohne
 Anpressdruck ergibt eine Schichtdicke von:
 $20 \pm 5 \mu\text{m}$

4.1.2.5.1. Vorwort

Das Applizieren der DMS ist eine **Kunst**, die im Rahmen eines regulären Lehrganges bei einem DMS-Lieferanten erlernt werden soll. Ohne praktische Schulung ist der Misserfolg vorprogrammiert!

4.1.2.5.2. Dehnungseinleitung

Die Dehnung des Messobjektes muss über die Klebstoffschicht und den Messgitterträger auf das Messgitter übertragen werden. Dazu sind Kräfte notwendig, die dem Messobjekt entnommen werden. Jeweils beim Übergang von einer Schicht zur nächsten sind Einleitungsstrecken zu beachten. Besonders bei Kunststoff mit temperaturabhängigem E-Modul müssen die Einleitungsstrecken genügend lang gewählt werden, andernfalls kann eine scheinbare Empfindlichkeitsminderung oder ein unkontrolliertes Kriechen des DMS auftreten.

4.1.2.5.3. Befestigungsmittel

Je nach Aufgabe eignen sich:

- **kalthärtende Klebstoffe**
für experimentelle Spannungsanalysen.
- **heisshärtende Klebstoffe**
wenn Messobjekt auf höhere Härtungstemperatur gebracht werden darf (Sensorenbau).
- **keramische Kitten**
Hochtemperaturanwendung, verlangt Einbrennen.
- **flammgespritzte Keramik**
wie oben, aber kein Einbrennen notwendig.
- **Punktschweissverbindung**
Einfach, aber Objekt muss schweisbar sein, Gefahr von Mikrokorrosion.

4.1.2.6. Tabellarische Übersicht der DMS-Schaltungsmöglichkeiten

Die nachstehende Tabelle zeigt den Zusammenhang zwischen der geometrischen Anordnung der DMS, der verwendeten Brückenschaltung und dem erzielten Brückenfaktor **B** für normalgerichtete **Kraft-, Biegemoment und Drehmomenteinwirkung** sowie Wärmeeinwirkung. Die kleinen Tabellen bei jedem Beispiel geben den Brückenfaktor **B** für die einzelnen Einflussgrößen an. Mit den Gleichungen wird aus dem Brückensignal U_A/U_E die tatsächliche Dehnung berechnet. Weitere Erklärung siehe in Legende.

1		$\epsilon = \epsilon_n + \epsilon_b = \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E} - \epsilon_s$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	1	1	1	0		
t	P	M _b	M _d										
1	1	1	0										
2		$\epsilon = \epsilon_n + \epsilon_b = \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	1	1	0		
t	P	M _b	M _d										
0	1	1	0										
3		$\epsilon = \epsilon_n + \epsilon_b = \frac{1}{(1+\nu)} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>1+ν</td><td>1+ν</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	1+ν	1+ν	0		
t	P	M _b	M _d										
0	1+ν	1+ν	0										
4		$\epsilon = \epsilon_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>2</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	0	2	0		
t	P	M _b	M _d										
0	0	2	0										
5		$\epsilon = \epsilon_n + \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E} - \epsilon_s$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>2</td><td>2</td><td>0</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	2	2	0	0		
t	P	M _b	M _d										
2	2	0	0										
6		$\epsilon = \epsilon_n + \epsilon_b = \frac{1}{2(1+\nu)} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>2(1+ν)</td><td>2(1+ν)</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	2(1+ν)	2(1+ν)	0		
t	P	M _b	M _d										
0	2(1+ν)	2(1+ν)	0										
7		$\epsilon = \epsilon_n = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>2</td><td>0</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	2	0	0		
t	P	M _b	M _d										
0	2	0	0										
8		$\epsilon = \epsilon_b = \frac{1}{4} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>4</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	0	4	0		
t	P	M _b	M _d										
0	0	4	0										
9		$\epsilon = \epsilon_n = \frac{1}{2(1+\nu)} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>2(1+ν)</td><td>0</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	2(1+ν)	0	0		
t	P	M _b	M _d										
0	2(1+ν)	0	0										
10		$\epsilon = \epsilon_b = \frac{1}{2(1-\nu)} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>2(1-ν)</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	0	2(1-ν)	0		
t	P	M _b	M _d										
0	0	2(1-ν)	0										
11		$\epsilon = \epsilon_b = \frac{1}{2(1+\nu)} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>2(1+ν)</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	0	2(1+ν)	0		
t	P	M _b	M _d										
0	0	2(1+ν)	0										
12		$\epsilon = \epsilon_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_b</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>2</td><td>0</td></tr></table>	t	P	M _b	M _d	0	0	2	0		
t	P	M _b	M _d										
0	0	2	0										
13		$\epsilon = \epsilon_d = \frac{1}{4} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_{bX}</th><th>M_{bY}</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>4</td></tr></table>	t	P	M _{bX}	M _{bY}	M _d	0	0	0	0	4
t	P	M _{bX}	M _{bY}	M _d									
0	0	0	0	4									
14		$\epsilon = \epsilon_d = \frac{1}{4} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_{bX}</th><th>M_{bY}</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>4</td></tr></table>	t	P	M _{bX}	M _{bY}	M _d	0	0	0	0	4
t	P	M _{bX}	M _{bY}	M _d									
0	0	0	0	4									
15		$\epsilon = \epsilon_d = \frac{1}{4} \cdot \frac{4}{k} \cdot \frac{U_A}{U_E}$	<table border="1"><tr><th>t</th><th>P</th><th>M_{bX}</th><th>M_{bY}</th><th>M_d</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>4</td></tr></table>	t	P	M _{bX}	M _{bY}	M _d	0	0	0	0	4
t	P	M _{bX}	M _{bY}	M _d									
0	0	0	0	4									

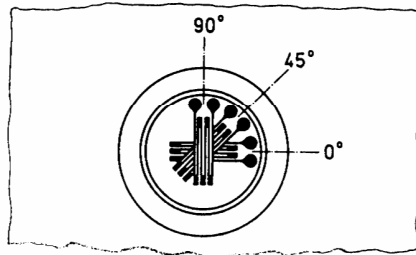
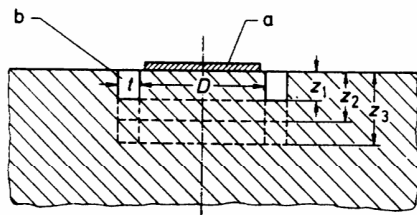
Zu Tabelle 2: Für Drehmomentmessungen (Beispiel 13, 14, 15) wurde hier ein zylindrischer Stab angenommen. Aus Symmetriegründen werden Biegungen in X- und Y-Richtung zugelassen. Die geometrischen Anordnungen und die Schaltungen der DMS sowie die Angaben für den Brückenfaktor **B** gelten in gleicher Weise auch für den rechteckigen Stab. Zeichenerklärung: t = Temperatur, P = Normalkraft, M_b = Biegemoment, M_{bx} , M_{by} = desgl. in X- bzw. Y-Richtung, M_d = Drehmoment. Daraus ergeben sich entsprechend die Dehnungen ϵ_s , ϵ_n , ϵ_b , ϵ_{bx} , ϵ_{by} , ϵ_d . ϵ = tatsächliche Dehnung im Meßpunkt Z_0 für P und M_b in Normalrichtung, für M_d in $\varphi = +45^\circ$ -Richtung. $\nu = \nu_{Querschnitt}$

= aktiver DMS

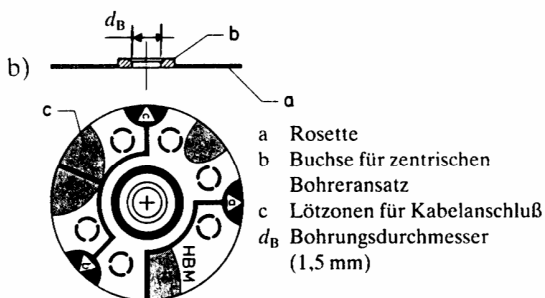
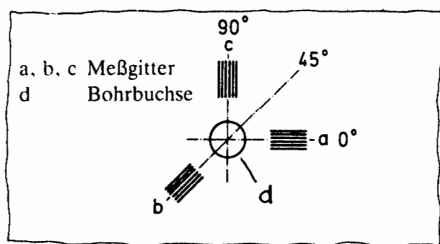
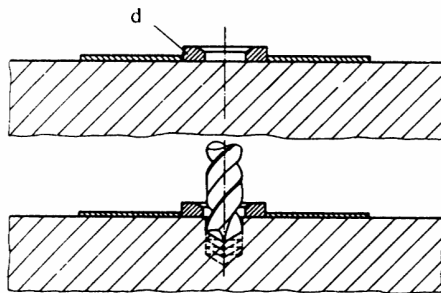
= Temperatur-Kompensations-DMS

= passiver DMS oder Widerstand

4.1.2.7. DMS-Rosetten für Eigenspannungsuntersuchungen



Ringkernverfahren nach Böhm und Wolf



Bohrlochverfahren

4.1.2.7.1. DMS-Rosetten zur Ermittlung zweiachsiger Spannungszustände.

Der Name Rosette leitet sich von der ursprünglichen äusseren Form solcher Mehrfach-DMS her, die auf einem gemeinsamen, kreisrunden Träger mehrere sternförmig gekreuzte Messgitter trugen. Moderne Fertigungstechniken, besonders aber die Folien-Ätztechnik, förderten Rosettenformen mit nebeneinander angeordneten Messgittern.

Bei Spannungsanalysen mit **bekanntem Hauptrichtungen** werden 90° X- oder L-Rosetten mit **2 DMS**, bei **unbekanntem Hauptrichtungen** 0°/45°/90° oder 0°/60°/120° R-Rosetten mit **3-DMS** verwendet.

Die grundsätzliche Idee ist, dass eine Messung beim belasteten Objekt, und später eine zweite Messung beim herausoperierten, unbelasteten Objektteil (Butzen) durchgeführt wird.

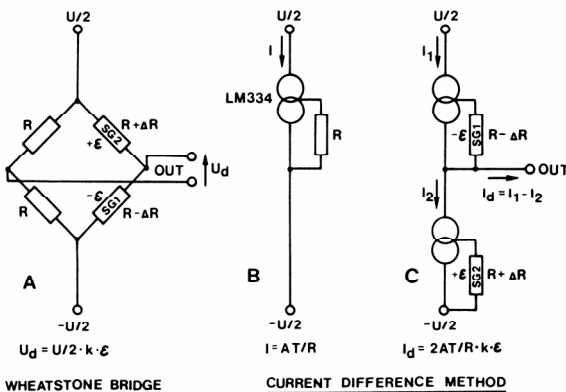
4.1.2.7.2. Ringkern-Verfahren

Man hat herausgefunden, dass es nicht notwendig ist, aus dem zu untersuchenden Objekt einen Butzen vollständig herauszufräsen. Es genügt eine Ringnut, um den freistehenden Kern an seiner Oberfläche ausreichend zu entspannen. Die Tiefe der Ringnut in Funktion des Ringkerndurchmessers bestimmt den systematischen Fehler und die Messunsicherheit.

4.1.2.7.3. Bohrloch-Verfahren

Bei diesem älteren Verfahren wird eine teilweise Entspannung durch eine Bohrung erzielt. Es genügt, die Bohrung bis zu einer Tiefe gleich dem Lochdurchmesser zu führen. Eine Spezial-Bohrloch-Rosette besitzt 3 unter 0°/45°/90° angeordnete Messgitter, so dass eine Spannungsanalyse nach Betrag und Richtung ausgeführt werden kann. Eine kleine Bohrbuchse sorgt für zentrische Lage der Bohrung, die mit einem **scharfen** Bohrer ausgeführt werden muss. Grenzen des Verfahrens ergeben sich durch die Spannungsüberhöhung an den Bohrungsrändern infolge der Kerbwirkung. Dadurch kann der Werkstoff schon bis in den Fließbereich verformt werden, obwohl die Eigenspannungen noch unterhalb dieser Grenzen liegen.

4.1.2.8. DMS-Verstärker



4.1.2.8.1. Brückenverstärker

Die Vollbrückenschaltung wird wegen ihrer günstigsten Eigenschaften (grösstes Messsignal: typ. 2 mV/V bei $\epsilon=10^{-3}$ m/m, automatische Kompensation von Störeffekten) vorzugsweise angewandt.

Bereits ein Quad-Opamp genügt als Instrumentation Amplifier (siehe unten: IC 21).

Für höhere Ansprüche eignen sich lasergetrimmte Instrumentation Amplifier oder die Kreuzer-Schaltung (HBM) mit zusätzlichen Fühlerleitungen, besonders für Viertelbrückenschaltung und lange Zuleitungen.

4.1.2.8.1. Low-Power-Schaltungen

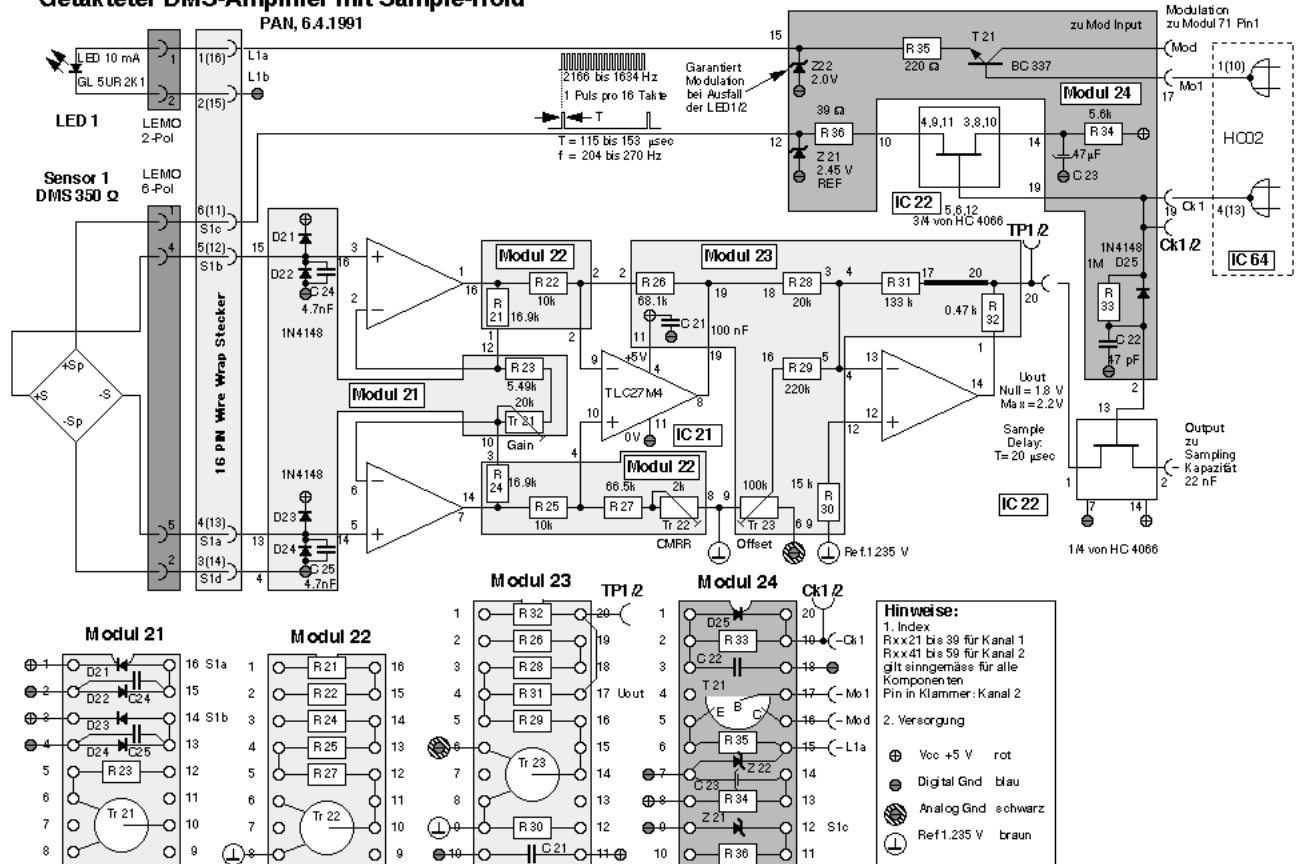
Die untere Schaltung arbeitet mit einer 1:16 getakteten DMS-Speisung. Vorteilhaft ist der optimale Temperaturgang und die einfache Multiplexierung, nachteilig die durch den Sample-Takt reduzierte obere Grenzfrequenz.

Stromdifferenzschaltung

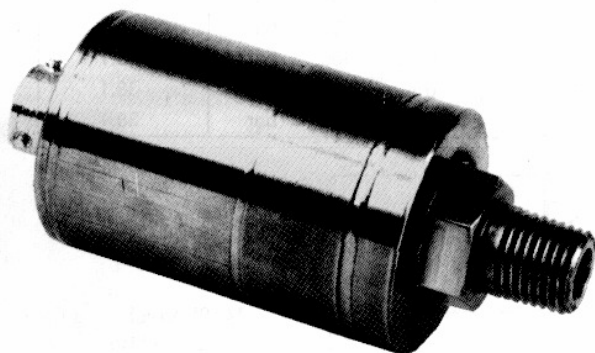
Diese von Bergmann und Siraky 1983 patentierte Stromdifferenzschaltung arbeitet bei einem 350Ω-DMS mit einem Strom von 200 μA und einer Speisespannung von 4.2 V. Zu berücksichtigen ist der Temperaturgang der Stromquellen, der aber bei Implantaten eine untergeordnete Rolle spielt.

Getakteter DMS-Amplifier mit Sample-Hold

PAN, 6.4.1991



4.1.2.9. Beispiele von DMS-Sensoren



Präzisions-Drucksensor

Typ 8268 "Z"

Messbereich: 0 bis 35 mbar bis zu
0 bis 2000 bar

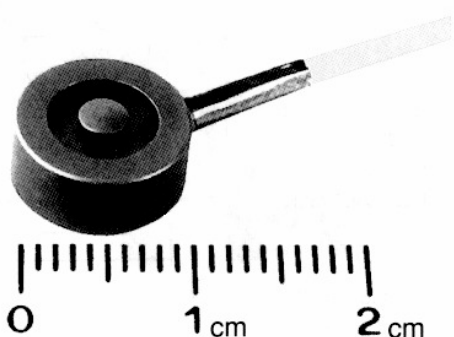
Messunsicherheit: < 0.15 %

Resonanzfrequenz: 0.5 kHz bis 80 kHz

Arbeitstemp.Ber.: -70 °C bis +160 °C

Temp.komp.Ber.: +15°C bis 70°C

Abmessungen: Ø 57 mm x 71 mm bis
Ø 38 mm x 59.5 mm



Ultraminiatur-Kraftsensor

Typ 8416

Messbereich: 0 bis 100 N bis zu
0 bis 5 kN

Messunsicherheit: < 0.2 %

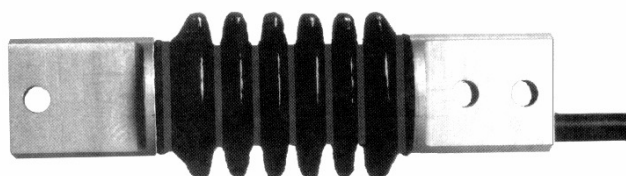
Resonanzfrequenz: 6 bis 80 kHz

Arbeitstemp.Ber.: 0 °C bis +80 °C

Temp.komp.Ber.: +15°C bis 70°C

Abmessungen: Ø 10.6 mm x 5 mm bis
Ø 12.6 mm x 7.5 mm

Nennmessweg ca. 60 µm



Biegebalken-Kraftsensor

Typ 8511

Messbereich: 0 bis 5 N bis zu
0 bis 300 N

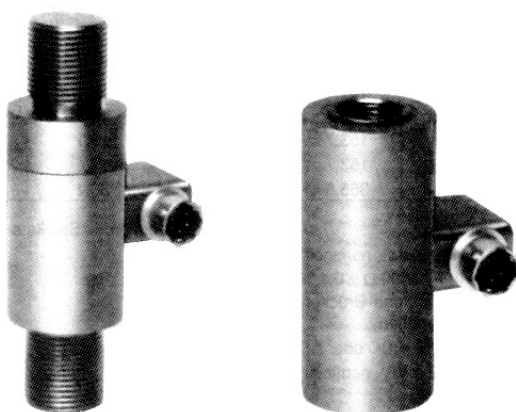
Messunsicherheit: ± 0.5 % bzw. 0.1 %

Resonanzfrequenz: keine Angaben

Arbeitstemp.Ber.: -20 °C bis +80 °C

Temp.komp.Ber.: +15°C bis 70°C

Abmessungen: Ø 20 mm x 87 mm bis
Ø 28 mm x 101 mm



Zugkraft-Sensor

Typ 85081, 85082

Messbereich: 0 bis 1 kN bis zu
0 bis 800 kN

Messunsicherheit: < ± 0.05 %

Resonanzfrequenz: keine Angaben

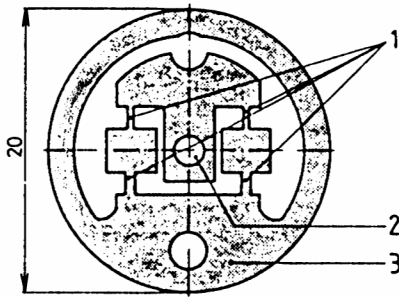
Arbeitstemp.Ber.: -55 °C bis + 120°C

Temp.komp.Ber.: +15°C bis 70°C

Abmessungen: Ø 32 mm x 64 mm bis
Ø 114 mm x 356 mm

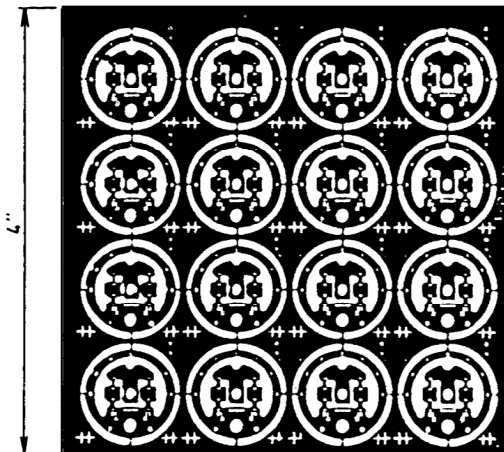
Nennmessweg: ca. 100 µm

4.1.3. Dünnschicht-DMS-Technik

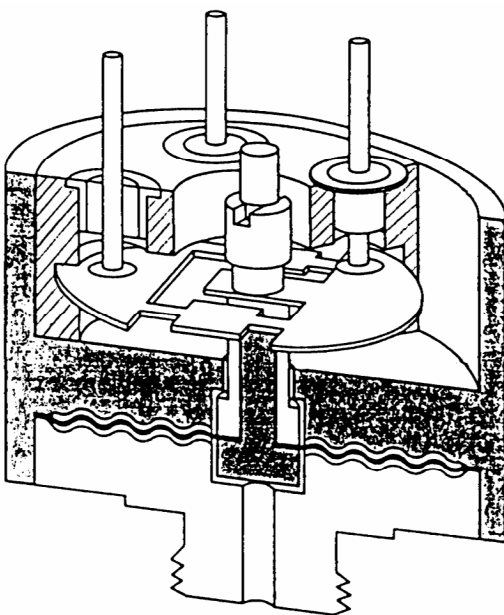


1. Dehnungsmessstreifen
2. Kräfteinleitungspunkt
3. Einspannzone

Federelement



Fertiges Substrat



Drucksensor

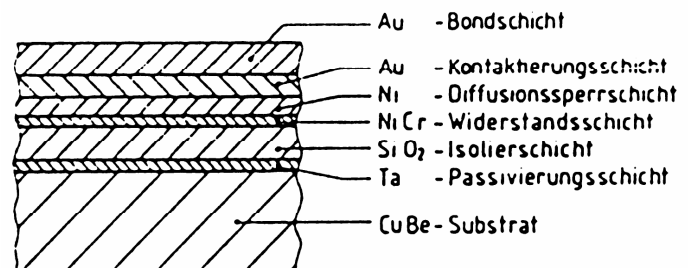
4.1.3.1. Dünnschicht-Sensoren

Anders als beim normalen Metall-DMS werden beim Dünnschicht- oder Dünnschicht-Messelement die vier dehnungs-empfindlichen metallischen Widerstände der Wheatstone-Messbrücke quasi molekular mit dem Federelement verbunden. Die Hauptvorteile sind:

- Höhere Betriebstemperatur
- Längere Spitzenbelastung ohne Kriechen
- Bessere Langzeitstabilität
- Geringe Drift von Nullpunkt und Empfindlichkeit
- Herstellung im Batch-Verfahren

Ein Dünnschicht- oder Dünnschichtsensor besteht aus mehreren Schichten, die z. B. mit HF-Sputtering auf das Biegeelement-material aufgebracht werden:

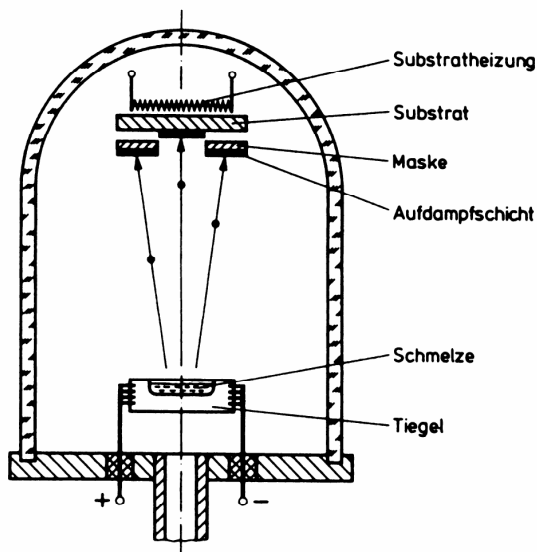
- **Isolationsschicht** (SiO_2 , $5 \mu\text{m}$)
- **Widerstandsschicht** (NiCr, $0.02 \mu\text{m}$, Flächenwiderstand 100Ω)
- **Kontaktschicht** (Gold, einige μm)



Schnitt durch ein Schichtsystem

Alle Schichten werden ganzflächig auf die Biege-Elemente aufgebracht. Es lassen sich Widerstandsmäander mit Linien-breiten bis zu $10 \mu\text{m}$ und Widerstands-toleranzen bis zu 3 % herstellen, die mit Laser-L-Schnitt auf 0.005% bezüglich Widerstandsgleichheit abgeglichen werden können.

4.1.3.2. Beschichtungsverfahren



Bedampfungsanlage

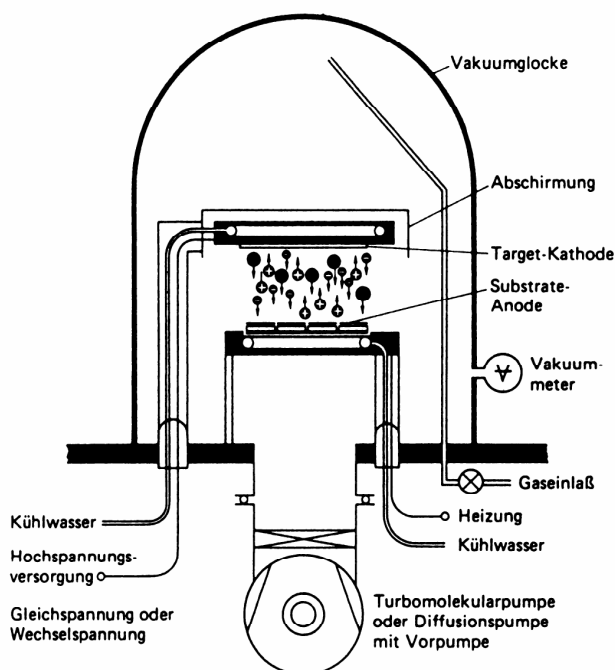
4.1.3.2.1. Aufdampfen

Das Ziel ist die Abscheidung dünner Schichten aus Widerstands- und Isoliermaterial auf dem Trägerelement. Beim Verdampfen wird im Ultrahochvakuum die Temperatur und damit die thermische Bewegungsenergie der Atome im Festkörper so weit angehoben, bis die Bindungsenergie zum Atomgitter überschritten wird. Ein so erzeugter Dampf besteht aus einzelnen Atomen und Atomkonglomeraten. Zur Erzeugung gleichmäßiger Schichten lässt man den Dampf in ca. 60 cm Entfernung von der Quelle auf das Substrat kondensieren.

4.1.3.2.2. Kathodenzerstäubung (Sputter)

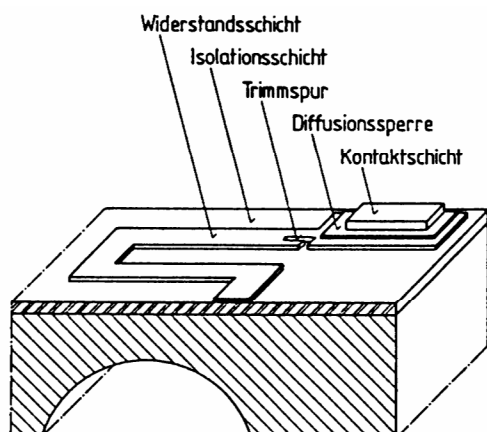
Im Gegensatz dazu ist die Kathodenzerstäubung eine kontrolliert betriebene Glimmentladung. Durch den Impuls-Übertrag der auf die Kathode einfallenden (Argon-) Gasionen werden die in den oberen Lagen befindlichen Atome des Festkörperrgitters herausgeschlagen, das heisst «zerstäubt». Das abgetragene Kathodenmaterial kondensiert auf dem ca. 10 cm entfernten Trägerelement und baut dort die dünne Schicht auf. Ein Vorteil ist die hohe kinetische Energie (ca. 5 eV) der Teilchen, wodurch die Eindringtiefe oder die Innigkeit der Anlagerung der dünnen Schichten auf der Substratoberfläche begünstigt wird.

Wenn die zu zerstäubende Kathode aus leitendem Material besteht, kann die Glimmentladung mit Gleichspannung betrieben werden. Bei isolierenden Materialien (wie z. B. SiO_2), müssen **Hochfrequenz-Hochspannungsgeräte** eingesetzt werden (HF-Sputter-Technik).

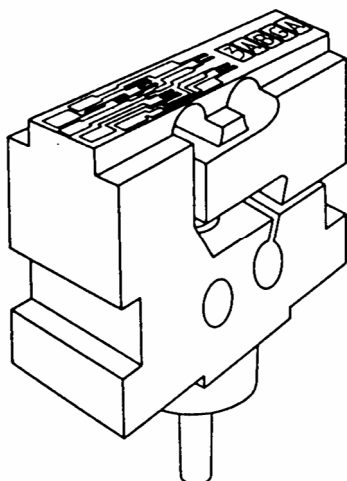


Kathoden-Zerstäubungsanlage

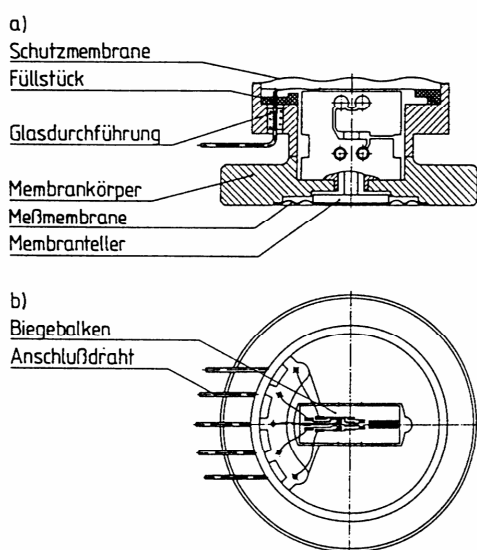
4.1.3.3. Beispiele von Dünnschicht-Drucksensoren



Schichtenfolge Dünnschichtsystem.



Biegebalken mit Dünnschicht



Drucksensor für 1.6 bar

4.1.3.3.1. Biegebalken

Die konstruktive Umsetzung des Messprinzips in der Praxis hat die Aufgabe, die sehr guten Messeigenschaften der Dünnschicht-DMS nicht durch Sekundäreinflüsse zu beeinträchtigen. Die gewählte dreidimensionale Biege-Elementform koppelt das Messelement durch seine zentrale Einschwümmung von nachteiligen äusseren Einwirkungen ab. Die Ausnehmungen, die für die Grösse der Dehnung an der Oberfläche verantwortlich sind, sind nach der Methode der **finiten Elemente** auf einen möglichst hohen Messeffekt bei Vermeidung von Spannungsspitzen optimiert. Durch eine Variation der Stegdicken können Biegebalken für Eigensteifigkeiten von 10 bis 160 N bei einem Messweg von 30 μm ausgelegt werden.

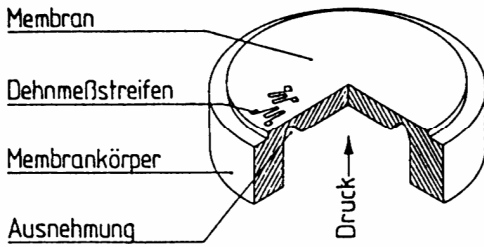
Ein im Bereich des Anlenkstiftes um den doppelten Messweg verjüngter Bolzen begrenzt im Überlastfall die Auslenkung in beide Richtungen. Die Herstellung des Balkens erfolgt heute mit CNC-gesteuerten Drahterodieranlagen.

4.1.3.3.2. Biegebalken-Drucksensor

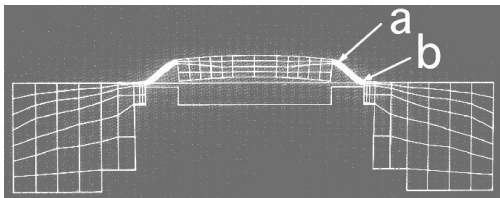
Eine gewellte Messmembran mit Membranteller lenkt den Biegebalken aus. Die Anschlüsse sind über druckfeste Glasdurchführungen nach aussen geführt. Die weiche, Elektronenstrahlgeschweisste metallische Schutzmembran bewahrt das hermetisch dichte System vor Umwelteinflüssen.

Technische Daten

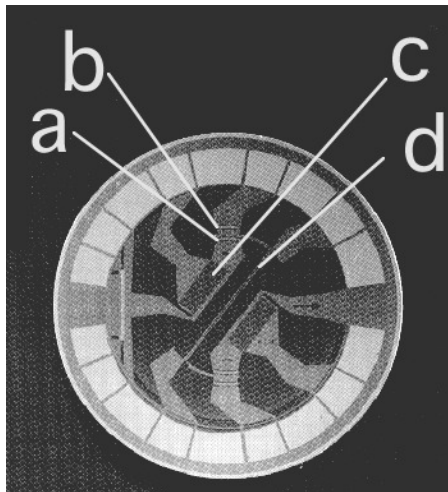
Druckbereich:	1.6 bar
Empfindlichkeit:	2 mV/V $\pm 0.1\%$
Versorgungsspannung:	10 V DC, 2 mA
Innenwiderstand:	$\leq 7\text{ k}\Omega$
Temperaturfehler	
Nullpunkt:	$\pm 0.0025\%/K$
Empfindlichkeit:	$\pm 0.0025\%/K$
Linearitätsabweichung:	$\pm 0.1\%$
Hysteresefehler:	$\pm 0.075\%$
Langzeitabweichung:	$\leq 0.2\% / 6\text{ Monate}$
Temperaturbereich:	-40 bis +100 $^{\circ}\text{C}$



Messmembran

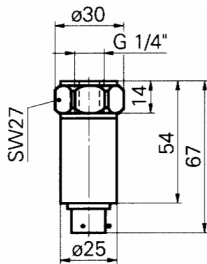


Messmembran belastet
a: Zug-, **b:** Druckbelastung



Beschichtete Messmembran

- a:** +ε DMS, **b:** -ε DMS,
- c:** Temp. abh. Widerstand T_V für TK-Empfindlichkeits Kompensation und als Temperatursensor
- d:** Temp.abhängiger Widerstand T_n für TK-Nullpunktkompensation (siehe Schema rechts)



1000 bar Drucksensor

4.1.3.3.3. Beschichtete Messmembran

Bei Drucksensoren > 10 bar kann die Messmembran direkt als Substrat für die Beschichtung dienen. Die Empfindlichkeit kann mit einer ringförmigen Ausnehmung vergrößert werden.

Technische Daten von Membrandrucksensoren mit eingebautem Temperatursensor:

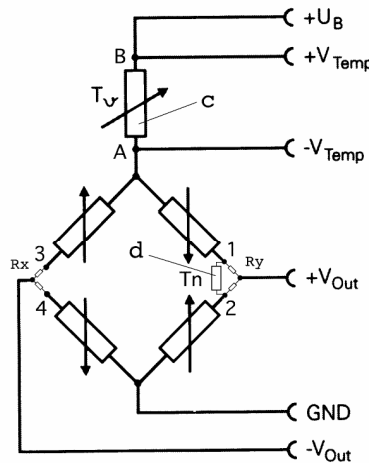
Messbereiche:	0-10, 0-60, 0-1000 bar
Brückenspeisung:	10 V DC
Ausgangssignal:	0-20 mV
Ausgangswiderstand:	4400 Ω ± 20 %
Eingangswiderstand:	5000 Ω ± 20 %
Nullpunkt-Offset:	< ± 1 % F.S.
Linearität:	< 0.1 % F.S.
Hysterese:	< 0.05 % F.S.
Komp. Temp. bereich:	- 40 °C bis + 125 °C
TK-Nullpunkt	0.01 %/ °C
TK-Empfindlichkeit:	0.015 %/ °C
Überlastdruck:	2 x Nenndruck
Berstdruck:	4 x Nenndruck
Grenzfrequenz:	0 bis ca. 10 kHz
Temp. Sensor:	(nur für Typen >10 bar)
- Temp. Signal	ca. 1 mV/°C
- Nullpunktsignal:	ca. 0.5 V bei 0 °C
- Genauigkeit:	± 1.5 °C
Schutzart:	IP 67

TK- und Nullabgleich

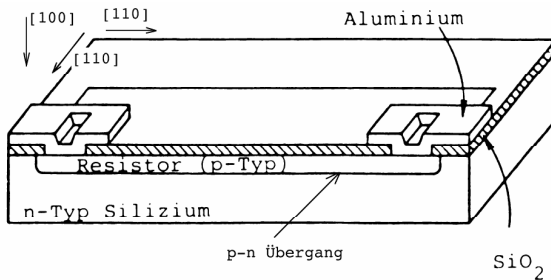
In Serie zur Speisung liegt der Widerstand T_V (c) zur TK-Empfindlichkeitskompensation.

Auf einem Printring um den Aussenrand der Messzelle befindet sich zwischen 1,2, parallel zu T_n (d), der Widerstand R_y zur Abschwächung der TK Nullpunkt-Kompensation.

Zwischen den Kontakten 3,4 liegt der Widerstand R_x , der zum Nullpunkt-abgleich dient.



4.1.4. Piezoresistive Sensoren



Piezoresistiver Sensor:

n-dotierter Siliziumträger mit Orientierung [100], Leitfähigkeit von ca. $3 \Omega\text{cm}$, p-dotierter Piezowiderstand in [110] Orientierung, ca. 10^{19} Bor-Atome/ cm^3 . $3.2 \mu\text{m}$ tief liegt der die einzelnen Widerstände isolierende p-n Übergang.

Spezifischer Widerstand ρ eines Halbleiters:

- $\rho = (q \mu c)^{-1}$
- $q =$ elementare Ladung
- $\mu =$ Mobilität der Ladungsträger
- $c =$ Konz. der Ladungsträger

Ohmsches Gesetz in Halbleiter:

- $\underline{E} = \rho \underline{J}$
- $\underline{E} =$ Elektr. Feldstärke (Vektor)
- $\underline{J} =$ Stromdichte (Vektor)
- $\rho =$ spez. Widerstand (skalar)

Änderung des spezifischen Widerstandes durch eine mechanische Spannung σ :

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \Delta = \text{sym. } 3 \times 3 \text{ Matrix}$$

$$\Delta = \pi \sigma$$

Bezogen auf die kubischen [100] Achsen hat die π Matrix folgende Form:

$$\begin{pmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{pmatrix}$$

Nicht verschwindende Koeffizienten:

- π_{11}
- π_{12}
- π_{44}

4.1.4.1. Piezoresistiver Effekt

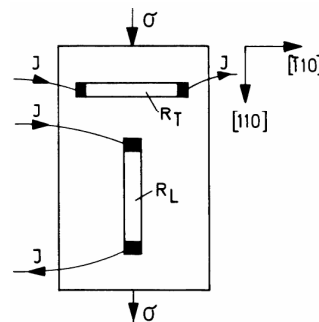
Im Gegensatz zum metallischen DMS überwiegt beim HL-DMS der piezoresistive Effekt die Verformungseffekte bei weitem. Bei Metall-DMS beträgt der **k-Faktor** ca. 2, bei HL-DMS ca. **50-150**. Diese Eigenschaft kann aufgrund der Struktur der Energiebänder in Halbleitern erklärt werden:

Bei fehlender mechanischer Beanspruchung sind die mobilen Ladungsträger gleichmässig über äquivalente Energiebänder verteilt. Die jedem Energieband zugehörige Mobilität ist **anisotrop**, demgegenüber ist die Gesamtmobilität, d. h. die Summe der Mobilität aller Ladungsträger in einem kubischen Halbleiter **isotrop**.

Bei vorhandener mechanischer Belastung sind die Energiebänder nicht mehr äquivalent; sie sind vielmehr einzeln auf der Energieskala verschoben. Die tiefer liegenden Bänder weisen eine höhere Besetzung auf als die höher liegenden. Dies hat zur Folge, dass die Symmetrie des kubischen Kristalls verloren geht; d. h. die **Mobilitätsanisotropie** der höchst besetzten Bänder kommt zur Geltung.

Dieses Modell erklärt die Abhängigkeit des piezoresistiven Effekts von:

- Struktur der Energiebänder
- Art der Leitfähigkeit
- Richtung der mech. Beanspruchung
- Stromfluss bezügl. Kristallachsen



Transversal-effekt:

$$\Delta_T \approx -\frac{\pi_{44}}{2} \sigma$$

Logitudinal-effekt:

$$\Delta_L \approx +\frac{\pi_{44}}{2} \sigma$$

4.1.4.2. Grundlagen für piezoresistive Sensoren

k-Faktor

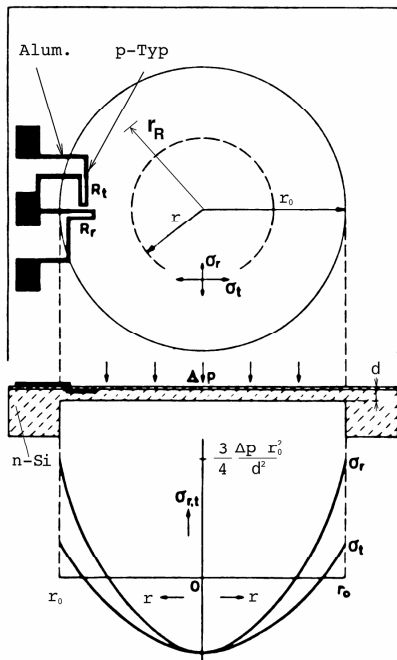
für Piezowiderstände in [110] Richtung in [100] Silizium mit $7.8 \Omega\text{cm}$ gilt:

$$k_L = \frac{\Delta_L Y}{\sigma} = \pi_L Y \approx \frac{\pi_{44}}{2} Y$$

$$\pi_{44} = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2/\text{N}$$

$$Y = 1.7 \cdot 10^5 \text{ N/mm}^2$$

$$k_L = -k_T \approx 120$$



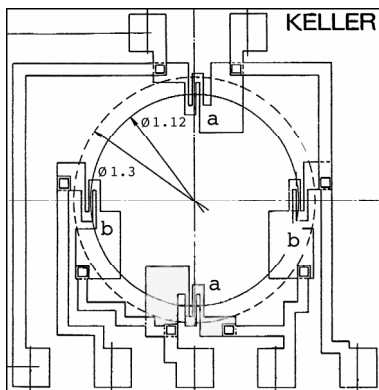
Radiale und tangentielle Spannungsverteilung an der Oberfläche einer fest eingespannten Membrane

r_0 : aktiver Membranradius

r_R : mittlerer Radius für R_r resp. R_t

d : Dicke der Membran

Δp : Differenzdruck in Bar



a: Radial-,
b: Tangentialspannung

Speisung:
1 mA

Ausgang:
20 mV

Freq.gang:
DC bis
100 kHz

4er-Brücke für ± 0.4 bar Sensor

4.1.4.2.1. Grundprinzip

Im Gegensatz zu metallischen DMS kann eine **Brückenschaltung** für Messelemente verwendet werden, die einer homogenen, **nur in einer Achse wirkenden mechanischen Spannung** unterworfen sind. Zwei Arme der Brücke liegen **parallel** zur Spannungsachse (pos. L-Effekt), die anderen zwei Arme **quer** zur Spannungsachse (neg. T-Effekt). Es lassen sich Biegebalken, Druckscheiben, Säulen etc. herstellen.

Aus Linearitätsgründen soll auf die ausschliessliche Anwendung des longitudinalen Effekts verzichtet werden.

4.1.4.2.2. Integrale Druckmembrane

Unter der Wirkung der Druckdifferenz Δp wird die Membran verformt und verspannt. Die **radiale Spannung σ_r** und die **tangentiale Spannung σ_t** sind stark vom Abstand r (aber auch von der Tiefe z unter der Oberfläche) abhängig. An der Oberfläche, wo die Widerstände eindiffundiert sind, geht jede der beiden Spannungskomponenten σ_r und σ_t örtlich getrennt durch Null. Bei guter Wahl der r_R für R_r und R_t erhält man $\sigma_r \approx \sigma_t$ und damit eine symmetrierte Halbbrücke. Bei einer 40-Prozent-Ausnutzung der Biege-Bruchspannung des Siliziums von σ_{max} von ca. 450 N/mm^2 ist eine Widerstandsänderung $\Delta_L = -\Delta_T$ von 5 % möglich, wenn $r_R \approx 0.8 r_0$ gewählt wird.

Die notwendige Membrandicke d beträgt

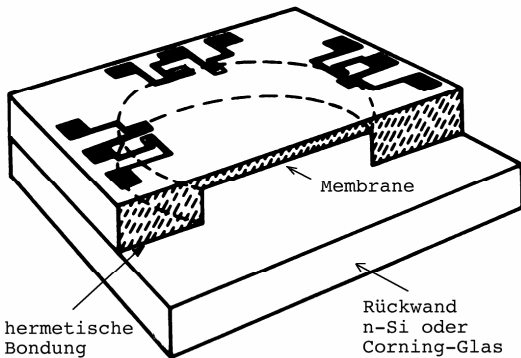
$$d = 0.02 \sqrt{\Delta p} \cdot r_0 \quad (\Delta p \text{ in bar, } r_0 \text{ in mm})$$

Ein nichtlinearer Balloneffekt setzt eine untere Grenze für den Nenndruck für ein maximales Ausgangssignal:

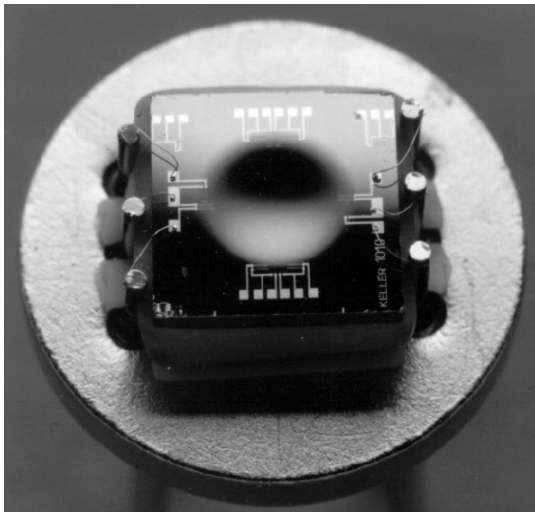
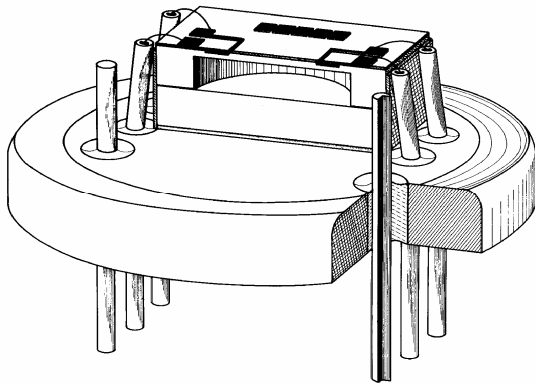
$$\Delta p \leq \frac{2Yd^4}{r_0^4} \approx 0.5 \text{ bar}$$

d darf also nicht beliebig reduziert werden!

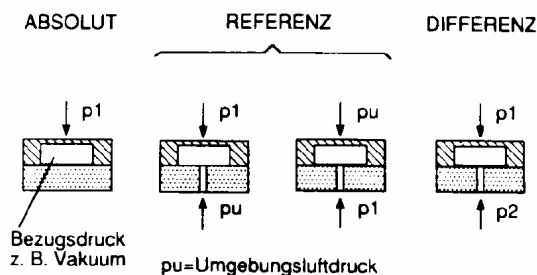
4.1.4.3. Druckmesszelle und Packaging



Druckmesszelle



Aufgebaute Druckmesszelle



Grundtypen von Druckmesszellen

4.1.4.3.1. Druckmesszelle

Als Ausgangsmaterial dient ein schwach n-dotierter Si-[100] Wafer mit hochglanzpolierten Flächen.

Die kreisförmige Membran wird zuerst mit einem **Diamant-Bohrer**, dann durch **Ätzen** herausgearbeitet. Vorteilhaft ist die rationelle Fertigung, die kreisförmige Symmetrie der Spannungsverteilung und die gute Linearität.

Quadratische, kristallographisch definierte Membranen mit flachem Boden und pyramidenförmigen Seitenflächen werden durch **anisotropisches Ätzen** mit KOH hergestellt.

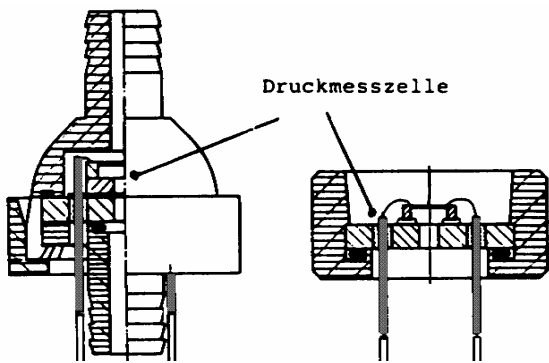
Bor wird durch Ionenimplantation zuerst nahe der Oberfläche des Wafers eingepflanzt und dann durch ein Hochtemperatur-Verfahren, ausgeführt unter wechselnder Trocken- und Nass-Atmosphäre, in eine Tiefe von ca. 3 μm eindiffundiert.

Der verarbeitete Wafer wird mit einer Diamantsäge in Einzelelemente geteilt.

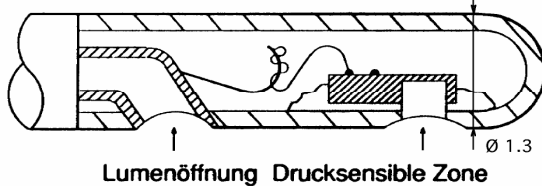
Der Sensor-Chip wird mittels eutektischem Gold-Bonden unter Vakuum bei 400 $^{\circ}\text{C}$ mit einer zweiten, nichtprozessierten Si-Scheibe der gleichen Orientierung und Dotierung verbunden. Andere Hersteller verwenden eine Rückwand aus Corning-Glas, die mittels anodischen oder elektrostatischen Bond-Verfahren hermetisch mit dem Si-Chip verbunden wird. In beiden Fällen erhält man eine **Absolutdruck-Messzelle** mit **Vakuum** als Referenzdruck.

Die Druckmesszelle wird durch löten oder kleben auf einer Glasdurchführung aufgebaut. Die Bondung erfolgt mit Gold- oder Aluminiumdrähten. In jedem Fall muss vermieden werden, dass der Sensor-Chip auch bei Temperatureinwirkung sich **nicht verspannt**.

4.1.4.3.2. Packaging von Druckaufnehmern

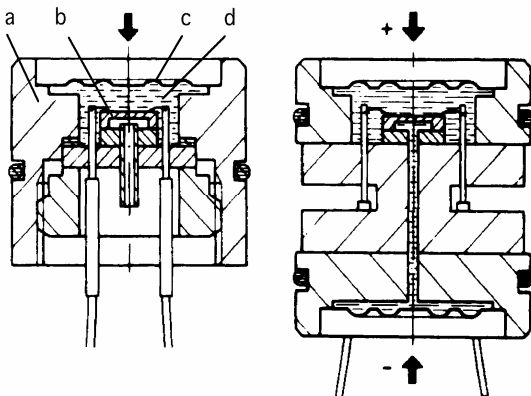


Messbereiche $\pm 0.2/10$ bar, $\varnothing 15$ mm



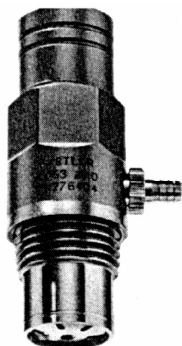
Katheter ± 0.4 bar, ab $\varnothing 1.33$ mm!

Offene Druckaufnehmer



Messbereiche $\pm 0.1/1000$ bar, $\varnothing 19$ mm

- a: Gehäuse
- b: Druckmesszelle
- c: Stahlmembrane
- d: Silikonöl



Relativdrucksensor
Typ 4053: 1/10bar



Absolutdrucksensor
Serie 12, 10/100bar

Gekapselte Druckaufnehmer

Offene Druckaufnehmer

Offene Druckaufnehmer eignen sich für Drücke bis ca. 20 bar für nicht aggressive Gase und Flüssigkeiten. Zum Schutz der Sensorzelle werden häufig organische Silizium-Verbindungen verwendet. Diese Überzüge führen aber bei kleinen Druckbereichen zu Hysterese!

Gekapselte Druckaufnehmer

Der Aufbau besteht aus einem Metallgehäuse und einer Membran aus rostfreiem Stahl, auf die der Druck einwirken kann. In der ca. 20 μ m dicken Stahlmembran sind konzentrische Wellen eingepreßt, damit eine möglichst spannungsfreie Auslenkung erreicht wird. Die Stahlmembran ist mit dem Metallgehäuse verlötet oder verschweisst.

Der Zwischenraum zwischen dem Chip und der Stahlmembrane wird mit **Silikonöl** gefüllt. Damit wird ein Druck des Messgutes auf die Stahlmembrane der Messzelle übertragen.

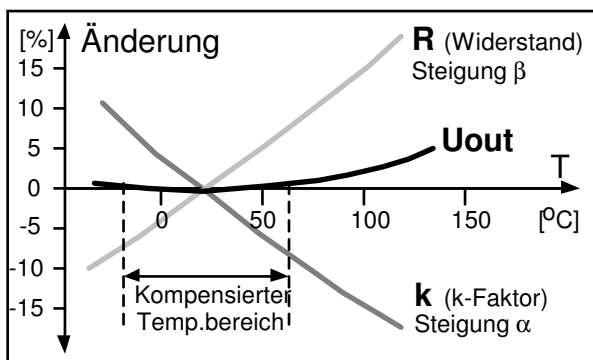
Silikonöl wird gewählt wegen seiner isolierenden Eigenschaft, seiner Inertheit und wegen seiner niedrigen Viskositäts- und Dampfdruckwerte im Betriebs-temperaturbereich.

Allerdings kann die grosse Wärmeausdehnung und die nicht vernachlässigbare Kompressibilität Probleme verursachen. Zu beachten ist die grosse Luftlöslichkeit des Silikonöls. Soll der Messbereich sich bis zum Vakuum erstrecken, muss das Öl sorgfältig entgast und unter Hochvakuum eingefüllt werden.

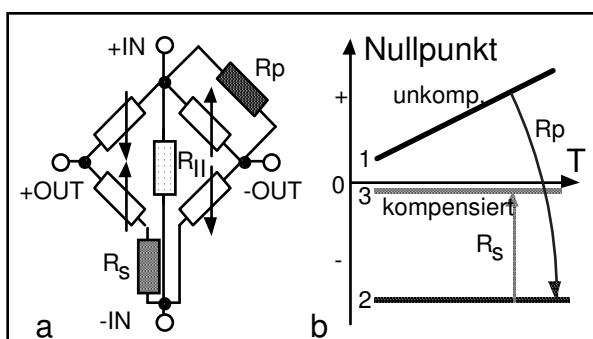
Für hochkorrosive Medien werden die Membrane und Teile des Gehäuses aus Platin, Tantal oder Hastelloy gefertigt.

Wie bei den offenen Messzellen werden Absolut-, Referenz- und Differenzdruckaufnehmer angeboten.

4.1.4.4. Temperaturverhalten und Kompensation mit Widerständen



Temperaturabhängigkeit des k-Faktors, des Widerstandes R und des Ausgangs Uout bei Konstantstromspeisung.



Kompensation der thermischen Nullpunktverschiebung und Abgleich des Nullpunktes

a: Schaltbild b: Einfluss von R_p und R_s
 1: ohne Kompensation
 2: Wirkung von R_p allein
 3: mit R_p und R_s

Typische Daten eines mit diesen Methoden **kompensierten** piezoresistiven Druckaufnehmers (Typ 4043, Bereiche 0..1/2/5/10/20/50/100/200 bar)

Spezifizierter Betriebs-
 temperaturbereich: - 20 bis + 50 °C
 Vollbereichsignal F. S. 500 ± 0.5 mV
 Kalibrierstrom: 2 bis 5 mA
 Nullpunkt: < ± 20 mV
 Linearität: ≤ ± 0.3 % F. S.
 Hysterese: ≤ 0.1 % F. S.
 Stabilität Empfindlich.: < 0.2 % F. S.
 Stabilität Nullpunkt: < 0.1 % F. S.

Thermische Empfindlichkeitsänderung: < ± 1 % F. S.

Thermische Nullpunktverschiebung: < ± 0.5 % F. S.

TK-Empfindlichkeit

Bei Silizium-Widerständen nimmt der **k-Faktor** und damit die Empfindlichkeit bei steigender Temperatur **ab**:

$$k = k_0 (1 - \alpha_1 \Delta T - \alpha_2 \Delta T^2 \dots)$$

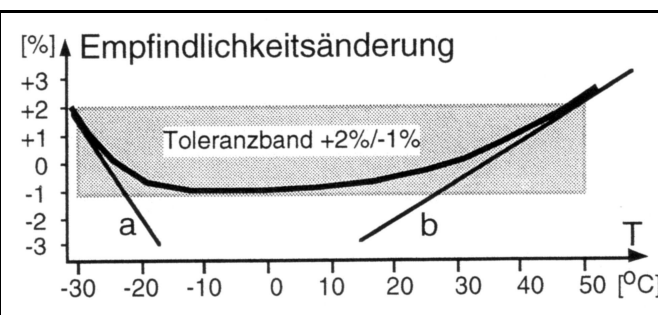
Gleichzeitig nimmt der **Widerstand R** mit der Temperatur **zu**:

$$R = R_0 (1 + \beta_1 \Delta T + \beta_2 \Delta T^2 \dots)$$

Bei einem geeigneten Bor-Dotierungsniveau kann erreicht werden dass $\alpha \approx \beta$ wird. Mit **Konstantstromspeisung** ergibt sich eine **Kompensation** über einen bestimmten, **eingeschränkten Temperaturbereich**:

$$U_{out} = I_0 \varepsilon R_0 k_0 [1 + (\alpha - \beta)\Delta T + \dots]$$

Die **Lage** des kompensierten Temperaturbereichs kann sowohl durch das Bor-Dotierungsniveau, als auch durch einen **Parallelwiderstand RII** parallel zur Brückenspeisung eingestellt werden.



TK-Empfindlichkeit nach Kompensation

a: TK bei - 30 °C: -0.3 % / °C
 b: TK bei +50 °C: +0.07 % / °C

TK-Nullpunkt und Nullpunktlage

Auch der Nullpunkt verschiebt sich mit der Temperatur. Mit dem Widerstand R_p parallel zu einem Brückenarm wird der **effektive TK** dieses Brückenarms verändert. Die dadurch eingeführte Asymmetrie kompensiert bei richtiger Wahl von R_p die bestehende thermische Nullpunktverschiebung. Mit dem Serie-widerstand R_s wird der Nullpunkt in das spezifizierte **Toleranzband** gebracht.

4.1.4.5. Moderne Kompensationsmethoden

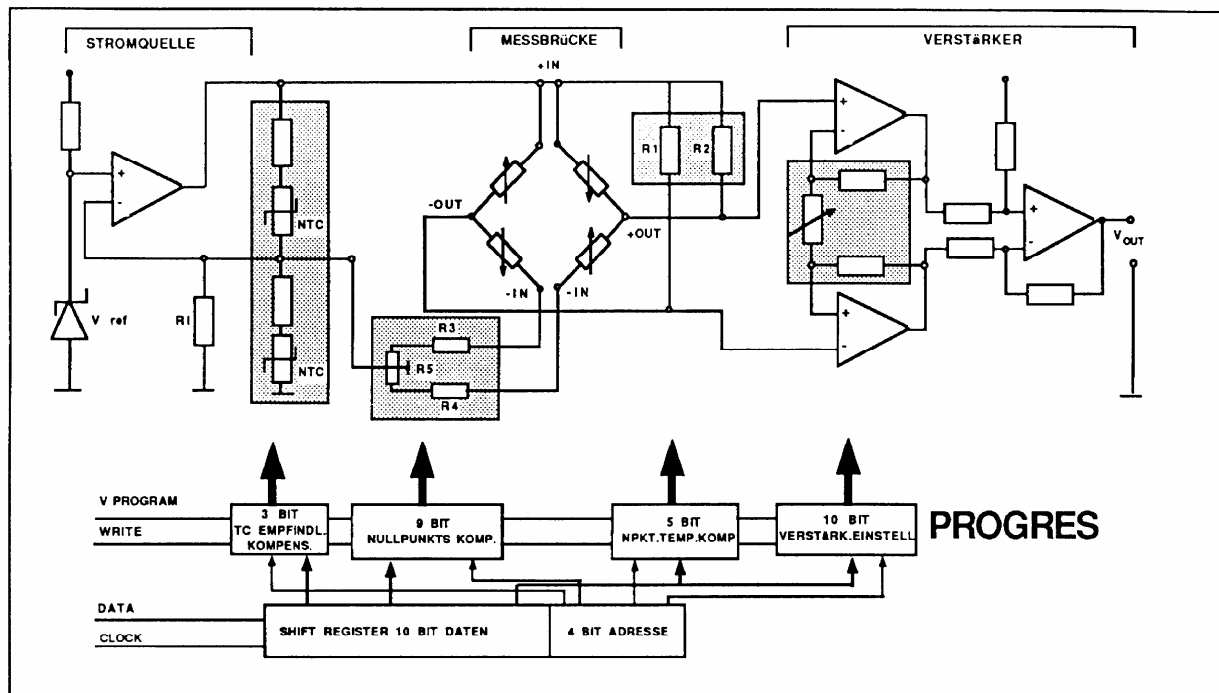
Neben der einfachen, aber doch aufwendigen Kompensationsmethode mit Widerständen gibt es heute folgende andere Möglichkeiten:

Methode:	Messunsicherheit im Temp. Bereich	
	0 bis + 50 °C	- 20 bis + 80 °C
Standardmethode	< 2.0 %	< 3.2 %
Widerstände und NTC	< 1.5 %	< 2.2 %
Integrierte analoge Kompensation		
IC-programmierbare Potentiometer	> 1.6 %	< 2.3 %
Digitale Kompensation		
In Funktion der Temperatur sind die Sensordaten in einem EEPROM abgelegt	< 0.1 %	< 0.2 %
Mathematische Modellierung	< 0.1 %	< 0.2 %
Computerauswertung der Polynome		

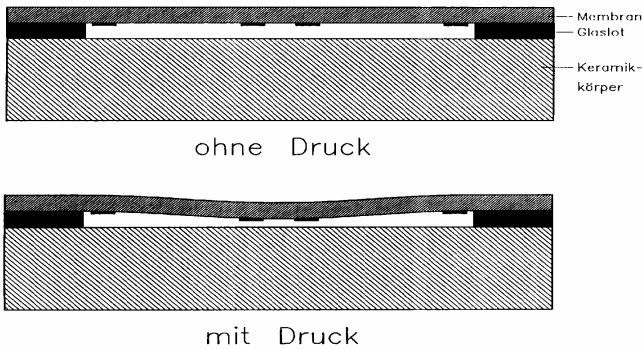
Das System PROGRES (PROGrammierbare RESistoren, Keller) besteht aus einem ASIC mit einigen Widerstandsnetzwerken. Neben der Stromspeisung und der Verstärkung der Drucksignale übernimmt dieses System folgende Kompensations-/Abgleich-Aufgaben:

TK-Nullpunkt Kompensation:	5 bit Selektion
Nullpunkt Abgleich:	9 bit Selektion
TK-Empfindlichkeit:	3 bit Selektion
Verstärkerselektion:	10 bit Selektion

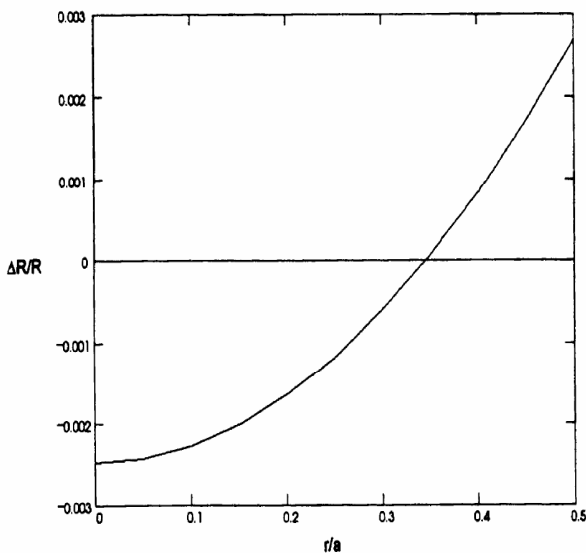
Die Programmierleitung muss nur während des Werkabgleichs angeschlossen werden. Eine spätere Nachkalibrierung ist mit einem Hand-Programmiergerät möglich. Das ganze System kann im Druckaufnehmer-Gehäuse eingebaut oder extern verwendet werden. Es liefert eine Ausgangsspannung von ± 2 V bei einer einzigen 5 V-Versorgung.



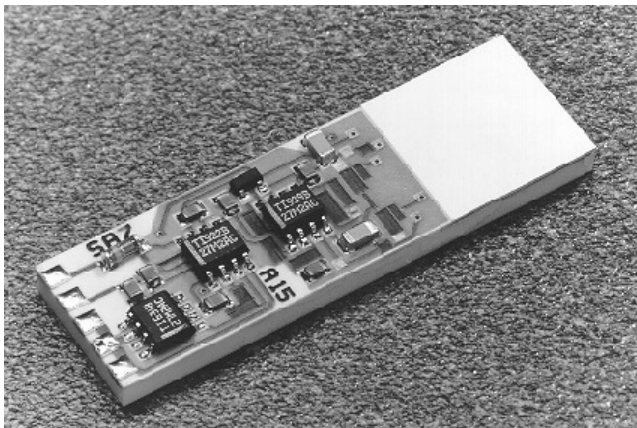
4.1.4.6. Piezoresistive Keramiksensoren



Grundprinzip der Keramik-Drucksensoren mit Membran und massivem Keramikkörper zu Gewährleistung der mechanischen Stabilität



Relative Widerstandsänderung als Funktion der Position der Messwiderstände auf der Membran mit Durchmesser a



Drucksensor-Element für max. 12 bar mit integriertem Messverstärker (Länge = 50 mm)

Prinzip

Als Membran dient eine sehr dünne Keramikplatte, auf der **piezoresistive Dickschichtwiderstände** aufgedruckt sind. Mit Glaslot verbunden ist ein zweiter massiver Keramikkörper, der die nötige Stabilität garantiert.

Piezoresistives Element

Die eingebrannten Dickschichtwiderstände bestehen aus Rutheniumoxidpartikeln, eingebettet in einer Glas-matrix. Zur elektrischen Leitung in den Widerständen tragen unter anderem auch Tunnelvorgänge bei. Elektronen tunneln zwischen Metalloxidteilchen und Haftstellen im Glas und direkt zwischen benachbarten Metalloxidpartikeln. Die Tunnelvorgänge sind stark von den Abständen abhängig: Durch Dehnung und Stauchung entsteht eine Widerstandsänderung mit **mittleren k-Faktor**:

$$\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \epsilon; k = 15$$

Keramikmembran

Die Bruchfestigkeit von gutem Keramik liegt bei 450 MPa, die für Langzeitsensoren zu 40 % ausgenutzt werden darf. Damit sind Dehnungen $\epsilon \leq 0.2 \%$ zugelassen. Bei einer Brückenspannung von 10 V resultiert ein Signal von $\approx 25 \text{ mV}$.

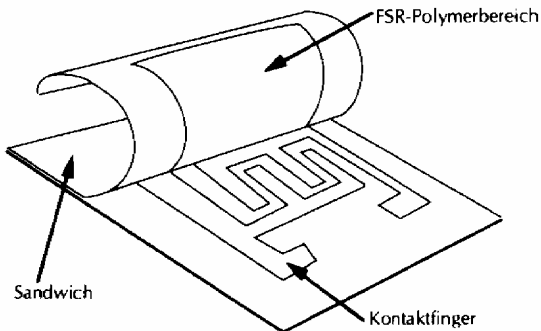
Vergleichswerte

Kriterium	Silizium	Dickschicht Keramik	Metall-DMS u. Dünnsfilm
k-Faktor	++	+	-
TK-Nullpunkt	--	+	++
TK-Sensibilität	--	++	++
Linearität	+	++	++
Hysterese, Drift	-	++	-/+
Medientauglich	--	++	-
Integr. Abgleich	-	++	-
Preis	++	++	-

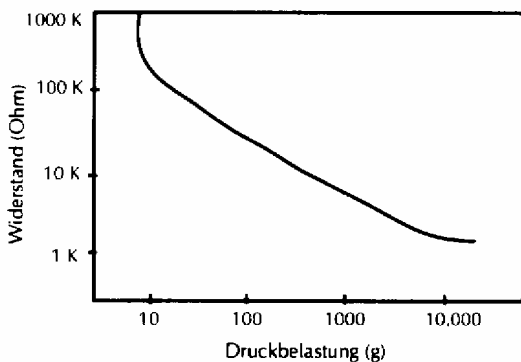
Vorteile und Anwendungen

- Kostengünstige und langzeitstabile Kraft- und Drucksensoren
- Integrierte Auswertungs-elektronik in Hybrid-/SMD-Technik

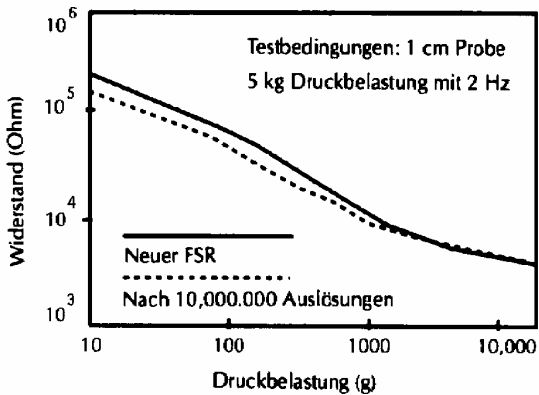
4.1.4.7. Piezoresistive Polymere



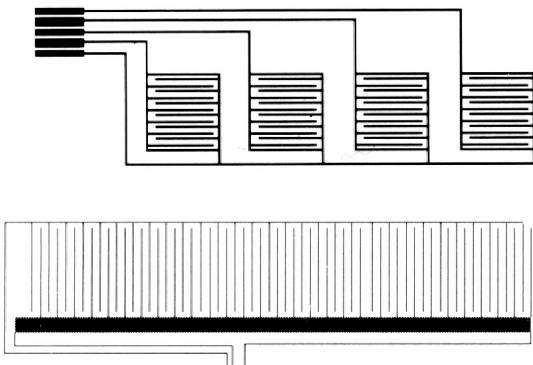
Aufbau eines FSR



Kraft versus Widerstand



Alterung nach 10 Mio Lastspielen



Tasten und Linearpotentiometer

Prinzip

Das Sensorelement besteht aus einer leitfähigen Polymerschicht und einer Anordnung von Kontaktfingern. Der Widerstand der Polymerschicht ändert sich bei Druckbelastung über einen grossen Messbereich.

Force Sensing Resistor FSR

Der FSR wurde für druckproportionale Tastaturen für Musikinstrumente entwickelt, eignet sich aber auch gut für qualitative Drucksensoren und Berührungsmelder.

Typische Daten:

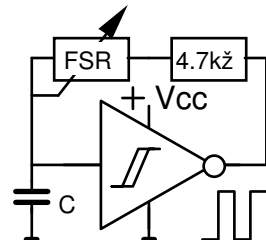
Foliendicke:	0.02 bis 0.7 mm
Fläche:	bis max 0.56 x 0.8m
Dynamikbereich:	2 kΩ bis 1 MΩ
Strombelastbarkeit:	max. 1 mA/cm ²
Kraftbereich:	0.1 N bis 100 N
Druckbereich:	7 mbar bis 7 bar
Ansprechzeit:	< 2 msec
Temperaturbereich:	-30 °C bis +170 °C
Temp. Koeffizient:	1000 ppm bei 1 kg
Kriechverhalten:	<1 % pro kg und Tag
Eigene Versuche:	ca. 10 % / 3 Tage

Vorteile:

- Dünne, flexible, dauerhafte Folie
- Kleben auf gerundeter Unterlage möglich
- Unempfindlich gegen Schwingungen
- Einfache Signalauswertung

Nachteile:

- Kann nur für qualitative Messungen benutzt werden, wobei das Ausgangssignal sowohl von der Kraft als auch vom Druck abhängt.
- Beträchtliches Kriechverhalten über längere Belastungszeiträume.

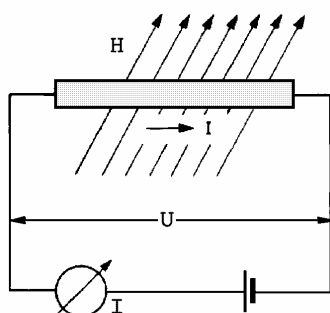


Schmitt-Trigger
74 HC 14 oder
Single Gate
TC4S58B4F

Druck-Frequenz Wandler

Vorsicht: Die Frequenz eines Schmitt-Triggers verändert sich um ca. -16 %/V Speisung!

4.1.5. Magneto-resistive Sensoren



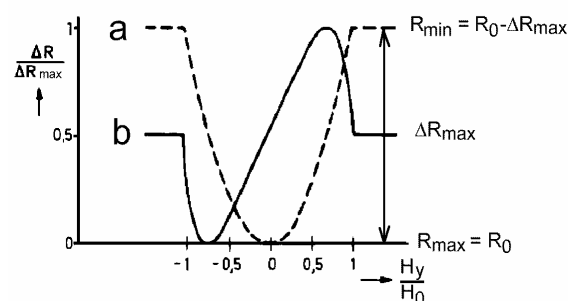
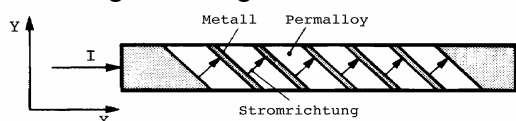
Anordnung zum Nachweis des magneto-resistiven Effekts

a: Einfacher MRS

Durch eine Wärmebehandlung unter Einwirkung eines starken magnetischen Gleichfeldes wird eine permanente Magnetisierung in Längsrichtung erzielt. Wie die Kurve a zeigt, führt eine magnetische Feldstärke $\pm H_y$ quer zur Längsachse x zu einer Drehung der Magnetisierung aus der x-Achse und hat damit eine Widerstandsabnahme zur Folge. Die Mindestfeldstärke H_0 für eine vollständige 90° Drehung ist material- und geometrieabhängig.

b: Barberpole-Konfiguration mit quasi-linearer $R(H_y)$ -Funktion

Die Stromrichtung wird um 45° gegen die Längsachse gedreht.



$$\frac{\Delta R}{\Delta R_{\max}} \text{ als Funktion von } \frac{H_y}{H_0}$$

für (a) MRS und (b) Barberpole

4.1.5.1. Magneto-resistiver Effekt und Halleffekt im Kurzvergleich

Der magneto-resistive Effekt ist **nicht** mit dem Halleffekt (4.1.5.2.) verwandt. Ein **magneto-resistiver Sensor** besteht aus **ferromagnetischen** Schichten, deren **Widerstände** sich **erniedrigen oder erhöhen** wenn ein relativ **schwaches magnetisches Feld H** einer bestimmten Richtung anliegt.

Der **TK** ist **gering** ($-0.4 \text{ \%}/\text{K}$) und kann in einer Brückenschaltung mit Konstantstromspeisung gut kompensiert werden.

Im Gegensatz dazu ist **Feldplatte** ein **Halbleiter**, der seinen **Widerstand** bei **starker magnetischer Induktion B** infolge des **Halleffektes erhöht**.

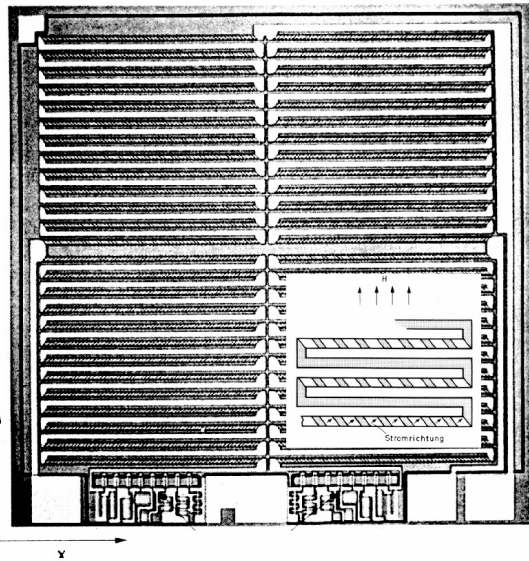
Der **TK** ist **gross** (bis $-2 \text{ \%}/\text{K}$) und kann nicht so einfach kompensiert werden.

4.1.5.1.1. Magneto-resistiver Effekt

Ein schmaler, dünner Streifen aus ferromagnetischem Material (**Permalloy**, 80 % Ni und 20 % Fe) wird an den Enden kontaktiert und in einen Stromkreis geschaltet. Aus dem sich einstellenden Strom **I** und der anliegenden Spannung **U** ergibt sich ein Widerstand **R**. Setzt man den Streifen einem Magnetfeld **H** aus, welches in der **Streifenebene** verläuft, dann verändert sich der Widerstand. Den **kleinsten Wert** für **R** erhält man, wenn der Winkel φ zwischen der Strom **I** und dem Magnetfeld **H** ca. 90° ist und die Feldstärke mindestens H_0 beträgt, so dass die **Magnetisierung** des Streifens ihren **Sättigungswert** erreicht. Der **grösste Wert** von **R** ergibt sich, wenn das Feld **parallel** zur Stromrichtung verläuft. Ohne Magnetfeld stellt sich **R** ungefähr auf einen Mittelwert ein.

Damit lassen sich einfache MRS (a) und linearisierte Barberpole-Sensoren (b) realisieren.

4.1.5.1.2. Magnetoresistiver Sensor MRS in Brückenschaltung



Sensoraufbau

Durch die Barberpole-Konfiguration erhält man eine nahezu lineare $\pm \Delta R$ Variation in Funktion von $\pm H_y$:

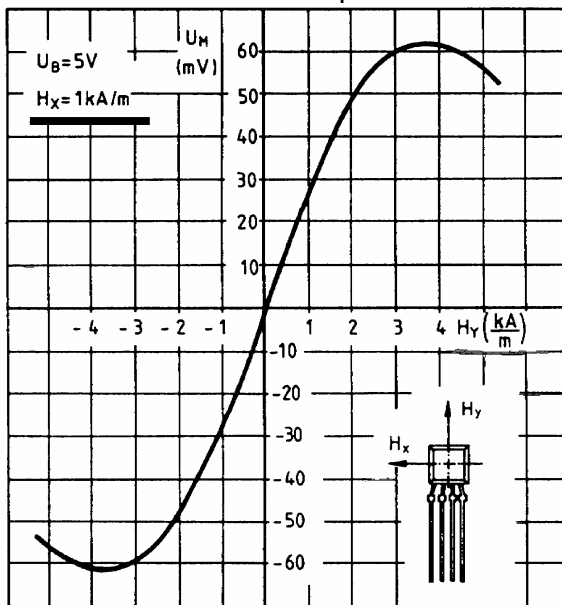
$$\frac{\Delta R}{\Delta R_{\max}} = \frac{1}{2} + \frac{H_y}{H_0} \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2}$$

Um eine möglichst grosse Länge des Streifens zu erhalten, wählt man eine in Dünntechnologie (Permalloy + Gold) auf Silizium hergestellte Mäanderform. Der MRS enthält jeweils 4 Sensorelemente, die als Brücke zusammenschaltet sind. Das H_y -Feld führt bei 2 Elementen zu einer Abnahme, bei den anderen 2 Elementen zu einer Zunahme des Widerstandes.

Beim praktischen Betrieb eines MRS kann es durch unkontrolliert einwirkende Magnetfelder zu einem Umklappen der inneren Magnetisierung kommen. Um reproduzierbare Messwerte zu gewährleisten, soll der MRS mit einem **Hilfsfeld H_x von ca. 1 kA/m** in Richtung der X-Achse betrieben werden.

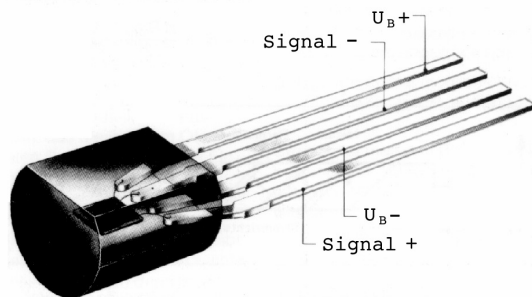
Sensorchip 1,6 x 1,63 mm

Vollbrücke aus 4 Barberpole-Mäandern



Kennlinienverlauf eines MRS

Beachte Hilfs- und Steuerfeld H_x & H_y



MRS in Plastik-TO-92 Gehäuse

Technische Daten (Typ KZM 10 B):

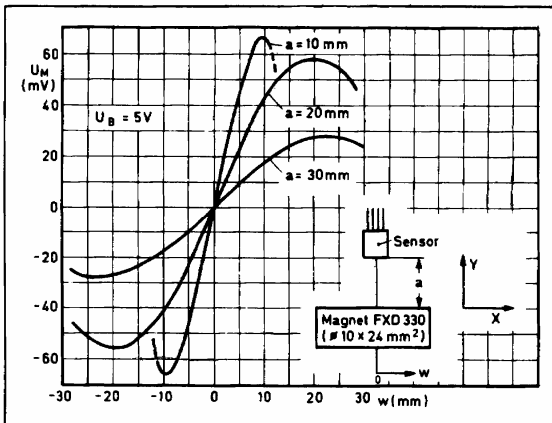
($\vartheta_u = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $H_x = 1 \text{ kA m}^{-1}$)

Meßbereich	$H_{Y \max}$	$\pm 2,5 \text{ kA m}^{-1}$
Empfindlichkeit	S	$5 \text{ mV} \left(\frac{\text{kA}}{\text{m}}\right)^{-1}$
Brückenspannung	U_B	5 V
Brückenwiderstand	R_B	1,7 k Ω
Temperaturkoeffizient des Brückenwiderstands	α_B	+0,3% K $^{-1}$
Linearität bei $H_{Y \max}$		5%
Linearität bei 0,5 $H_{Y \max}$		1%
Offsetspannung	U_{off}	< $\pm 20 \text{ mV/V}$
Offsetdrift ($U = \text{konst.}$)	α_{off}	0,01% K $^{-1}$
($I = \text{konst.}$)	α_{off}	0,3 % K $^{-1}$
Empfindlichkeitsdrift ($U = \text{konst.}$)	α_s	-0,4% K $^{-1}$
($I = \text{konst.}$)	α_s	-0,1% K $^{-1}$
Frequenzbereich	f	DC bis 1 MHz

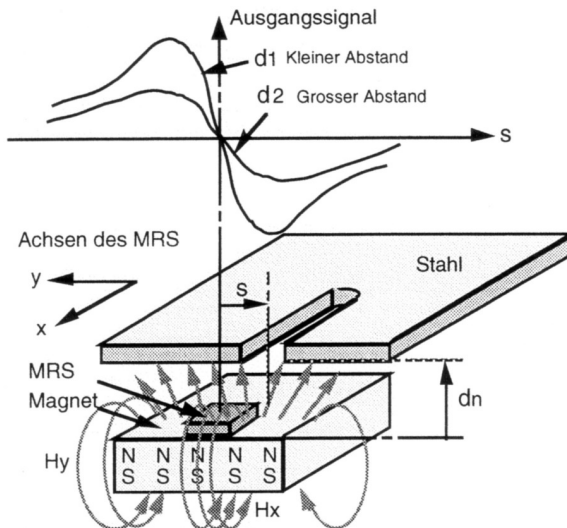
Grenzdaten:

Brückenspannung	$U_{B \max}$	12 V
Verlustleistung	P_{tot}	100 mW
Betriebstemperatur	ϑ_U	-40 ... 175 $^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	ϑ_S	-40 ... 175 $^\circ\text{C}$

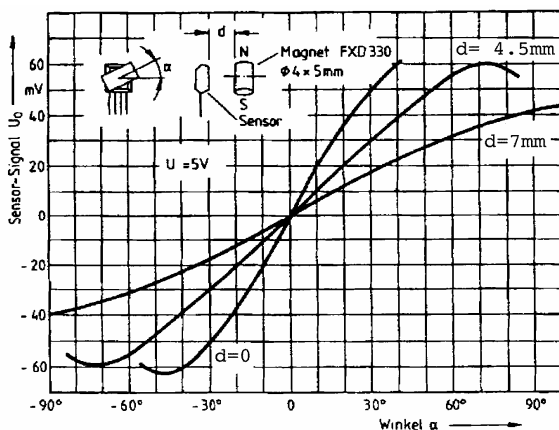
4.1.5.1.3. Beispiele von MRS-Anwendungen



Positionsmessung mit MRS
 U_M in Abhängigkeit der Verschiebung w für verschiedene Abstände a



Nulldurchgang eines Fe-Schlitzes
 Der MRS ist fest mit dem Magneten verbunden, Nullsignal unabhängig von d_n



Winkelmessung mit MRS

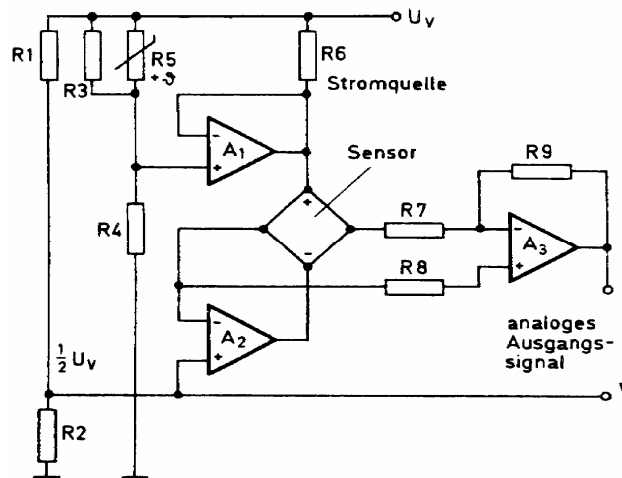
Messung geometrischer Größen

Der Anwendungsschwerpunkt des MRS ist das quasilineare Abbilden von Linearbewegungen von ± 0.1 bis ± 30 mm und Winkeln von $\pm 5^\circ$ bis $\pm 90^\circ$.

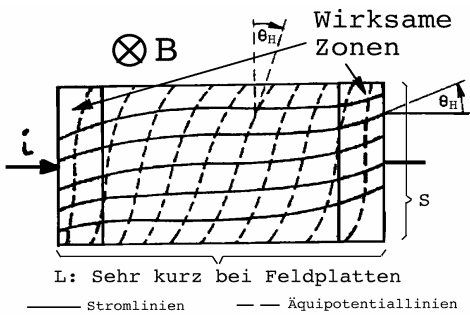
Wegen der grossen Sensorempfindlichkeit sind in vielen Fällen kostengünstige kleine Ferritmagnete ausreichend. Dabei ist der TK von Magneten zu beachten: $-0.02\%/K$ bei metallischen und $-0.2\%/K$ bei Ferriten. Zur Kompensation dieser TK und des TK des MRS eignet sich unten-stehende Schaltung mit einem PTC im Ansteuerkreis. Dank dem breiten Betriebstemperaturbereich von -40° bis $+150^\circ C$ eignet sich der MRS besonders für Anwendungen im Kraftfahrzeug.

Das **Hilfsfeld H_x** kann in vielen Fällen durch den Permanentmagneten selbst, erzielt werden. Z. B. für die Nulldurchgangsmessung (links) ist ein H_x senkrecht zur Zeichenebene erforderlich, das durch eine asymmetrische Befestigung des Magneten erzeugt werden kann.

Ein starkes H_x -Feld verringert die **Empfindlichkeit** auf das **Steuerfeld**, was eine gewisse Linearisierung ermöglicht. Z. B. tritt bei Winkelmessungen, abhängig vom **Abstand d** , bei kleinen Winkeln ein grosses und bei grossen Winkeln ein kleines H_x -Feld auf.



4.1.5.2. Feldplatten (Magneto-Resistor)



4.1.5.2.1. Halleffekt im Halbleiter

Die Ursache für den Halleffekt und den damit verknüpften magnetoresistiven Effekt ist die Lorentzkraft. Fließt ein Strom i durch einen Halbleiter (**InSb**, Indiumantimonid) werden die mit der Driftgeschwindigkeit v bewegten Ladungsträger am Anfang und am Ende der Platte um den **Hallwinkel** θ_H abgelenkt.

Bei einem Seitenverhältnis $L/s \ll 1$ nimmt der Bahnwiderstand R_B mit B quadratisch zu:

$$R_B = R_0 (1 + \tan^2\theta) = R_0 (1 + K\mu^2 B^2)$$

R_0 = Grundwiderstand

K = Materialkonstante, 0.85 bei InSb

Der Grundwert eines InSb-Plättchens beträgt nur ca. 200 mΩ, so dass man viele Plättchen in Serie schalten müsste. Einfacher ist die Implantation gutleitender Nadeln. Beim Erstarren einer eutektischen Schmelze aus InSb-NiSb bilden sich im Innern des Einkristalls parallel ausgerichtete **Nadeln** aus **NiSb** der Länge 50 μm, $\varnothing < 1\mu\text{m}$ und $\sigma \sim 7 \text{ MS/m}$. Dies ergibt einen verlängerten Zick-Zack-Strompfad.

Halleffekt InSb-Feldplatte

Induktion B quer zur Ebene L, s

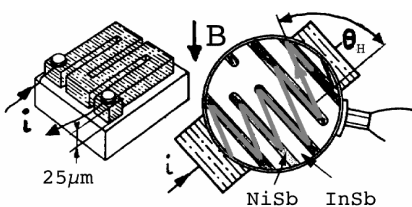
$$\tan \theta_H = -\mu \cdot B ; \theta_H = 82 \text{ Grad}$$

μ = Elektronenbewegl. = 7.7

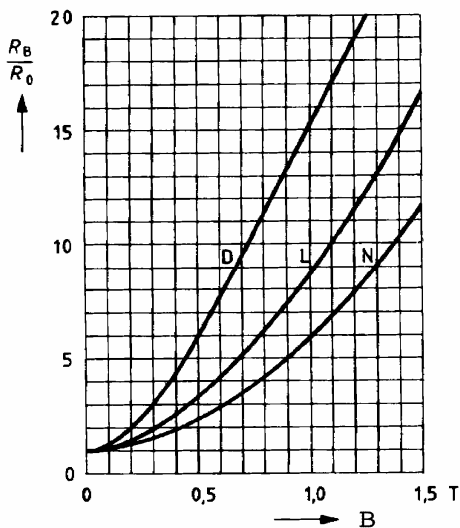
Fehler!

B = Magnet. Induktion = 1T =

Fehler!



Verlauf der Strombahn

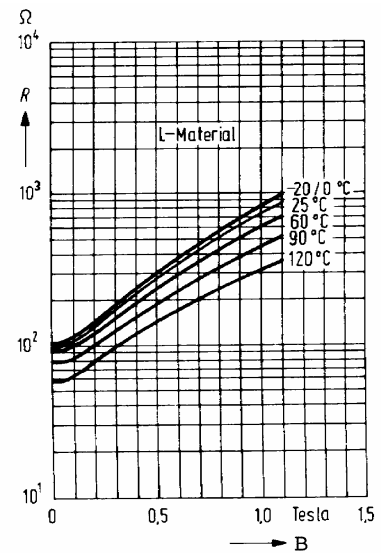
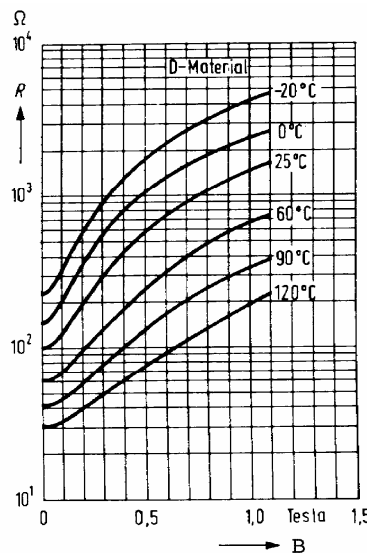


Verhältnis $R/R_0 = f(B)$ bei verschiedenen Halbleitern:

D-Mat $\sigma = 20 \text{ kS/m}$; $TK \sim -2.9\%/K$

L-Mat. $\sigma = 55 \text{ kS/m}$; $TK \sim -0.5\%/K$

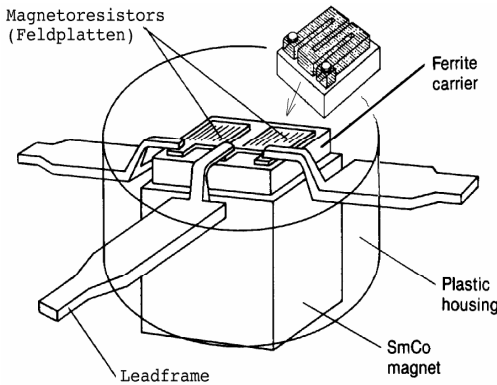
N-Mat. $\sigma = 80 \text{ kS/m}$; $TK \sim -0.3\%/K$



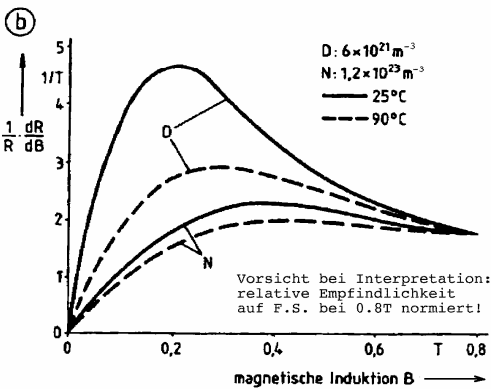
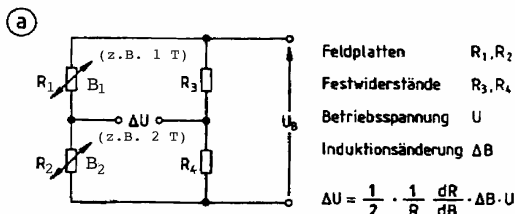
Solche Feldplatten haben einen Grundwiderstand R_0 von **ca. 100 Ohm** und ein Widerstandsverhältnis R_B/R_0 von **2 bis 12 bei $B = \pm 1T$** .

Durch zusätzliches Dotieren mit Tellur wird der **hohe TK**, leider aber auch die Empfindlichkeit verringert.

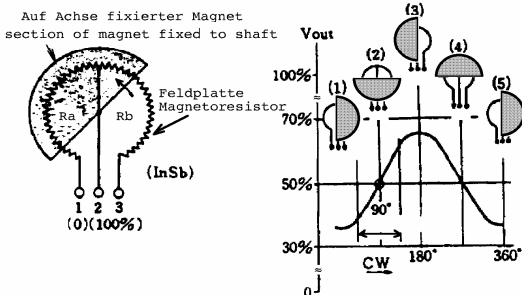
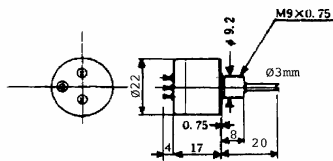
4.1.5.2.2. Feldplatten-Sensoren



Differential-Feldplatte



Relative Empfindlichkeit = f(B)



Feldplatten-Potentiometer

Differential-Feldplatten

Das beschriebene Halbleitermaterial wird in ca. **25 µm** dicke Scheiben zerteilt. Durch Formätzen werden mäanderförmige Streifen von ca. 80 µm Breite herausgelöst und auf geeignete magnetische oder unmagnetische Substrate aufgeklebt.

Der gezeigte Differential-Sensor ist auf einem Samarium-Kobalt Magneten von 3.6 x 3.6 x 2 mm Kantenlänge aufgeklebt. Bei einem Luftspalt von 0.8 mm wird die seitliche Position eines Weich-eisenstreifens von 1mm Breite als **± Sinussignal** detektiert.

Durch die Brückenschaltung wird der **TK** des **Nullpunkts** stark reduziert. Der **TK** der **Empfindlichkeit** hingegen ist aber auch beim besten N-Material beträchtlich und von der **Induktion B** **abhängig**.

Differential Magneto-resistor FP 110 L 60:

Symmetrie:	< 5 %
Empfindlichkeit	B = ± 0.3 T: >1.7
R _B /R ₀ bei:	B = ± 1.0 T: >7
TK der	B = 0 T: -0.16 %/K
Empfindl.	B = ± 0.3 T: -0.38 %/K
TCR bei:	B = ± 1 T: -0.54 %/K

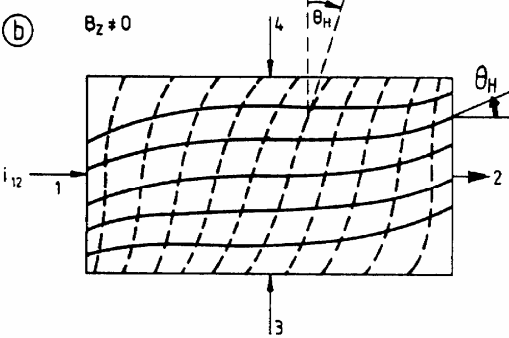
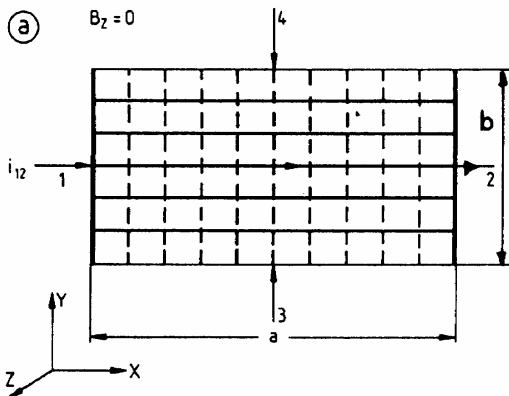
Die Hauptanwendung liegt bei digitalen Funktionen wie z.B. Umdrehungszählern.

Kontaktloses Potentiometer CP-2U-33

Durch einen besonders gestalteten (temperatur-kompensierten?) Magneten ergibt sich ein **verschleißfreies Potentiometer**.

Empfindlichkeit:	> 2 %/10 Winkelgrad
Linearität:	± 0.7% innerh. 90 Grad
Auflösung:	Rauschspannung
Eingangsimpedanz:	15 kOhm ± 30%
Eingangsspannung:	10 V max.
Mech. Winkel:	± 60 Grad anschlagfrei
Drehmoment:	ca. 0.05 mNm
Betriebstemperatur:	-15 bis +75 °C
Mag.Beeinflussung:	± 0.01 %/800 A/m
TK-Nullpunkt:	praktisch Null
TK-Empfindlichkeit:	± 0.05 %/K (30 °C, F.S.)

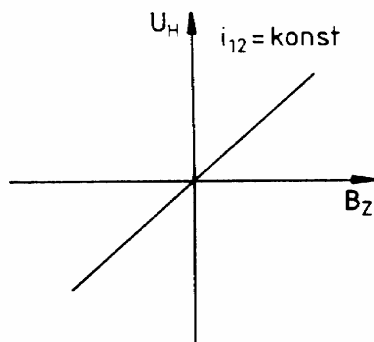
4.1.5.3. Hallgenerator



— Stromlinien - - Äquipotentiallinien
 Hallgenerator: $a \gg b$ Stromlinien parallel zu Längskanten
 Äquipotentiallinien um θ_H gedreht
 Feldplatte: $a \ll b$ Stromlinien um θ_H gedreht
 Äquipotentiallinien parallel zu
 Steuerkontakten 1/2

Einfluss des Magnetfeldes B_z auf die Verteilung von Strom- und Äquipotentiallinien in einer rechteckigen Halbleiterschicht.

- a: ohne Magnetfeld
- b: mit Magnetfeld
- θ_H : Hallwinkel
- 1,2: Steuerelektroden
- 3,4: Hallelektroden
- i_{12} : Steuerstrom



Kennlinie Hallgenerator

4.1.5.3.1. Querfeld durch Halleffekt

Im Gegensatz zur Feldplatte (4.1.5.2.) wird das durch den Halleffekt erzeugte Querfeld E_y ausgenutzt. Weiter wählt man bei Hallgeneratoren für eine möglichst grosse **Hallspannung** die Dimensionen $a \gg b$.

Unter dem Einfluss eines **Magnetfeldes B_z** senkrecht zur Halbleiterschicht werden die mit der **Driftgeschwindigkeit v** bewegten **Ladungsträger** durch die Lorentzkraft in y -Richtung **abgelenkt** und erzeugen ein **elektrisches Querfeld E_y** . Die diesem Feld entsprechende Kraft kompensiert gerade die Lorentzkraft, sodass die Stromlinien in der Nähe der Hallelektroden parallel zu den Längskanten verlaufen.

Der Hallwinkel θ_H ist gegeben durch:

$$\tan \theta_H = \frac{E_y}{E_x} = \mu \cdot B_z$$

μ =Ladungsträgerbeweglichkeit

Da sich die Hallelektroden 3 und 4 auf verschiedenen **Äquipotentiallinien** befinden, ist folgende **Hallspannung** messbar:

$$U_H = E_y \cdot b ; \quad b = \text{Breite des Hallgenerators}$$

$$U_H = \frac{b}{n} U_{12} \cdot \mu \cdot B_z ; \quad n = \text{Ladungsträgerdichte}$$

$$U_H = \frac{1}{e \cdot n \cdot d} \cdot i_{12} \cdot B_z ; \quad e = \text{Elem.lad.}, d = \text{Schichtdicke}$$

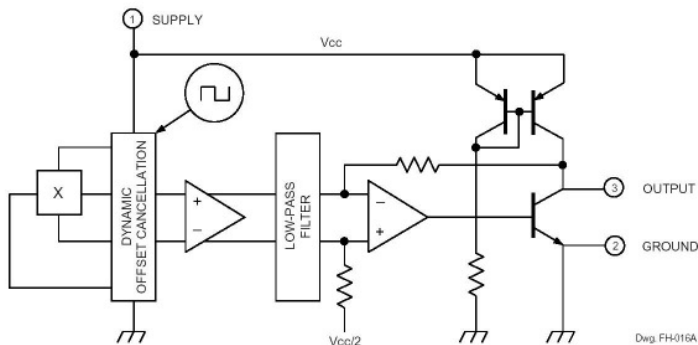
4.1.5.3.2. Sensoren und Sensorsysteme mit Hallgeneratoren

Die lineare Beziehung zwischen U_H , U_{12} und B_z wird zur Magnetfeldmessung in Positions- und Stromsensoren eingesetzt.

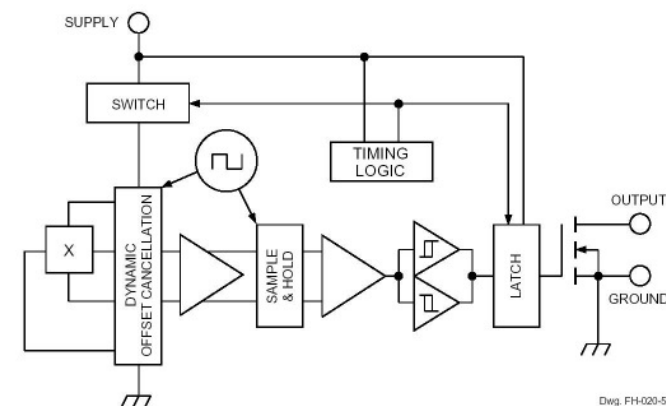
Sehr geeignet für Mess- und Regelungsverfahren sind ASIC-Hallsensor-Systeme mit integrierter Signalauswertung mit vielfältigen automatischen Kalibrierungsmethoden wie:

- Chopperstabilisierung (Offsetkorrektur)
- Programmierbare Charakteristik
- Programmierbare TK-Kompensation

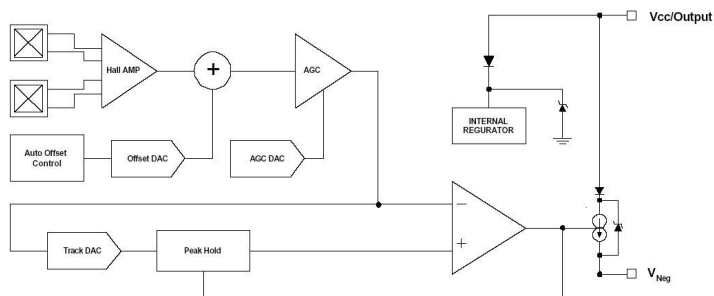
4.1.5.3.3. Beispiele von ASIC-Sensorsystemen



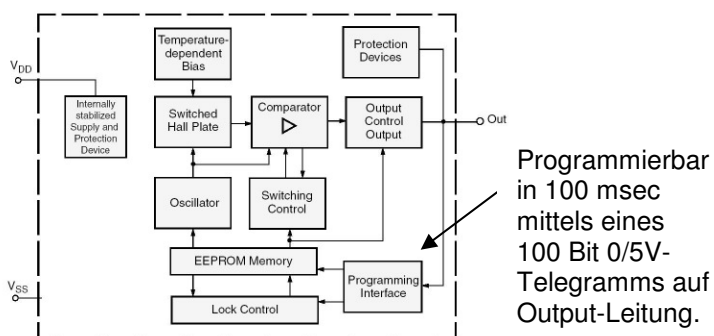
A3515, Chopper stabilisiert mit $f_c = 170$ kHz



A3212, $6.7 \mu\text{A}$ dank on/off Duty Cycle $45 \mu\text{s} / 45 \text{ms}$



ATS645LSH, 2-Draht Sensor mit interner Kalibration



HAL 1500, Programmierbare Charakteristik

Ratiometric Linear Sensor, U_{out} proportional zu B-Feld

- Supply $7.2 \text{ mA @ } 5 \text{ V}$, 4.5 bis 8 V
- Output: 5 mV/G , 0.2 bis 4.7 V
- Bipolar, $U_{\text{out}} = 2.5 \text{ V @ } B = 0$
- Linearität: siehe Datenblatt
- Bandbreite: DC bis 30 kHz
- Arbeitstemp.: -40 bis $+150 \text{ }^\circ\text{C}$
- TK Nullpunkt: $< 0.06\%/K$
- Masse: $4 \times 3 \times 1.5 \text{ mm}$

Low Power Hall Switch, schaltet bei $B > |B_{\text{nom}}|$

- Supply $6.7 \mu\text{A @ } 3.5 \text{ V}$, 2.5 bis 5 V
- Output: 0.1 V bis V_{cc} (open Drain)
- Abtastperiode $< 90 \text{ ms}$ (A3212)
- Reagiert auf Nord- oder Südpol
- Hysterese: Off $< 10 \text{ G}$; On $> 55 \text{ G}$
- Schaltschwellen wählbar mit V_{cc}
- Arbeitstemp.: -40 bis $+150 \text{ }^\circ\text{C}$
- Masse: $3 \times 3 \times 1 \text{ mm}$ (SMD)

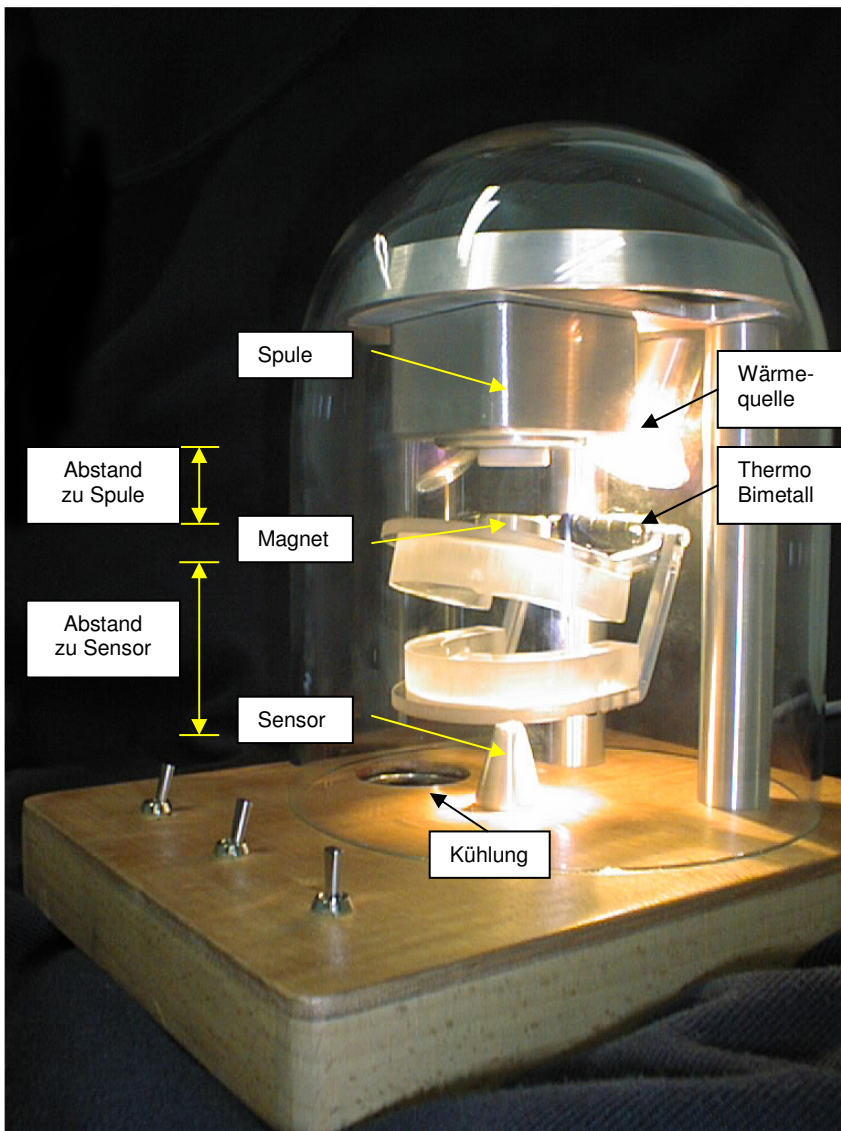
2-Draht Zahnradsensor, mit integriertem Magnet

- Supply $6/14 \text{ mA @ } 4 \text{ V}$, max. 24 V
- Output: Strom L/H bei Speisung
- Direkt beim Fe-Zahnrad montierbar
- Minimale Zahngröße: 3 mm
- Luftspalt: 0.5 bis 2.75 mm, automatische Schwellenanpassung
- Bandbreite: DC bis 40 kHz
- Arbeitstemp.: -40 bis $+150 \text{ }^\circ\text{C}$
- Masse: $D 8 \times 5.5 \text{ mm}$

Programmierbarer Sensor, Schalter oder Signal-Bereich

- Supply $3.2 \text{ mA @ } 3.5 \text{ V}$, 3 bis 18 V
- Output: Programmierbar für:
- Hyst.: 1-32 mT, Offset: $\pm 31.5 \text{ mT}$
- Bereich: 8-16 mT, Ref.: $\pm 31.5 \text{ mT}$, PWM-Out: 3 bis 125 Hz, Res. 4 Bit
- TK Magnet: programmierbar 5 Bit
- Arbeitstemp.: -40 bis $+170 \text{ }^\circ\text{C}$
- Masse: $4 \times 3 \times 1.5 \text{ mm}$

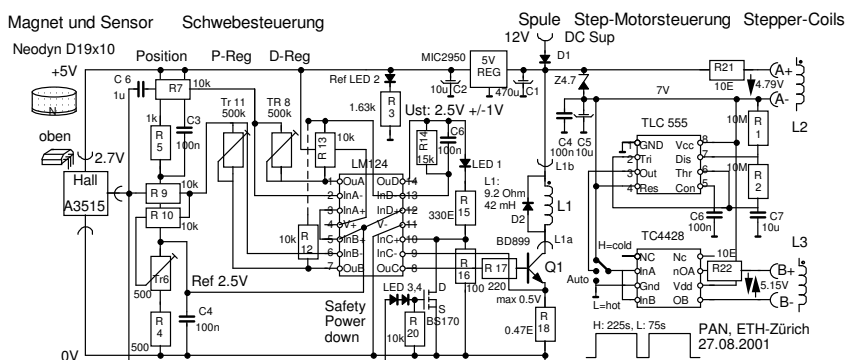
4.1.5.3.4. Frei schwebender Magnet mit Hallsensor-Regelung



Das Gebiss mit Kiefergelenk schwebt in einer Glasglocke zwischen einem oberen Elektromagnet und einem unteren Magnetfeldsensor. Das Oberteil des Gebisses wird von einem Magnet in einem Kardangelen gehalten, welches den Magnet leicht schief lagert, so dass neben einer starken vertikalen Feldkomponente für den Schwebzustand auch eine kleine horizontale Feldkomponente entsteht. Um den Elektromagneten herum sind Hilfsspulen angebracht, die zusammen mit diesem schief gelagerten Magnet einen Schrittmotor bilden. Durch verschiedene Polungen der Hilfsspulen schwenkt das Gebiss entweder unter die Halogenlampe oder über den Kühlventilator. Das Kiefergelenk besteht aus einer Thermobimetallfeder; durch die Wärmestrahlung öffnet sich das Gebiss in 2 Minuten und schliesst sich durch den Kaltluftstrom in 4 Minuten.

Schwebendes, rotierendes, sich öffnendes Gebissmodell. Die Lampe dient als Wärmequelle zur Aktivierung des Thermo-Bimetall-Kiefergelenkes (siehe Kap. 5.4.3.).

Die zur Verfügung stehende Elektromagnetkraft beträgt ca. 5 N @ 12 V, 1 A. Der Schwebearstand kann auf ca. 12 bis 20 mm eingestellt werden und wird durch eine PD-Regelung dynamisch stabil gehalten. Der Abstand zum Hall-Sensor beträgt ca. 50 mm. Die FET-Schutzschaltung schaltet die Spule aus, falls der Schwebekörper herunterfallen sollte.



Schaltung mit Linear Hall Sensor A3515 und PD-Regler

4.1.6. Temperaturabhängige Widerstände

Berechnungsgleichung für die Grundwerte :

$$R_T = R_0 (1 + AT + BT^2 + CT^4 + DT^6)$$

R_T : Widerstand in Ω bei der Temperatur T

R_0 : Widerstand bei $0\text{ }^\circ\text{C}$,
z.B. **100 Ω bei Pt 100**

T: Temperatur in $^\circ\text{C}$

A, B...: Koeffizienten nach untenstehender Tabelle

Koef.	Platin	Nickel
gilt für: 0 bis +850 $^\circ\text{C}$ -60 bis +250 $^\circ\text{C}$		
A	$+3.90802 \cdot 10^{-3}$	$+5.485 \cdot 10^{-3}$
B	$-5.802 \cdot 10^{-7}$	$+6.65 \cdot 10^{-6}$
C	0	$+2.805 \cdot 10^{-11}$
D	0	0

DIN IEC 751: Grundwerte von Pt 100 von -200 bis + 850 $^\circ\text{C}$:

$^\circ\text{C}$	Ohm	Ohm/K	$^\circ\text{C}$	Ohm	Ohm/K	$^\circ\text{C}$	Ohm	Ohm/K
-200	18,49	0,44	± 0	100,00		+840	387,34	
199	18,93	0,43	+ 1	100,39	0,39	841	387,63	0,29
198	19,36	0,43	2	100,78	0,39	842	387,92	0,29
197	19,79	0,43	3	101,17	0,39	843	388,21	0,30
196	20,22	0,43	4	101,56	0,39	844	388,51	0,29
195	20,65	0,43	5	101,95	0,39	845	388,80	0,29
194	21,08	0,43	6	102,34	0,39	846	389,09	0,30
193	21,51	0,43	7	102,73	0,39	847	389,39	0,29
192	21,94	0,43	8	103,12	0,39	848	389,68	0,29
191	22,37	0,43	9	103,51	0,39	849	389,97	0,29

DIN 43 760: Grundwerte für Ni 100 von -60 bis + 240 $^\circ\text{C}$:

$^\circ\text{C}$	Ohm	Ohm/K	$^\circ\text{C}$	Ohm	Ohm/K	$^\circ\text{C}$	Ohm	Ohm/K
-60	69,5	0,5	± 0	100,0	0,6	+230	268,9	0,9
59	70,0	0,5	+ 1	100,6	0,5	231	269,9	1,0
58	70,5	0,4	2	101,1	0,6	232	270,9	1,0
57	70,9	0,5	3	101,7	0,5	233	271,8	0,9
56	71,4	0,5	4	102,2	0,6	234	272,8	1,0
55	71,9	0,4	5	102,8	0,5	235	273,8	1,0
54	72,3	0,5	6	103,3	0,6	236	274,8	1,0
53	72,8	0,5	7	103,9	0,5	237	275,8	1,0
52	73,3	0,5	8	104,4	0,6	238	276,8	1,0
51	73,8	0,5	9	105,0	0,6	239	277,9	1,1

Zu beachten sind **Eigenerwärmung** durch den Messstrom ($^\circ\text{C}/\text{mW}$) und **Uebergangswiderstände**

4.1.6.1. Messprinzip der Widerstandsthermometer

Die Temperaturmessung mit Widerstandsthermometern beruht auf der Eigenschaft aller Leiter und Halbleiter, ihren elektrischen Widerstand in Abhängigkeit von der Temperatur zu verändern. Der **Temperaturkoeffizient TK** = dR/dT bleibt nicht über den ganzen in Betracht kommenden Temperaturbereich konstant; er ist vielmehr selbst eine Funktion der Temperatur. Von den metallischen Leitern zeigen **reine Metalle** die stärkste Widerstandsänderung. Die Auswahl darf jedoch nicht allein nach dem TK erfolgen. Ebenso wichtig ist eine möglichst grosse **Konstanz** und eine absolute **Reproduzierbarkeit** der einmal ermittelten Werte. Auch in dieser Hinsicht sind reine Metalle allen Legierungen überlegen.

4.1.6.2. Präzisions-Widerstandsthermometer mit Platin und Nickel

Als Kennwert für die Widerstandsänderung definiert man den **mittleren TK**. Er ist der Mittelwert des TK zwischen 0 und 100 $^\circ\text{C}$. Der mittlere TK für reines Platin ist $3.92 \cdot 10^{-3}/\text{K}$, für technische **Platin-Widerstandsthermometer** $3.85 \cdot 10^{-3}/\text{K}$, für technische **Nickel-Thermometer** $6.17 \cdot 10^{-3}/\text{K}$.

Grenzabweichungen in $^\circ\text{C}$

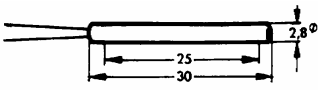
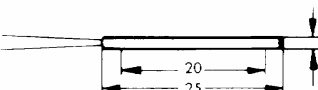
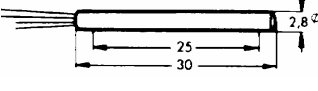
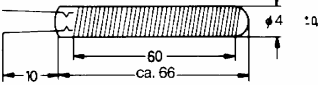
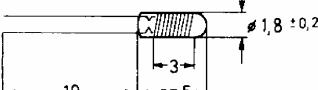
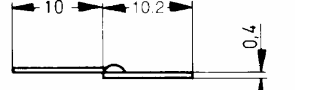
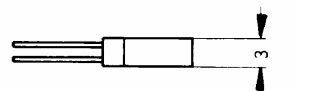
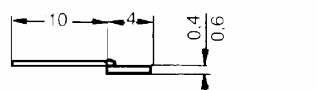
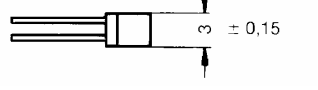
Pt 100: $\pm (0.15 + 0.002 T)$ Klasse A

Ni 100: $\pm (0.4 + 0.007 T)$ für 0 bis 250 $^\circ\text{C}$

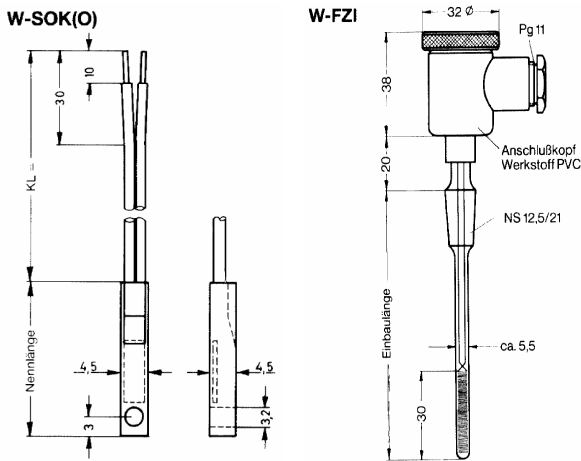
Pt 100-Ersatz durch Ni 100:

Mit einem Parallelwiderstand von 460 Ω und einem Seriewiderstand von 17.9 Ω verhält sich ein Ni 100 wie ein Pt 100. Die Messunsicherheit beträgt $\pm 2\text{ }^\circ\text{C}$ im Temperaturbereich von -60 bis 250 $^\circ\text{C}$. Damit kann eine gegebene Pt-100 Mess- und Regeleinrichtung mit kostengünstigeren Nickel-Thermometern betrieben werden.

4.1.6.2.1. Bauarten von Pt 100 Messwiderständen

Massbild	Selbst- erwärmung [°C/mW] in Luft 1 m/s	Ansprechzeit 90% Wert [Sekunden]		
		in Luft 1 m/s	in Wasser 0.4 m/s	
	0.06	50	0.7	Keramik, für -200 bis 600 °C, exakt (±0.1mm) im Aussendurchmesser
	0.21	9.0	0.6	Keramik, für -200 bis 850 °C, schnell ansprechend.
	0.07	50	1.2	2 x Pt 100 in Keramik, für -200 bis 850 °C und starke Erschütterungen
	0.04	56	3.0	Hartglas, für 0 bis 600 °C, starke Erschütterungen, Schiffbau
	0.36	30	0.8	Weichglas, für -220 bis 400 °C, schnell ansprechend, Erschütterungen
	0.15	55	1.1	Platin-Schichtwiderstand auf Aluminiumoxid, für -30 bis +500 °C Oberflächentemperaturmessung, Sonderformen auch anlötfbar.
	0.20	30	1.0	Platin-Schichtwiderstand auf Aluminium-oxid, für -30 bis +500 °C, miniaturisiert, für Oberflächentemperatur- und Wärmemengenmessung
				
				

4.1.6.2.2. Geschützte Pt 100 Widerstandsthermometer



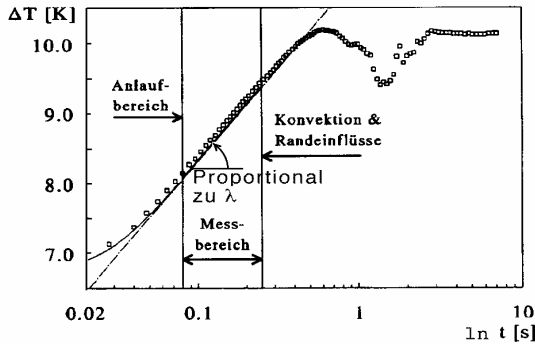
Oberflächen-Widerstandsthermometer

Messelement: 1 x Pt 100, flach
 Messtemperatur: bis 200 °C
 Fühlerplatte: 25 x 4.5 x 4.5 mm mit Bohrung 3.2 mm

Eintauch-Widerstandsthermometer

Messelement: 1 x Pt 100,
 Messtemperatur: bis 200 °C
 Temperatur am Anschlusskopf: max. 80 °C
 Schutzrohr: Supermax-Glas

4.1.6.2.3. Wärmeleitfähigkeits-Mess-Sonde



Hitzdrahtmesskurve der leichten (CO₂-) Phase des Gemischtes Vitamin E/CO₂; p = 101 bar, T = 155.6°C

Grundprinzip

Ein Draht wird in einer Flüssigkeit mit einer konstanten elektrischen Leistung aufgeheizt. Die von der Flüssigkeit aufgenommene Wärme ist proportional zur Wärmeleitfähigkeit λ, d.h. von der Temperaturänderung des Drahtes kann über die Änderung des Drahtwiderstandes eine Aussage über die Wärmeleitfähigkeit λ gemacht werden.

Bei einem unendlich langen, vertikalen Draht von sehr geringem Radius, der mit einer konstanten spezifischen Heizleistung beschickt wird, gilt:

$$\lambda = \frac{\dot{q} \cdot \ln \frac{t_2}{t_1}}{T(t_2) - T(t_1)}$$

\dot{q} = spezifische Heizleistung

t_1, t_2 : zwei absolute Zeiten, gerechnet von Beginn der Heizperiode an

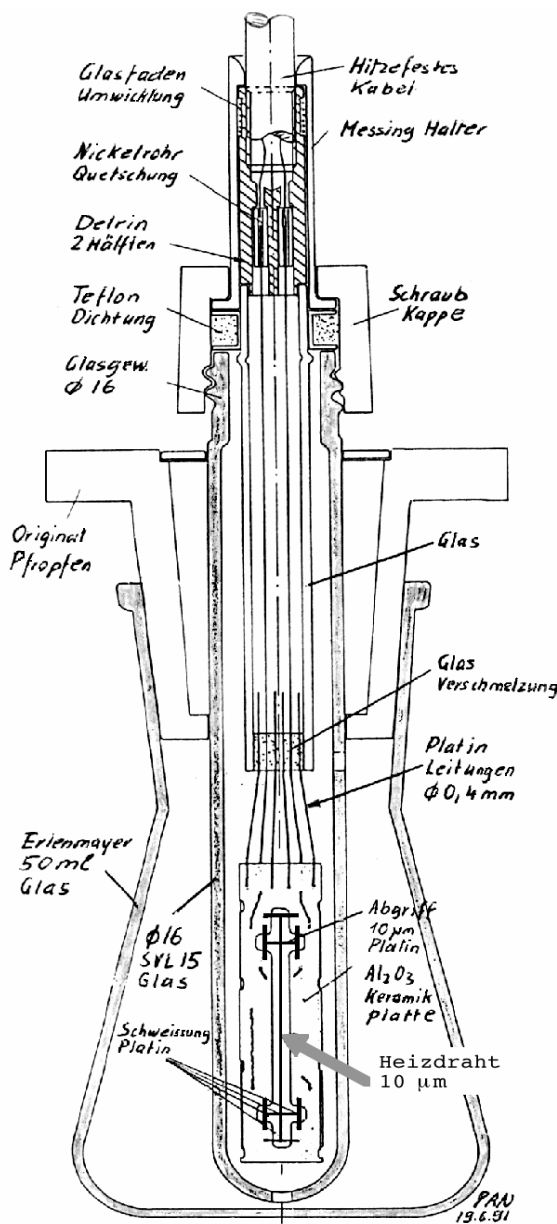
T : Temperatur

Inerte Hochtemperatur-Sonde

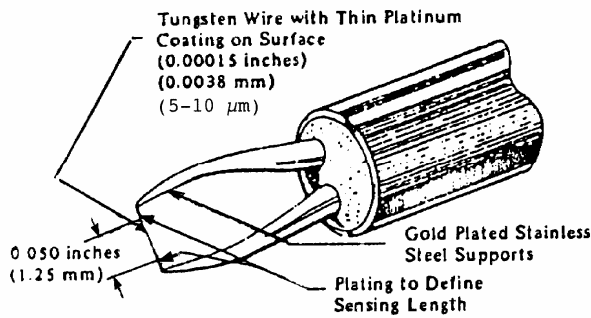
Die vorliegende Sonde besteht aus einem laserbearbeiteten Aluminium-Oxid Plättchen mit einem 10µm Platin-Heizdraht. Die ebenfalls 10µm dicken Platin-Abgriffe verhindern einerseits einen Wärme-Nebenabfluss und bilden andererseits stromlose Spannungsabgriffe nach der 4-Leiter-Widerstandsmesstechnik.

Mit diesen mittels einer speziellen Schweiss-technik realisierten Abgriffen darf der Heizdraht als unendlich lang und dünn betrachtet werden, so dass die Formel anwendbar ist.

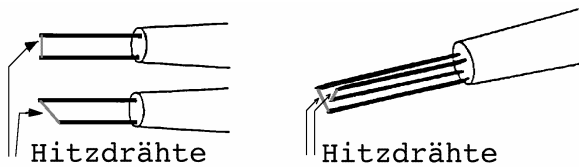
Je nach Beschaffenheit der Messmedien muss die spezifische Heizleistung so gewählt werden, dass ein genügender Temperaturanstieg, aber noch keine Konvektion auftritt.



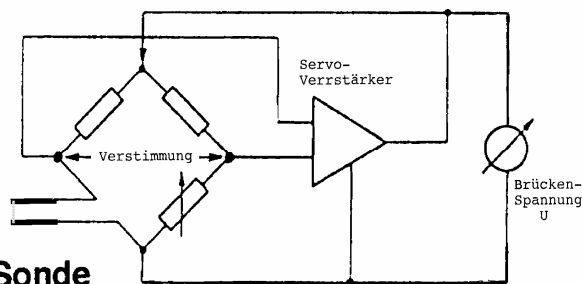
4.1.6.2.4. Hitzdraht-Anemometer



Tungsten Hot Wire Sensor

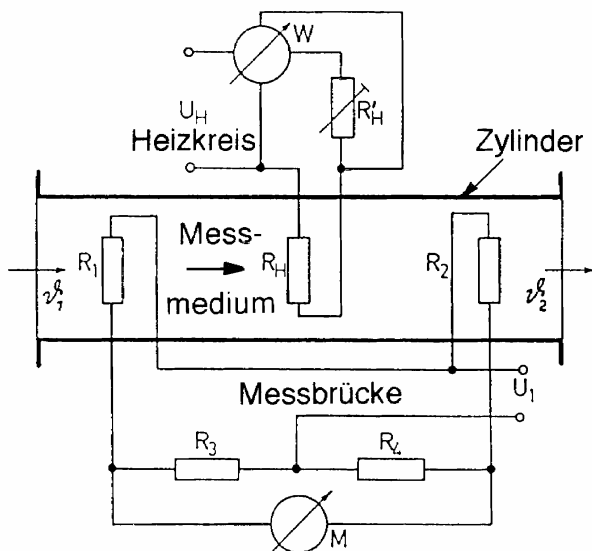


Varianten von Hitzdrahtsensoren



Sonde

Prinzipschaltung des Konstant-Temperatur-Anemometers



Thomas-Zylinder zur Messung geringer Strömungsgeschwindigkeiten

Grundprinzip

Ein aufgeheizter Draht wird einem strömenden Gasmedium ausgesetzt. Dadurch kühlt sich der Draht ab und ändert seinen Widerstand. Es handelt sich um eine **Gasgeschwindigkeitsmessung** mit einer nicht-linearen Abhängigkeit zwischen **R** und **v**, wobei auch andere Faktoren mitspielen.

Messdraht-Ausführung

- **Platin:** gute Oxidationsbeständigkeit, aber weich, deshalb besser mit Quarzbeschichtung.
- **Platin-Iridium:** hart und oxidationsbeständig, aber TK nur $0.85 \cdot 10^{-3}$
- **Wolfram (Tungsten):** hoher TK ca. $4 \cdot 10^{-3}$, oxidiert aber bei hohen Temperaturen, deshalb besser mit **Platin beschichten**.

Klassische Messmethoden:

- Einfache Widerstandsmessung

Anströmwinkel soll $90^\circ \pm 5^\circ$ betragen, sonst gekreuzte Hitzdrähte nötig. Frequenzbereich 0 bis 1 kHz.

- Konstant-Temp.-Anemometer

Die zur Konstanthaltung der Temperatur elektronisch geregelte Leistung dient als Messsignal, wobei die Wärmekapazität des Messdrahtes praktisch keine Rolle mehr spielt.

Frequenzbereich **0** bis ca. **100 kHz!**

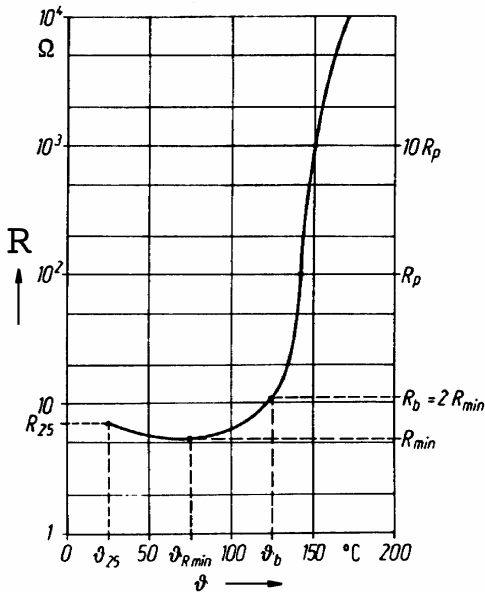
- Thomas-Zylinder

Die Strömung wird kanalisiert, an definierten Stellen befinden sich zwei Messwiderstände und ein Heizelement. Die Methode eignet sich auch für **kleine** Geschwindigkeiten.

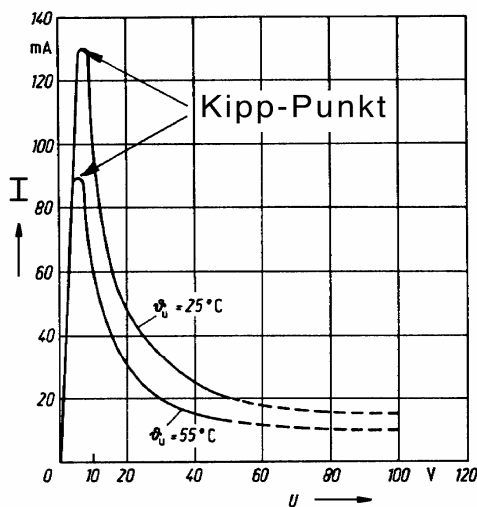
Moderne Messmethoden:

- Hitzdraht in Dünn-/Dick-Film-Technik
- Silizium-Struktur mit planaren Thermo-säulen und Heizelementen sowie Durchflusswanne mittels anisotropem Ätzen.

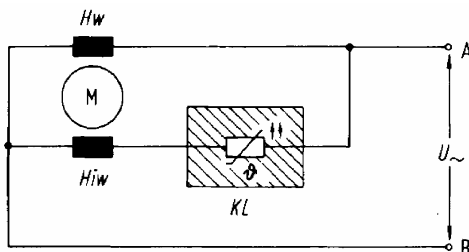
4.1.6.3. PTC-Widerstände (Kaltleiter)



Widerst. $R = f(\text{Temperatur } \vartheta)$
von Kaltleiter bei
Wärmeausgleich



Statische Kennlinien $I = f(U)$ bei
Umgebungstemperaturen ϑ_U



Starter für Einphasenmotor
Hw=Hauptwickl., Hiw=Hilfswickl.

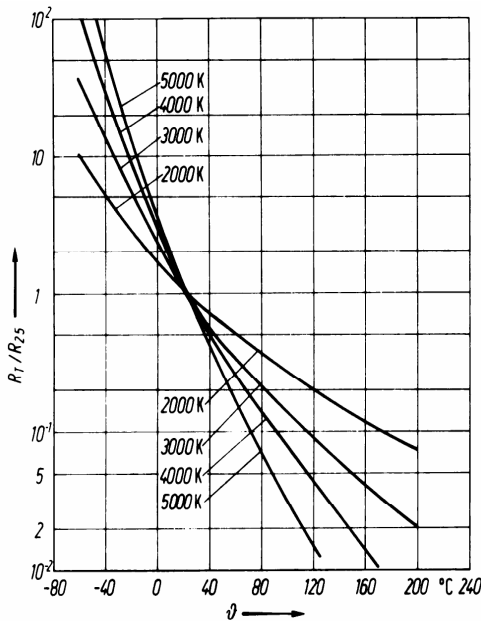
4.1.6.3.1. Keramische Kaltleiter

Polykristalline ferroelektrische Substanzen wie Bariumtitanat weisen an Korngrenzen kristalline Sperrschichten auf, die den **Widerstand oberhalb** einer im Datenblatt **definierten Bezugstemperatur ϑ_b** in einem Temperaturintervall von **50° um 3 bis 4 Zehnerpotenzen erhöhen**. Durch verschiedene Dotierungen kann ϑ_b , die etwa der ferroelektrischen Curietemperatur entspricht, auf Werte $-30^\circ, 0^\circ, +40^\circ$, usw. bis $+220^\circ\text{C}$ eingestellt werden. Im steilsten Teil der $R(\vartheta)$ -Kurve beträgt der **TK ca. +10 bis +40 %/K**. Die stationäre Strom-Spannungs-Kennlinie zeigt den Kipp-Punkt bei etwa 5 V. Unterhalb 3 V bleibt der PTC nahezu konstant bei ca. 40 Ω bei geringer Wärmeentwicklung. Oberhalb 3 V nimmt die Wärmeleistung zuerst zu, aber weil R auch zunimmt bleibt die **Wärmeleistung ab 5 V nahezu konstant** bei $\approx 0.7\text{ W}$.

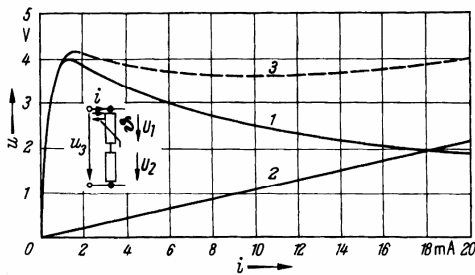
4.1.6.3.2. Anwendungen

- **Grenztemperatur-Überwachung**
Schalttemperatur in Stufen von 5° wählbar zwischen $+60^\circ\text{C}$ und $+150^\circ\text{C}$.
- **Überstrombegrenzer/Verzögerung**
In Serie mit dem zu schützenden oder nach einer definierten Schaltzeit abzuschalten-dem Gerät betrieben wird der PTC fast stromlos (Startschaltung Einphasenmotor).
- **Selbstregelnde Thermostate**
Die vom PTC entwickelte Wärme wird direkt als schnellstartende Heizung verwendet. Die stationäre Heizleistung nach Erreichen des Temperaturgleichgewichtes beträgt nur ca. 1/10 der dynamischen Heizleistung.
- **Flüssigkeitsniveau-Fühler**
Oberhalb des Kipp-Punktes betrieben stellt sich bei Luft ein 2mal kleinerer Strom ein als beim Eintauchen in eine Flüssigkeit.
- **Kaltleiter für Entmagnetisierungsspule**
In einer 220V-Feldspule mit einem Serie-50 Ω -PTC klingt der Strom von 5 A innert 5 sec. auf einen Reststrom von 70 mA ab.

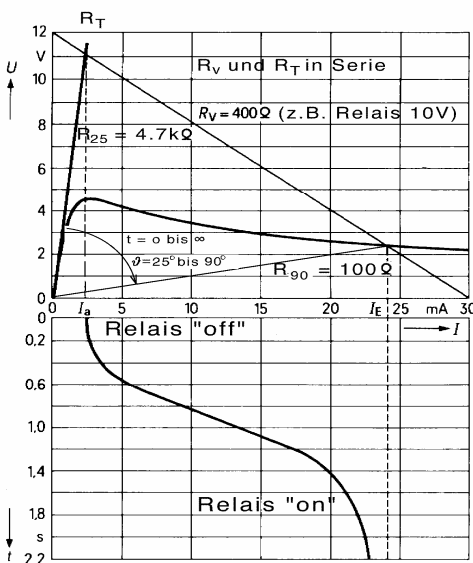
4.1.6.4. NTC-Widerstände (Heissleiter)



Widerst. $R_T = f(\text{Temperatur } \vartheta)$
bez. auf R_{25} für 4 versch. B-
Werte



Spannungs-Stabilisierung



Strom-Zeit-Kennlinie
Einschaltverzögerung ca. 2 sec.

4.1.6.4.1. Keramische Heissleiter

Die polykristalline Mischoxidkeramik, z. B. Fe_3O_4 mit Zn_2TiO_4 zeigt einen komplexen Leitungsmechanismus mit Störstellen-, Eigen- und Valenzleitung. Der stark temperaturabhängige TK beträgt ca. -2 bis -6 %/K.

$$R_T = R_N \cdot \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N} \right)$$

R_T = Widerst. in Ω bei Temperatur T in K
 R_N = Widerst. in Ω bei Temp. T_N (25 °C) in K
 B = Materialkonst. in K, ca. 2000-5000 K
 z. B. B25/100 = Mittelwert 25-100 °C

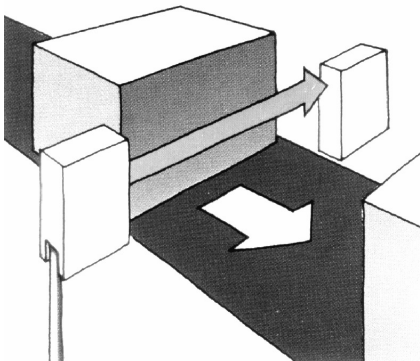
$$TK \sim \frac{-B \cdot 100}{T^2}; \text{ in \% / K; «Normierte R/T-Kennlinien»}$$

4.1.6.4.2. Anwendungen

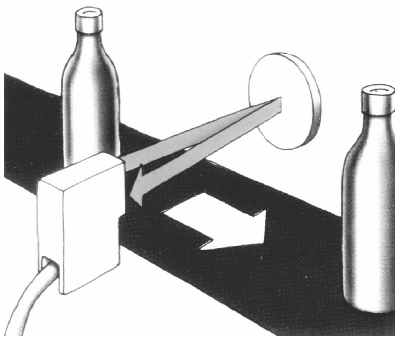
- **Temperatursensor** (ca. -50 bis +150 °C)
Die normalen Fertigungstoleranzen R_{25} bei billigen NTC liegen bei 5 %. Erhältlich sind aber Typen mit ± 0.1 °C Austausch toleranz und im Computer abrufbaren R/T-Tabellen. Weiter ist mit einem Parallel-R eine weitgehende Linearisierung möglich.
- **Temperaturkompensation** (von DMS)
Mit Parallel- und Serieschaltung wird der TK z. B. eines Metallwiderstandes korrigiert.
- **Spannungsbegrenzung** (auch bei HF)
Über einen weiten Strombereich bleibt die Spannung nahezu stabil (siehe Figur).
- **Einschaltstrombegrenzung oder Relais-Anzugverzögerung**
Beim Anlegen der Spannung ist der NTC kalt (R_T gross), und es fließt nur ein geringer Strom. Durch diesen Strom erwärmt sich der NTC und die ihm zugeführte Leistung nimmt umsomehr zu, je mehr sich R_T dem Vorwiderstand R_V (z. B. Relais) nähert. Der Stromanstieg wird immer steiler, bis $R_T = R_V$. Für weiter abnehmenden R_T wird die zugeführte Leistung als Folge der wachsenden Fehl-anpassung wieder geringer und der Strom strebt einem Endwert zu; die Übertemperatur wird aber beibehalten.

4.2. Optische Sensorsysteme

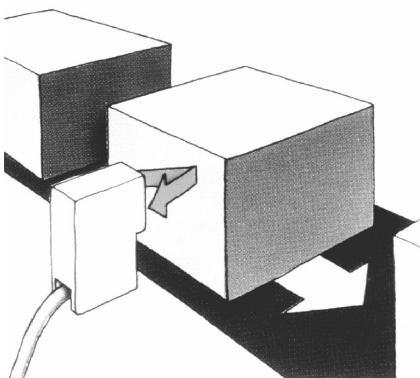
4.2.1. Lichtschranken



Einwegprinzip (typ. < 5 m)
Der Lichtstrahl wird vom Objekt unterbrochen. Unabhängig von der Oberfläche des Objektes, sind auch kleine Objekte in jeder Entfernung erfassbar.



Reflexionsprinzip (typ. < 4 m)
Der Lichtstrahl wird vom Reflektor zurückgeworfen und vom Objekt unterbrochen. Vorsicht bei stark reflektierenden Objektoberflächen.

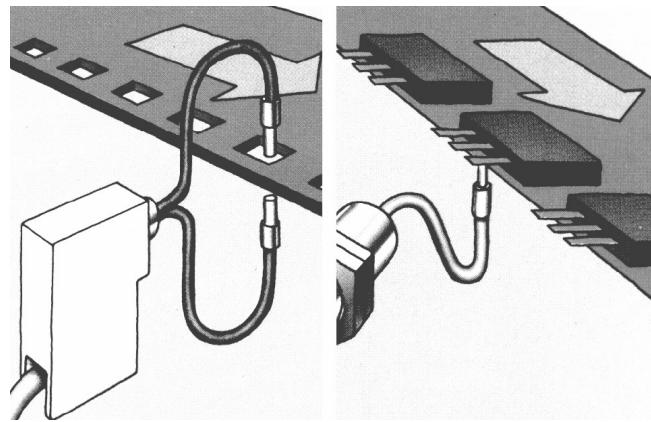


Tasterprinzip (typ. < 0.4 m)
Der Lichtstrahl wird vom Objekt diffus reflektiert. Die Tastweite hängt von Form, Grösse, Oberflächenstruktur und Farbe des Objektes ab.

4.2.1.1. Messprinzipien

Einfache Lichtschranken werden mit LED und Fototransistoren betrieben, bei grösseren Abständen oder sehr kleinen Objekten werden LASER und PIN-Detektoren eingesetzt. LED mit integrierter Optik ermöglichen eine Richtcharakteristik von ca. 8 Grad, (d. h. $\pm 4^\circ = -3\text{dB}$ Grenze), für kleinere Winkel sind externe Linsen erforderlich.

Lichtleiter

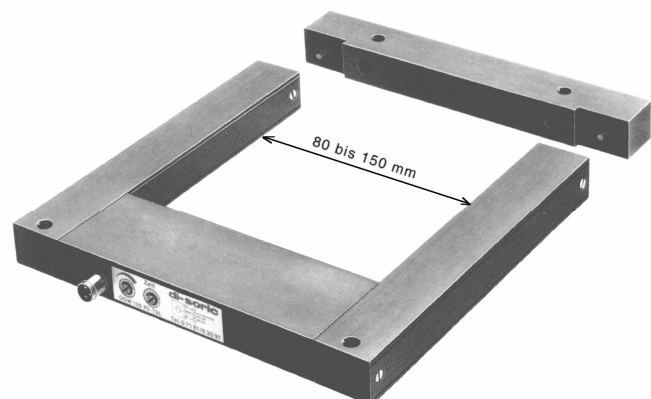


Lichtleiter erweitern den Einsatzbereich von Optosensoren. Der Einsatz ist an schlecht zugänglichen Stellen oder zur Erfassung kleinster Teile sinnvoll.

Einwegprinzip: bis 500 mm

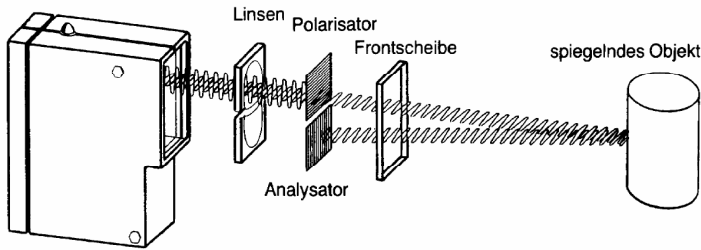
Reflexionsprinzip: bis 80 mm

Rahmenlichtschranken

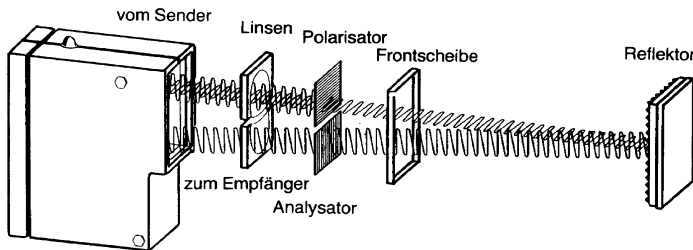


Der Lichtvorhang reagiert nur auf schnelle partielle Unterbrechungen; Teile die im Rahmen liegen haben keinen Einfluss.

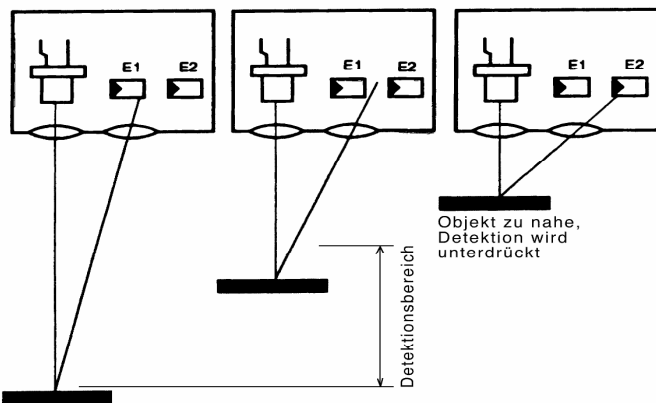
4.2.1.2. Reflektionslichtschranken für schwierige Anwendungen



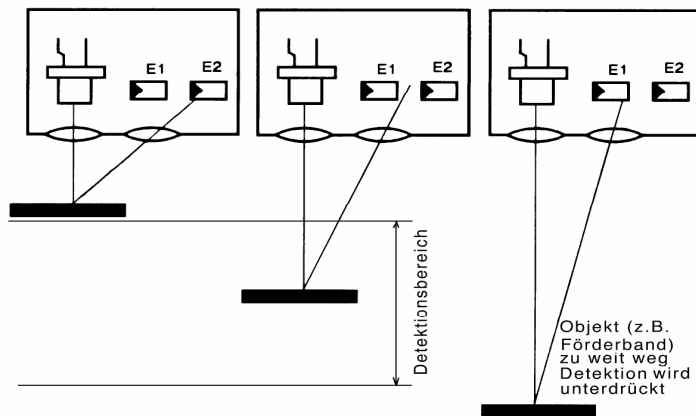
Durch ein Spiegel reflektiertes polarisiertes Licht wird vom Empfänger nicht ausgewertet



Der Reflektor dreht das polarisierte Licht von horizontal auf vertikal, der Empfänger kann dies auswerten



Funktionsweise der Vordergrundausblendung



Funktionsweise der Hintergrundausblendung

4.2.1.2.1. Polarisationsfilter

Stark spiegelnde Oberflächen können bei Reflexions-Lichtschranken zu Fehlsignalen führen, weil sie einen nicht unterbrochenen Lichtstrahl vortäuschen. Abhilfe schafft der Polarisierungseffekt: Polarisiertes Licht wird erzeugt und nur das richtig polarisierte Licht ausgewertet.

Das in allen Ebenen schwingende Sendelicht wird durch ein Streifenfilter geschickt, das nur den horizontalen Lichtwellenanteil passieren lässt. Ein Tripelreflektor (z.B. Diamond Grade Typ 2020) dreht das Licht um 90°. Vor dem Empfangselement ist ein Filter für vertikale Lichtwellen angebracht.

Somit werden auch stark spiegelnde Objekte erkannt; transparente, optisch aktive Objekte hingegen können an deren Rückseite Reflektionen mit Polarisationsdrehungen verursachen.

4.2.1.2.2. Vordergrundausblendung

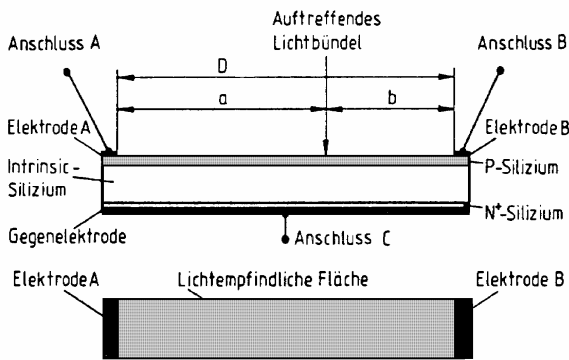
Bei Lichttastern kann es erforderlich sein, den Vordergrund auszublenzen. Ein Element für den Fernbereich steht einem Element für den Nahbereich gegenüber. Ein relativ flaches Objekt mit einer unregelmässig remittierenden Oberfläche soll auf einem Förderband erkannt, positioniert oder gezählt werden.

Ein Lichttaster mit Vordergrundausblendung arbeitet mit sichtbarem Licht, damit der Lichtfleck auf dem Material gut erkannt und das Gerät ausgerichtet werden kann.

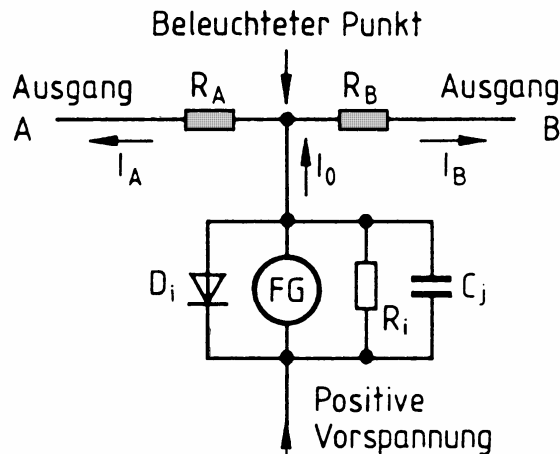
4.2.1.2.3. Hintergrundausblendung

Lichttaster mit Hintergrundausblendung arbeiten nach dem Doppel-linsenprinzip und sind in der Lage, Objekte bis zu einer definierten Tastweite zu erkennen. Alles Dahinterliegende wird ausgeblendet.

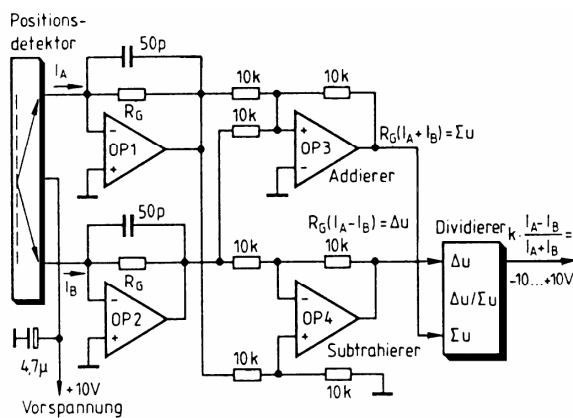
4.2.2. Optoelektronische Positionsdetektoren



Prinzipaufbau eines linearen PSD
 PIN-Diode mit einer lichtempfindlichen Fläche der Länge D mit:
 A, B: Mess-Elektroden
 C: Gegenelektrode für Vorspannung



Ersatzschaltung mit Leuchtpunkt
 Leuchtpunkt wirkt als Fotodiode mit aufgeteilten Signalströmen I_A und I_B



Auswerte-Elektronik
 Das Ausgangssignal ist ein Mass für die Koordinate a .

4.2.2.1. Messprinzip des PSD

Der PSD (Position Sensitive Detector) ist ähnlich wie eine PIN-Fotodiode (3.4.1.) aufgebaut. Die lichtempfindliche P-Siliziumschicht weist an beiden Enden je eine Elektrode A und B auf. Wird ein Punkt der lichtempfindlichen Schicht beleuchtet, so wirkt er als Stromgenerator, dem eine ideale Diode D_i , der Innenwiderstand R_i und die Sperrschichtkapazität C_j parallel geschaltet ist. Die unbeleuchteten Strecken a und b wirken wie zwei Präzisions-Widerstände R_A und R_B :

$$\frac{I_B}{I_A} = \frac{R_A}{R_B} = \frac{a}{b}; \quad \frac{I_A - I_B}{I_A + I_B} = \frac{D - 2a}{D} = 1 - \frac{2a}{D}$$

Aus dem Quotienten von Differenz und Summe der beiden Ströme I_A und I_B lässt sich ein eindeutiges Analogsignal für die Koordinate a des beleuchteten Punktes ableiten. Bei einem Lichtfleck mit einem endlichen Durchmesser d (z. B. durch ungenaue Fokussierung) ergibt sich ein kalibrierbarer Proportionalitätsfaktor:

$$\frac{I_A - I_B}{I_A + I_B} = \frac{D - 2a}{D - d}$$

4.2.2.2. Auflösung, Fehlerarten

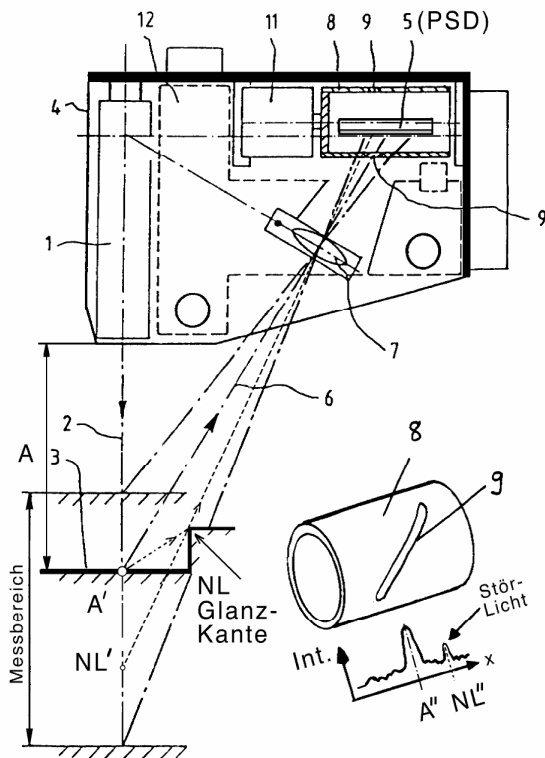
Die Positionsempfindlichkeit ist durch das Rauschen (von R_A , R_G , Op-Amp) begrenzt. Die maximale Auflösung beträgt ca. 10^4 (siehe Literatur unten).

Ist der Lichtfleck d gross und nicht homogen (z. B. optische Abbildung eines Lichtpunktes auf einer Schwarz/Weiss-Kante), so beträgt der Fehler ca. $d/2$.

Werden durch Reflexion an glänzenden Kanten Nebenlichtpunkte auf dem PSD erzeugt, so erhält man anstelle eines Positionssignales den Lichtschwerpunkt, was zu grossen Fehlern führen kann.

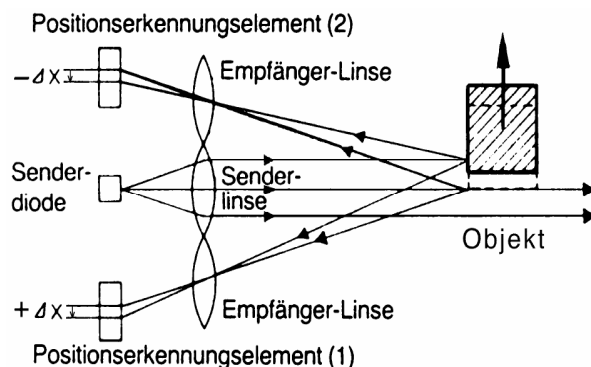
Starke Intensitätsschwankungen wie z. B. Wechsel von Streulicht zu Totalreflektion können die Dynamik der Auswerteelektronik überfordern.

4.2.2.3. Optoelektronische Abstandssensoren mit PSD



Berührungsloser Abstandsmesser

- 1: Laser mit Optik, 2: Lichtbündel,
 3: Messobjekt im Abstand A,
 7: Abbildungsoptik, 5: Linear-PSD
 12: Auswerte-Elektronik
 Option zur Ausblendung von durch
 Mehrfach-Reflexion verursachten
 Neben-Lichtpunkten (NL):
 8: Hohlzylinder, rotierend um PSD,
 9: Schlitzblenden unter 45 Grad
 11: Antriebsmotor (20 000 U/min)



Dreistrahl-Entfernungsmessung

Unterschiede bei der Entfernungsmessung können durch Mittelwertbildung ausgeglichen werden.

4.2.2.3.1. Laser Distance Sensor

Der Laser Distance Sensor ist ein Abstandssensor nach dem Triangulationsprinzip. Ein von einer Halbleiter-Laserdiode ausgehender modulierter Lichtstrahl wird mittels einer Optik auf das Messobjekt projiziert. Die diffuse Reflexion auf der Messoberfläche wird über eine Abbildungsoptik, deren Öffnungswinkel den Messbereich bestimmt, auf einem PSD abgebildet. Dank Modulation werden Fremdlichteinflüsse eliminiert.

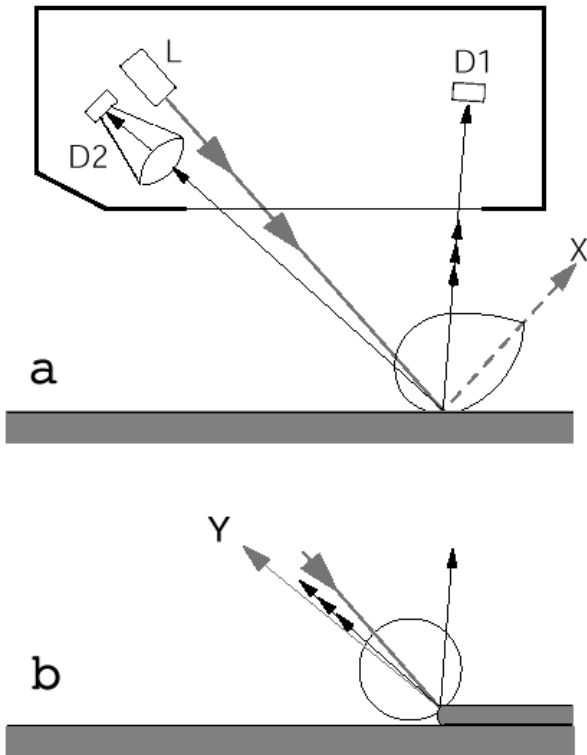
Typische Daten:	LDS1-2	LDS1-100
Messbereich:	2 mm	100 mm
Auflösung:	1.6 μm	80 μm
Messunsicherheit:	50 μm	250 μm
Reproduzierbar:	32 μm	160 μm
Linearität:	$\leq \pm 1\%$	$\leq \pm 1\%$
Abtastrate:	10 kHz	10 kHz

Zur Ausblendung von unerwünschten Reflexionen (NL) kann ein um den PSD rotierender Hohlzylinder mit 45° Schlitzblende eingesetzt werden. Damit wird der PSD partiell von links nach rechts belichtet und der Intensitätsverlauf gemessen. Mittels getriggertem Sample-Hold wird das echte Abstands-Signal erfasst.

4.2.2.3.2. Dreistrahl-Schalter

Für approximative Abstandsmessungen wird anstelle eines Lasers eine LED mit einem dickeren Lichtstrahl eingesetzt, was für flache Objekte durchaus genügt. Wenn aber das bewegte Objekt den ausgesandten Lichtstrahl gerade streift, so ist die Abbildung dieser Leuchtfläche auf dem PSD an einer anderen Stelle, als wenn das Objekt voll im Lichtstrahl liegt. Mit der Dreistrahlmethode misst der eine PSD eine Abweichung von $-\Delta x$, der andere eine von $+\Delta x$. Damit ist eine Mittelwertbildung möglich. Für feste Schaltabstände kommen auch nicht-sphärische Linsen für die Fokussierung in Einsatz.

4.2.2.4. Schuppenstrom-Detektor



4.2.2.4.1. Funktionsprinzip der Kantenerkennung

Eine Laserdiode mit Fokussieroptik (L) erzeugt auf der Förderebene einen kleinen roten Lichtpunkt im sichtbaren Bereich.

Im Fall (a) trifft der Laserstrahl schief auf eine Fläche (Förderebene oder Oberfläche des Objektes) auf, damit wird der grösste Teil des Lichtes in Richtung (X) reflektiert. Der Detektor (D1) empfängt mehr Licht als Detektor (D2).

Im Fall (b) trifft der Laserstrahl auf eine Kante des Objektes. In Richtung Y misst man die stärkste Lichtstreuung und im Idealfall eine erhebliche Reflektion. Der Detektor (D2) empfängt hier mehr Licht als Detektor (D1).

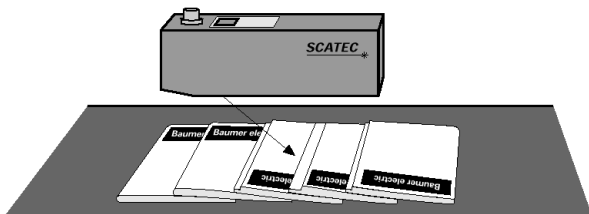
Das Verhältnis der Signale von D1/D2 dient als Quelle für die Kantenerkennung.

4.2.2.4.2. Technische Daten eines Laser-Exemplarzählers SCATEC-1

Messbereich:	0 bis 72 mm
Empfindlichkeit:	Einzelblatt 0.1 mm
Lichtquelle:	Laser, 675 nm (rot)
Zählrate:	1.5 Mio. Exemplare/h
Objektgeschwindigkeit:	0 bis 2 m/s
Objektgeschwindigkeit bei Kantendicke:	≥ 0.3 mm
Objektfolgeabstand:	≥ 1 mm
Synchronisation:	z. B. mit Fördertakt
Farb-Stör-empfindlichkeit:	Unempfindlich, Laser einstellbar
Glanz-Stör-empfindlichkeit:	Unempfindlich, matt bis leicht glänzend
Temperaturbereich:	+10 bis +40°C
Schutzklasse:	IP 54
Laserschutzklasse:	2

Funktionsskizze

- a: Horizontales Objekt oder Unterlage
- b: Objekt mit deutlicher Vorderkante
- L: Laserdiode mit Fokussieroptik
- X: Hauptrichtung der Reflektion bei einem horizontalen Objekt
- D1: Detektor für vertikale Streustrahlung
- Y: Hauptrichtung der Reflektion an Kante
- D2: Detektor mit Fokussieroptik für an der Kante gestreute Streustrahlung



Mehrfachpulsunterdrückung

Dynamische Totzeit, synchronisiert mit Takt

Zeitschriften und Zeitungen werden geschuppt (daher der Name Schuppenstrom) auf Förderbänder transportiert. Matte bis leicht glänzende Objekte mit allen möglichen Farben werden sehr schnell erkannt. Gezählt werden nur Kanten, die dem schief austretenden Laserstrahl zugewandt sind. Die gegenüberliegenden Kanten (Endkanten einer Zeitschrift) werden bewusst nicht detektiert.

4.2.2.5. Laser Abstandssensoren mit CCD

CCD (Charge Coupled Device) sind Zeilen-Bildsensoren mit paralleler Bildaufnahme, aber serieller Auslesung. Die Auflösung ist durch die Anzahl der Pixel begrenzt, kann aber durch Signalverarbeitung um eine Größenordnung gesteigert werden.

Wegsensoren mit CCD sind gleich aufgebaut wie Abstandssensoren mit PSD (siehe 4.2.2.3), können aber den Spitzenwert der Lichtmengenverteilung des rückgestreuten Lichtpunktes erkennen.

CCD Sensoren können pro Pixel nur eine begrenzte Lichtmenge verarbeiten, deshalb wird die Laseremissionszeit dem Oberflächenzustand des Messobjekts angepasst. Der Vergleich mit PSD zeigt:

Vorteile:

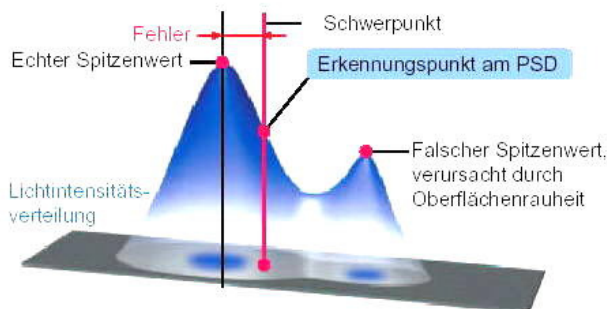
Bei geeigneter Auswertungsmethode geringer Einfluss von Farbe, Reflektionsvermögen und Oberfläche des Objektes.

Nachteile:

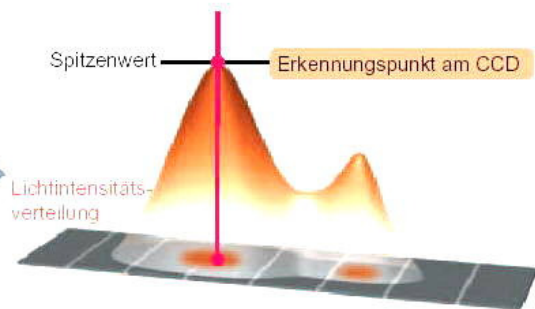
Geringere Abtastrate: 1-2 kHz

Präzise Berechnung der echten Spitzenwertposition

Das CCD-Verfahren wird zur präzisen Erkennung des Spitzenwertes des Lichtstrahls verwendet. Im Gegensatz zum herkömmlichen PSD-Verfahren können raue Oberflächen keine Fehler verursachen.



Beim PSD-Verfahren werden Messschwankungen durch Oberflächenrauheiten verursacht.

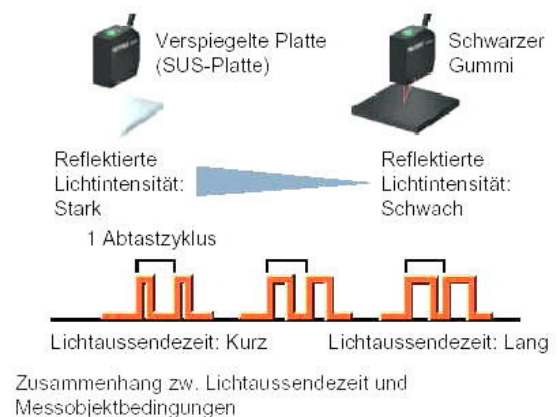


CCD-Verfahren garantiert präzise Erkennung basierend auf dem Spitzenwert.

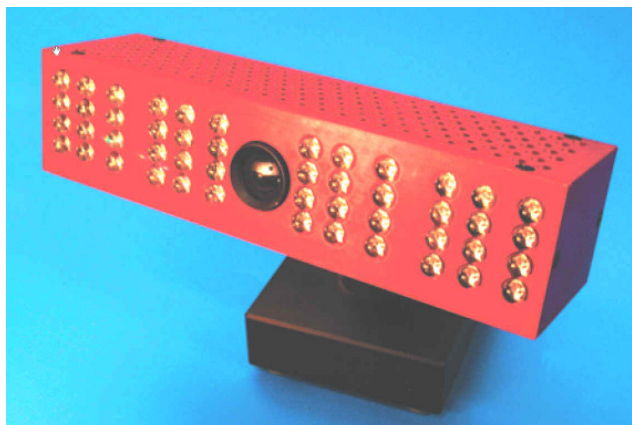
Mit LFTC-Schaltung

Stabile Erkennung unabhängig von den Oberflächenbedingungen

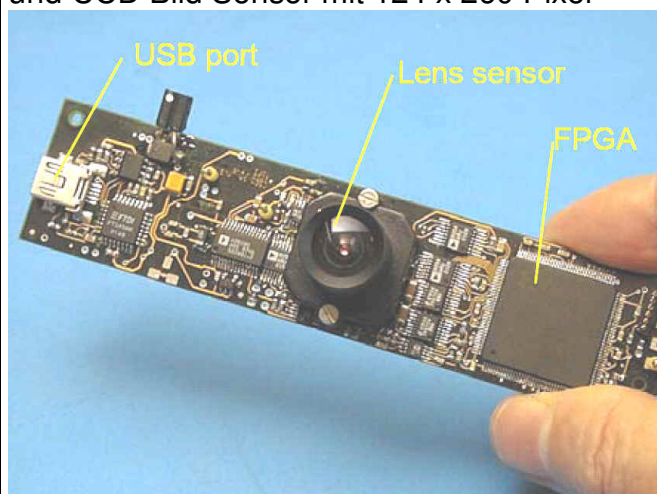
Die neue Modellreihe LK mit LFTC-Schaltung (Laser Flash Time Control) optimiert automatisch die Lichtaussendezeit durch Erfassung der Oberflächenbedingungen am Messobjekt.



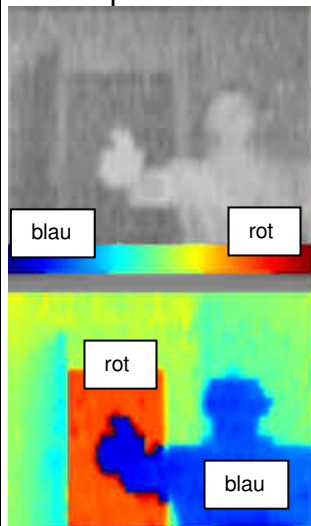
4.2.2.6. 3D Time-of-Flight Camera



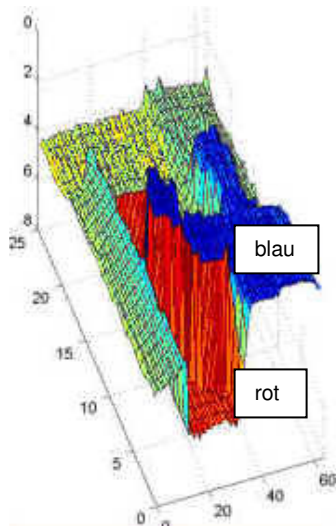
3D-Kamera Swiss Ranger SR-2
Amplitudenmodulierte Lichtquelle mit 48 LED
und CCD Bild Sensor mit 124 x 260 Pixel



Sensorplatine mit USB Anschluss



3D-Vision mit
Falsch-Farben als
Distanzinformation



3D-Modell
Farben-Umsetzung
als Höhenprofile

Die optische 3D-Kamera funktioniert nach dem Prinzip der Flugzeitberechnung (time-of-flight: TOF). Sie moduliert Licht im sichtbaren oder im infraroten Bereich. Diese Lichtimpulse werden von einer Diodenmatrix emittiert, werden dann von den Objekten der beleuchteten Szene reflektiert und gelangen zurück zur Kamera, wo ihre Ankunftszeit lokal in jedem Pixel des Bildsensors erfasst wird. Die Kamera misst nicht nur die lokale Helligkeit der Szene, sondern liefert gleichzeitig eine komplette Distanzkarte (ein 3D-Modell) der Kameraumgebung.

Bei einer Modulationsfrequenz von 20 MHz beträgt die Wellenlänge 15 m. Ein Abstand von 0 bis 7.5 m entspricht einer Empfangs-Phasenverzögerung von 0 bis 360 Grad. Eine Auflösung von 5 mm erfordert demzufolge eine Phasenauflösung von 0.24 Grad.

Anwendungen

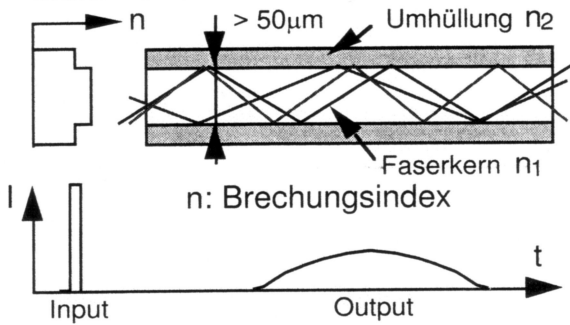
- Sicherheit und Überwachung (z.B. Anzahl wartender Personen bei einem Aufzug)
- autonome Roboter
- Qualitätskontrolle und Fabrikation
- medizinische Bildsensorik
- Multimedia, Videospiele, u.s.w.

Vorläufiges Datenblatt SR-2

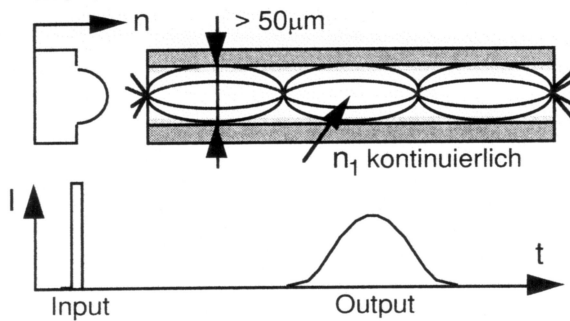
Number of pixels	Up to 124 x 160
Frame rate	30 fps
Maximum range	7.5 m
Depth accuracy	Down to 5 mm
Wavelength of illumination	870 nm
Illumination power	800 mW optical
Lens	f=16 mm, F/# = 2, M 12x0.5
Field of view	+/- 15°
Interface	USB 1.1
Connector	Mini USB Type-B
Power supply	+ 12 V / 1 A DC
Power consumption	12 W max.
Dimensions	135 (W) x 45 (H) x 32 (D) mm ³
Weight	0.3 kg

4.2.3. Faseroptische Sensoren FOS

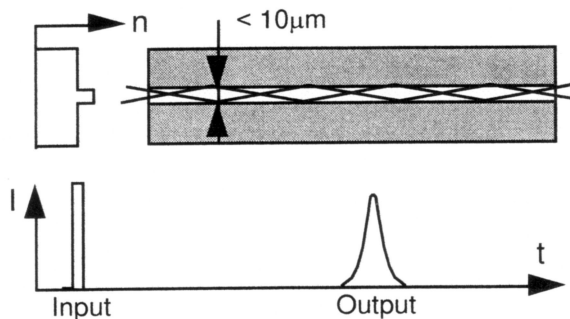
Multimode Stufen Faser



Multimode Gradienten Faser



Monomode Faser



4.2.3.1. Lichtwellenleiter

Der gerichtete Transport optischer Strahlung über Lichtwellenleiter wird vorwiegend zur Datenübertragung genutzt. Man unterscheidet grob zwischen:

Lichtwellenleitertyp	Aussen Ø [mm]	Dämpfung [dB/km]
Multimode Plastic	0.1-2.0	200-400
Multimode Glas	0.1-0.6	2-10
Monomode Glas	0.1-0.2	0.5-1

4.2.3.2. Lichtquellen

Quellentyp	Wellenlänge [μm]	Strahldichte [W/cm²sr]
Glühlampe	0.7-1.0	10
Ga AsP LED rot	0.6	1
Ga AsP LED grün	0.5	0.3
Ga As LED IR	0.9	3.0
Ga Al As Di-Laser	0.8	100000
Ga In AsP Di-Laser	1.3-1.5	100000

4.2.3.3. Lichtdetektoren

Material	Typ	Wellenlänge [μm]	Stromeffiz. [A/W]	Gain
Si	PIN	0.3-1.1	0.5	1
Ge	PIN	0.5-1.8	0.7	1
InGaAs	PIN	1.0-1.7	0.6	1
Si	APD	0.4-1.0	77	150
Ge	APD	1.0-1.6	30	50

4.2.3.4. Messprinzipien der FOS

Der zu messende Parameter kann folgende Eigenschaften des Lichtes beeinflussen:

- Intensität
- Phase
- Wellenlänge
- Polarisation

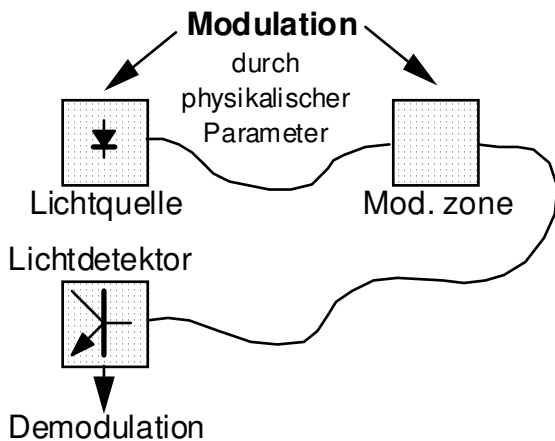
weiter unterscheidet man zwischen:

Intrinsic FOS:

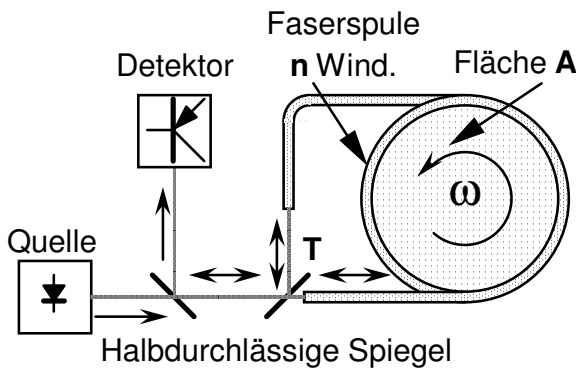
Der Lichtwellenleiter dient selber als Sensorelement (z.B. Faraday Effekt zu Messung sehr starker Magnetfelder)

Extrinsic FOS:

Das Licht wird durch einen externen, vom Messparameter gesteuerten Modulator verändert.



4.2.3.5. Intrinsic FOS

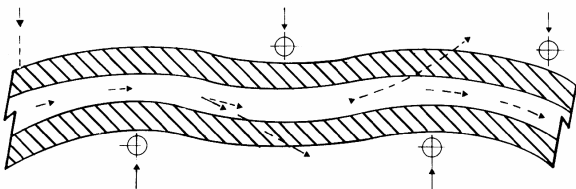


- ω Winkelgeschwindigkeit
- A Umschlossene Fläche
- n Windungszahl
- c Lichtgeschwindigkeit
- λ Wellenlänge
- Δt Laufzeitunterschied
- Δφ Phasenunterschied
- P Detektierte Lichtleistung

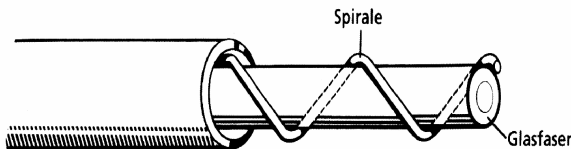
$$\Delta t = \frac{4nA\omega}{c^2}$$

$$\Delta \phi = \frac{2\pi c}{\lambda} \Delta t$$

$$P \approx 1 + \cos \Delta \phi$$



Prinzip der Mikrokrümmung



1: Glasfaser
2: Trägermat.

4.2.3.5.1. Faseroptischer Kreisel

Die wohl berühmteste Anwendung einer Lichtfaser als Sensor ist der Faserkreisel, der den mechanischen Kreiselkompass fast vollständig verdrängt hat.

Die Funktionsweise beruht auf dem Sagnac-Effekt. Das Licht wird über einen optischen Strahlteiler **T** in beide Enden eines geschlossenen Lichtweges eingekoppelt, der eine Fläche **A** mit **n**-Windungen umschliesst.

Durch Einwirkung der Winkelgeschwindigkeit **ω** ergeben sich unterschiedliche Lichtlaufzeiten in Uhrzeiger- und Gegenuhrzeigersinn.

Bereits in den dreissiger Jahren gelang es Michelson und Gate, mit normalen Lichtquellen und 4 Spiegeln einen geschlossenen Lichtweg von 300 x 600 m (**n = 1**) zu realisieren, mit dem die Erddrehrate von 15°/h nachgewiesen werden konnte.

Weil nun Lichtfasern mit geringer Dämpfung verfügbar sind, darf **n** gross und **A** klein gewählt werden. Mit Phasenmodulatoren und Lock-in Verstärkern beträgt heute die Empfindlichkeit: **1 Winkelgrad/Stunde!**

4.2.3.5.2. Mikrokrümmungssensor

Wird eine Glasfaser leicht gekrümmt, verlieren sich Lichtanteile in die Mantelzone. Es entstehen **lokalisierbare** Reflektionen; dank der geringen Alterung von Glasfasern sind bis zu 8 Mio. Lastspiele möglich.

Bei **Kontaktfussmatten** wird diese Mikrokrümmung durch eine Kunststoffspirale erreicht, die einen äusseren Flächendruck konzentriert auf die Lichtfaser überträgt.

Faserlängen: ≤ 1 km

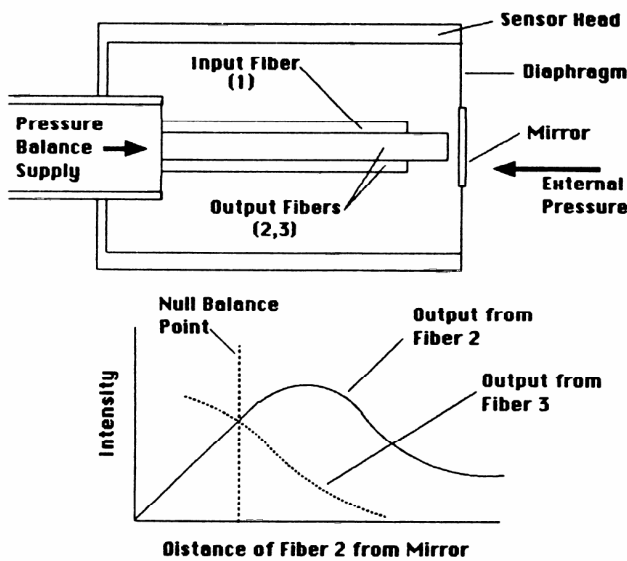
Kontaktkraft: 11 N unterbricht Lichtstrahl

Bei **Feuermeldeleitungen** führt das lokale (reversible) Schmelzen eines Trägermaterials mit der damit verbundenen Volumenzunahme zum gleichen Effekt.

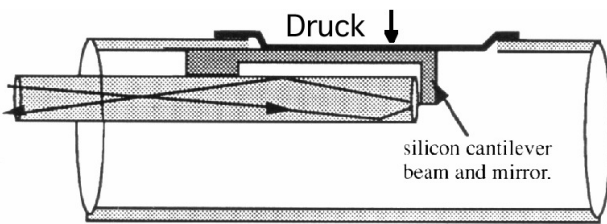
Faserlängen: ≤ 2 km

Ortsauflösung: 1.5 m

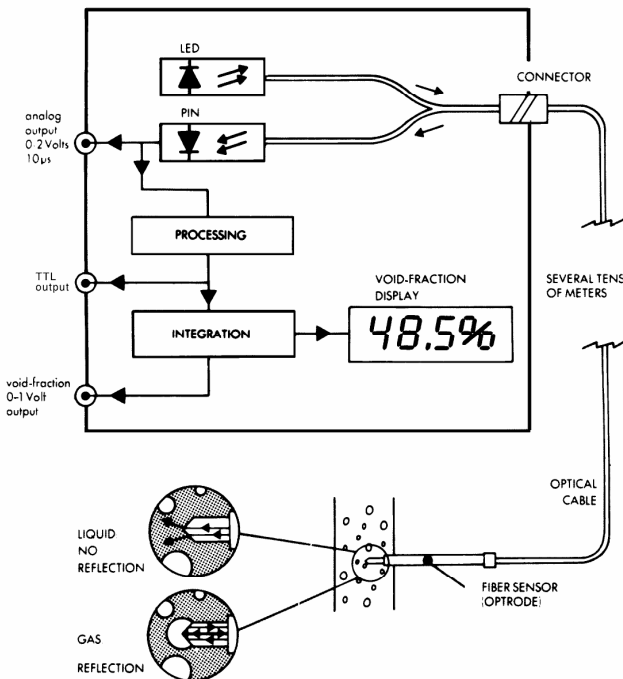
4.2.3.6. Extrinsic FOS



Präzisions-Drucksensor mit 3 Fasern



Miniatur-Drucksensor Ø 0.46 mm



Gasblasendetektor Ø 50 µm

4.2.3.6.1. Drucksensoren

Am fernen Ende der Glasfaser befindet sich ein druckempfindlicher Modulator.

Beim Präzisions-Drucksensor befindet sich auf der Druckmembran ein Spiegel. Der Druck verändert die Abstände des Spiegels zur Input- und zu den zwei Outputfasern. Mit einem Interferometer wird die dem Druck proportionale Durchbiegung mit einer Auflösung von 0.1 µm gemessen.

Beim Miniatur-Drucksensor befindet sich der Spiegel an einem Hebelende. Der Druck bewegt den Spiegel bei konstantem Abstand zum Glasfaserende durch den Lichtstrahl. Damit entsteht eine dem Druck proportionale Reflektionsamplitude.

4.2.3.6.2. Temperatursensoren

Am fernen Ende der Glasfaser befindet sich zwischen zwei Reflektoren eine transparente Schicht, deren Brechungsindex n von der Temperatur abhängt.

- Typ: METRICOR T T22-03D
- Masse: Ø 0.8 x 10 mm
- Messbereich: - 40 °C bis + 300 °C
- Auflösung: 0.1 °C
- Messfehler: ±1 % F. S.
- Ansprechzeit: 0.2 sec.

4.2.3.6.3. Gasblasendetektor

Der Messkopf von nur Ø 50 µm reagiert in 10 µs auf die unterschiedliche Reflektion des Lichtes an Gas und Flüssigkeit.

4.2.3.7. Vor- und Nachteile FOS

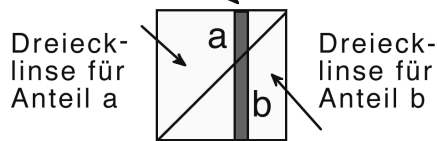
- Sehr gute elektrische Isolation
- Kein Übersprechen, geringes Gewicht
- Weitgehend unempfindlich auf ionisierende Strahlung und elektromagnetische Felder (siehe aber auch Faraday-Effekt für Hochstrom-Detektoren)
- Glasfaser selbst ist unempfindlich auf Temperatur und Korrosion
- Geringe Dämpfung, grosse Bandbreite

aber

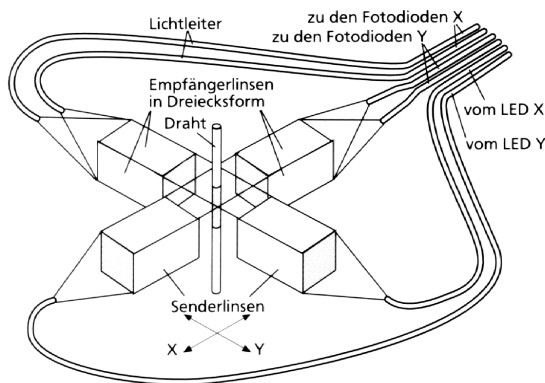
- Staubempfindlich
- Teure, aufwendige Konfektionierung der Stecker und Verzweigungen

4.2.3.8. LED-Faseroptik für 2D-Positionierung

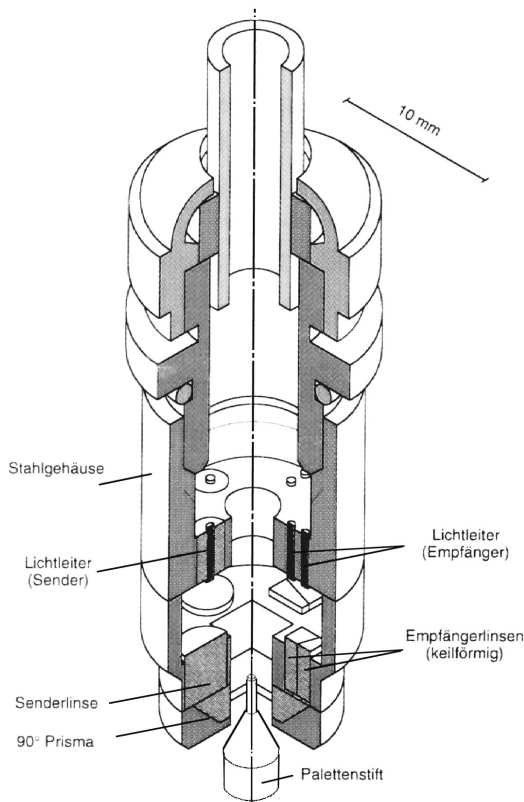
Draht-Schatten



Prinzip der Schattenmessung



AGIEPILOT Sensor



Positionierung für Palettenstifte

4.2.3.8.1. Messprinzip

Zur Messung der Drahtposition wird der Draht mit einem homogenen Licht beleuchtet und dessen Schatten auf zwei Dreieckslinsen abgebildet. Die Differenz der gemessenen Lichtintensität ist linear proportional zur Drahtposition.

4.2.3.8.2. Sensor für die 2D-Positionierung des Erosionsdrahtes

Die parallele, homogene Lichtquelle wird durch LEDs, kalibrierte Blenden und Speziallinsen (GIN graded index) erzeugt. Damit wird in x,y-Richtung eine Auflösung von $2 \mu\text{m}$ erreicht. Dank Lichtleitern können die von der Erosionsanlage erzeugten Magnetfelder von der Sende- und Empfangselektronik ferngehalten werden.

4.2.3.8.3. Positionierung eines Palettenstifts

In der Uhrenindustrie werden kleine Zahnräder auf $\varnothing 0.5 \text{ mm}$ Palettenstifte gesetzt. Die Einfügetoleranz zwischen Bohrung und Stift beträgt $\pm 25 \mu\text{m}$.

Technische Daten:

- Messbereich: $1.4 \times 1.4 \text{ mm}$
- Auflösung: $\pm 3 \mu\text{m}$
- Messunsicherheit: $\pm 10 \mu\text{m}$

Nach dem gleichen Prinzip sind **Draht-dicken-Messungen** auch für sehr dünne Drähte möglich:

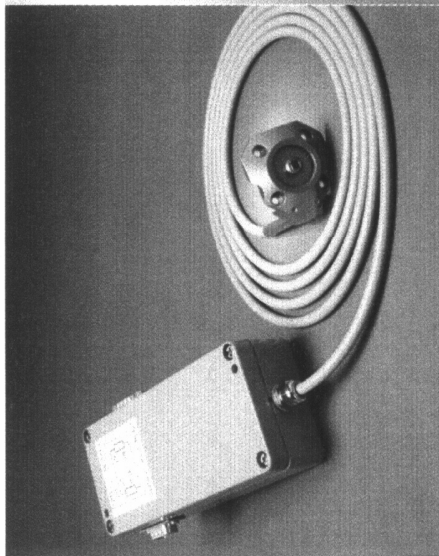
Technische Daten:

- Messfenster: $\pm 1 \text{ mm}$
- Draht \varnothing : $0.02 \text{ bis } 2 \text{ mm}$
- Auflösung: $\pm 0.3 \text{ bis } 2 \mu\text{m}$
- Messunsicherheit: $\pm 1 \text{ bis } 8 \mu\text{m}$
- Linearität: $0.5 \% \text{ F.S.}$

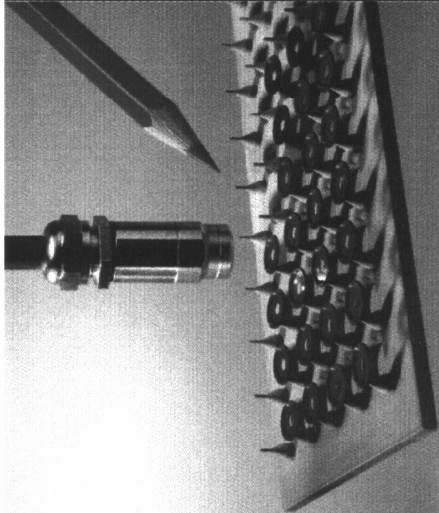
4.2.3.9. LED-Faseroptik für Prozessüberwachungen

EXAMPLES OF INDUSTRIAL APPLICATIONS

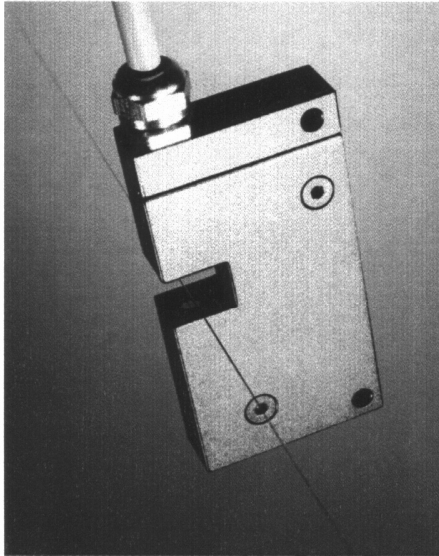
WIRE POSITION SENSOR



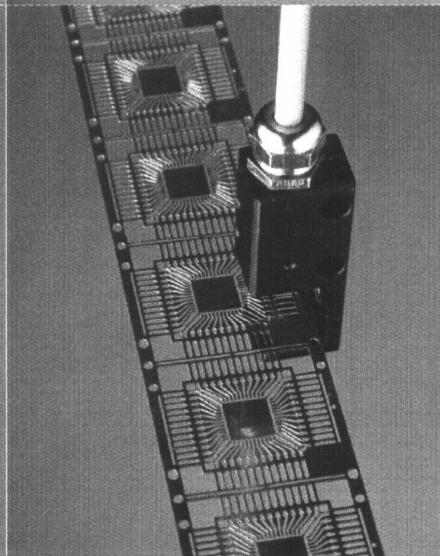
PIN POSITION SENSOR



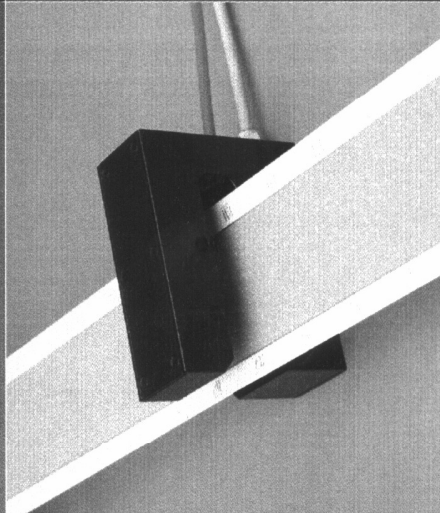
WIRE DIAMETER SENSOR



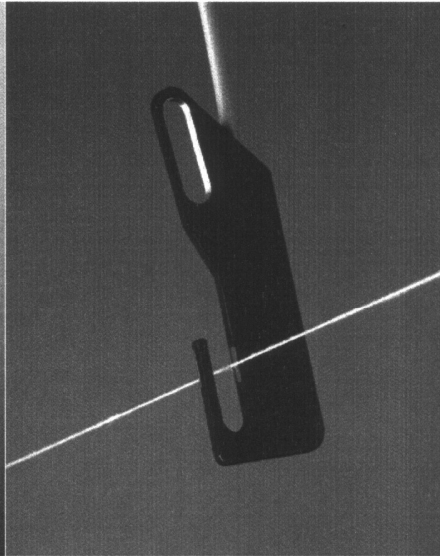
EDGE POSITION SENSOR



PERFORATION-HOLES DETECTOR



YARN PRESENCE DETECTOR



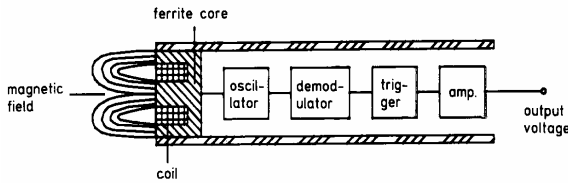
4.3. Induktive und kapazitive Sensorsysteme

4.3.1. Berührungslose Näherungs- oder Abstandssensoren

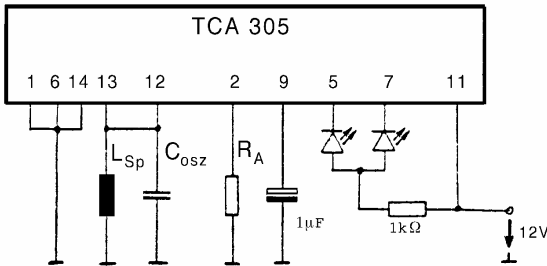
Ein spezielles Gebiet der Sensorik bilden die berührungslos arbeitenden Messverfahren. Sie sind überall dort von Interesse, wo in der Fertigung oder Qualitätskontrolle Messungen vorgenommen werden müssen, ohne dass der Produktions- oder Fertigungsablauf gestört werden soll:

Methode	Vorteile	Nachteile
Pneumatisch	Materialunabhängig, für Abstände unter 0.5 mm, sehr preiswert.	Nur bei Festkörpern einsetzbar, Verschmutzungsgefahr, nur sehr kleine Messabstände.
Optisch mit LED (z. B. Infrarot)	Temperaturunabhängig, turbulenzunempfindlich, Messung schnell bewegter Objekte, Reichweiten bis 1000 mm, vergrößerbar mit Reflexions- und Einweglichtschranken.	Beeinflussung durch Staub, Dampf, direkten Lichteinfall, Verschmutzungsgefahr, Reflexion abhängig von Oberfläche des Objekts, optisch durchsichtige Materialien nicht erfassbar, relativ ungenau, da meist keine direkte Abstandsmessung.
Optisch mit Laser	Wie oben, aber zusätzlich scharfe Strahl-Fokussierung, direkte Abstandsmessung mit einer Messunsicherheit von 10 μm bei 10 mm-Messbereich. Grosse Stand-Off-Distanz, z. B. 100 mm + 10 mm-Messbereich.	Wie oben, weitere Probleme bei durchsichtigen oder schwarzen Objekten, relativ kleiner Messbereich, Streulicht abhängig von Oberflächenstruktur, zusätzliche Sicherheitsvorkehrungen erforderlich, relativ teures Messverfahren.
Akustisch (z. B. Ultraschall)	Materialunabhängig, an allen Materialien gute Reflexionseigenschaften, unabhängig von Oberflächenstruktur, grosse Messabstände bis ca. 600 mm, Messunsicherheit bis 5 mm.	Relativ starke Temperaturabhängigkeit, Beeinflussung durch starke Turbulenzen, nicht geeignet für kleine Flächen und Stufenkanten. Nur mit aufwendiger Signalverarbeitung Messunsicherheit < 0.1 mm*.
Magnetische Sensoren (Magneto-resistive Sensoren, Feldplatten)	Differentialsensoren mit Festmagneten eignen sich vor allem für die Detektion von seitlichen Nulldurchgängen mit einer Messunsicherheit bis 0.1 mm.	Nur für Objekte mit $\mu_r > 1$, nur für kleine Abstände bis ca. 10 mm, Abstands-Signal von der Grösse des Objekts abhängig, Gefahr von Ablagerung von Eisenspänen.
Induktiv (vorwiegend Näherungsschalter)	Wenig temperaturabhängig, unabhängig von Oberflächenstruktur, vorwiegend als Endschalter mit einer Reproduzierbarkeit von ca. 0.2 mm, hohe Störsicherheit und preiswert.	Abstands-Signal stark materialabhängig, eignet sich nur für Metalle mit einer Dicke von > 0.15 mm, die beim gewählten magnetischen Wechselfeld einen Wirbelstrom verursachen, nur bis ca. 20 mm.
Kapazitiv (vorwiegend Näherungsschalter)	Wie oben, aber auch für nichtmagnetische Materialien geeignet, vorwiegend als Endschalter mit einer Reproduzierbarkeit bis ca. 0.5 mm.	Abstands-Signal sehr stark materialabhängig, nur für Materialien mit genügend grosser Leitfähigkeit oder ausreichend grosser Dielektrizitätskonstante, nur bis ca. 20 mm.

4.3.1.1. Induktive Näherungssensoren

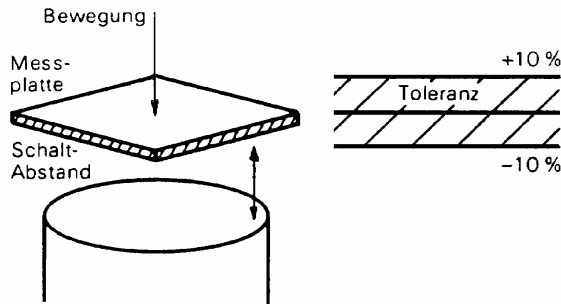


Blockschema eines induktiven Näherungssensors/Initiators



Ansteuerschaltung TCA 305

- L_{sp} : Sensor-Spule 0.206 mH
- C_{osz} : Styroflex Kondensator 1 nF
- R_A : TK-Kompensationsnetzwerk



Nennschaltabstand S_n

Messplatte gemäss CENELEC-Norm St 37, 1 mm Dicke, quadratisch mit Seitenlänge = Initiatordurchmesser

	St 37	Faktor 1,0
	Alu-Folie (Folien-Effekt)	ca. 0,95
	rostfreier Stahl	ca. 0,7
	Messing	ca. 0,55
	Aluminium	ca. 0,5
	Kupfer	ca. 0,45

Beispiel eff. Schaltabstand $a = S_n \times 0,7$

S_n -Reduktionsfaktoren gegenüber Stahl St 37

4.3.1.1.1. Messprinzip

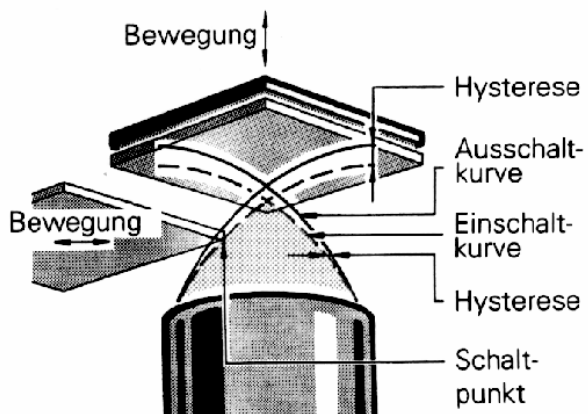
Das Prinzip induktiver Näherungssensoren oder Näherungsinitiatoren beruht darauf, durch Annäherung eines Metall-teiles in das Streufeld der Sensor-Spule, die **Güte** des Oszillators zu reduzieren.

Eine Sensor-Spule von 100 Windungen mit 0.10 Cu-Lackdraht auf einem Ferritkern M 33 von 7.35 x 3.6 mm hat beim Arbeitspunkt von 350 kHz eine Güte von **Q = 55**. Generell zeigt die Güte einen **negativen TK**, der sich zusammensetzt aus TKs des Kupferwiderstandes, des Skin-Effekts, der Wirbelstromverluste in der Wicklung und der Ferritverluste. Bei geeigneter Betriebsfrequenz und mit Widerstands-/ Heissleiterkombinationen für R_A der Ansteuerschaltung kann im Bereich von - 25 bis + 75 °C bei einem Schaltabstand von 4 mm eine Messunsicherheit von ± 0.1 mm erreicht werden. Die Reproduzierbarkeit im Temperaturbereich +15 bis +30 °C und ± 5 % Speisenspannungsschwankungen beträgt **5 %** von S_n , die Schaltfrequenz 2 bis 5 kHz.

Wichtig: Die Dicke der Objektplatte muss grösser sein als die Skin-Eindringtiefe δ :

$$\delta = 1 / \sqrt{(0.5 \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma)}$$

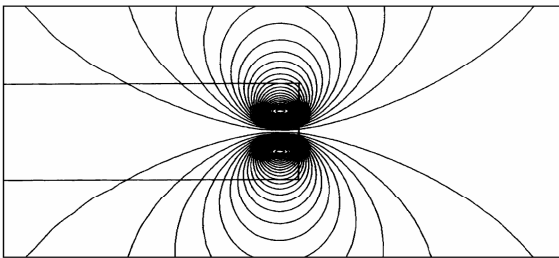
δ von Stahl = 0.15 mm bei 100 kHz



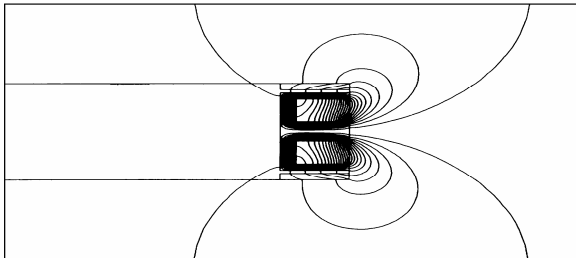
Schalthysterese bei Initiatoren

3 % bis 20 % vom Nennabstand S_n

4.3.1.1.2. Feldverteilung, Betriebsarten, technische Daten



Feldverteilung bei Luftspule



Feldverteilung bei Topfkern-Spule

Feldverteilung

Wird für die Sensor-Spule eine Luftspule verwendet, so erhält man ein omnidirektionales Feld mit einer grossen Umgebungsempfindlichkeit. Solche Sensoren können nicht in metallische Gehäuse eingebaut werden.

Eine Verbesserung bringt eine Topfkern-Spule mit nach vorne gerichteten magnetischem Wechselfeld. Die Sensor-Optimierung erfolgt heute mit den Computer-Methoden der finiten Elemente.

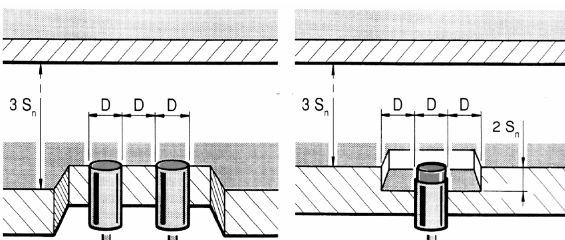
Einbauarten

Nicht alle Näherungsinitiatoren dürfen bündig eingebaut werden (siehe oben). Wenn dies vom Hersteller erlaubt ist, reduziert sich der Schaltabstand um rund 50 %. Weiter ist darauf zu achten, dass **vor** der Sensorspule ein Freiraum von mindestens **3xSn** eingehalten wird.

Typische technische Daten eines induktiven Näherungsinitiators

bündig:
kleinerer
Schaltabstand

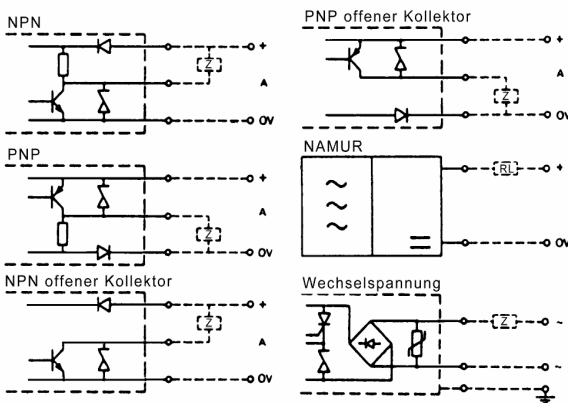
nicht bündig:
grösserer
Schaltabstand



Schaltabstand Sn:

bündig nicht bündig

Einbau der Näherungs-Sensoren



Ausgangs-Schaltbilder

Gleich- und Wechselspannung:

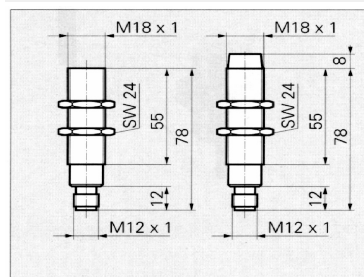
Ein-/Aus-Schalter über Halbleiter

NAMUR: Analog-Ausgangssignal:

Speisespannung 5-15 V @ $R_L=1k\Omega$

Stromaufnahme < 1 mA bedämpft

Stromaufnahme > 4 mA unbedämpft



Schalter:
NPN-/PNP-Öffner
und -Schliesser

Speisespannung:
10-50 VDC

Stromverbrauch:
< 10 mA

Max. Schaltstrom:
300 mA

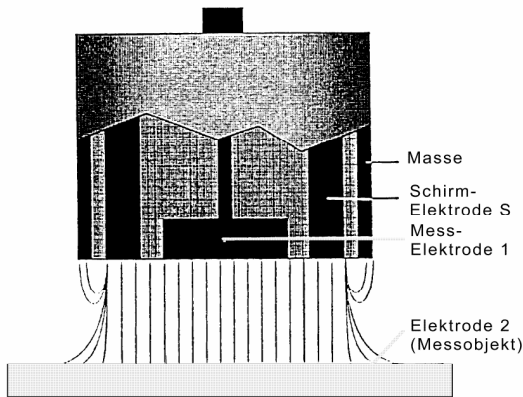
Spannungsabfall:
< 3 V

Max. Schaltfreq.:
1 kHz

Verpolungs- und
kurzschlussfest

Option: Wechsel-
strom 20-250 VAC
mit Schaltstrom:
5 mA bis 500 mA

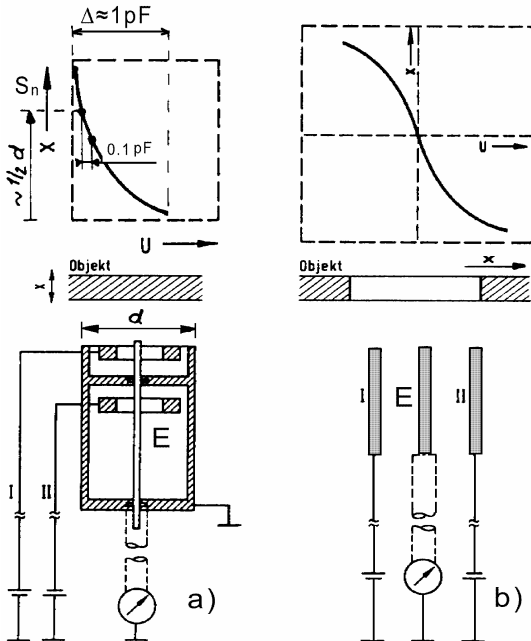
4.3.1.2. Kapazitive Näherungssensoren



Kapazitiver Näherungssensor für Abstände bis 100 mm

Die Elektrode 1 und Schirm S sind galvanisch getrennt, liegen aber auf dem gleichen Potential.

Variante: Elektrode 2 und Schirm S galvanisch getrennt, aber auf gleichem Potential, ergibt gleiche Kapazität zwischen Elektrode 1 und 2!



Prinzip von Streufeld-Sensoren nach Differenz-Messmethode

- a: Abstandsmessung
 - b: Bestimmung der Mittigkeit
- Die Mittel-Elektrode **E** misst die Kapazitäten zu Elektrode **I** und **II**

4.3.1.2.1. Messprinzip

Direkte Kapazitätsmessung

Durch Annäherung vergrößert sich die **Kapazität** zwischen Sensor und dem Objekt. Die Kapazitätsänderungen liegen unter 1 pF und verlangen aufwendige Schaltungen (Trägerfrequenz-, Resonanzfrequenz- und Impulsladeverfahren).

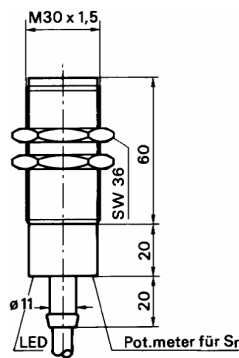
Streifeldmessung

Durch Annäherung an das Objekt verändern sich die **Streukapazitäten**. Dieser Sensor besteht aus drei Elektroden. An den Elektroden **I** und **II** liegen gegenphasige Wechselspannungen an. Das resultierende Potential wird am Ort der dritten Elektrode **E** aufgenommen und schliesslich frequenz- und phasenselektiv weiterverarbeitet.

Dringt ein Objekt in das Messvolumen ein, ändern sich die Potentialverhältnisse. Je nach Lage der Elektroden ergibt sich damit eine reine oder richtungsabhängige Abstandsmessung.

Mit keramischen, metallisch beschichteten Werkstoffen können kapazitive Näherungssensoren für Arbeitstemperaturen bis 1000 Grad realisiert werden.

Typische technische Daten:

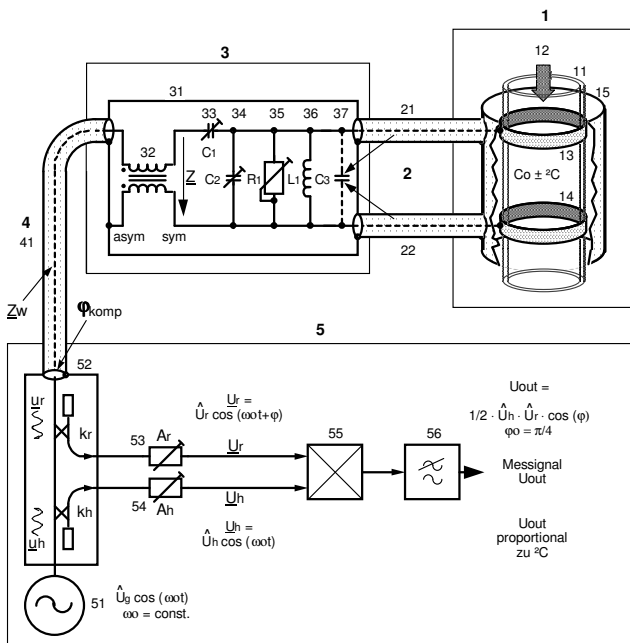


- Schaltabst. Sn: 15 mm
- Hysterese: < 15 % v. Sn
- Reprod.barkeit: ± 15 %
- Temp.Bereich: -25 .. +70°C
- Schutzart: IP 63
- Speisung: 10 .. 48 VDC
- Stromaufnahme: 10 mA
- Schaltstrom: 200 mA
- Schaltfrequenz: max. 100 Hz

Sn-Reduktionswerte für verschiedene Materialien:

Material	L-Typ für leitfähiges Mat.	D-Typ für Dielektrika
Stahl St 37, geerdet	100 %	100 %
Wasser (Behälter geerdet)	75 %	100 %
Glas, 3 mm dick	40 %	65 %
PVC, 3 mm dick	10 %	60 %
Holz, 10 mm dick	25 %	50 %
Karton, 2 mm dick	100 %	40 %

4.3.1.3. High Speed Interface für kapazitive und induktive Sensoren

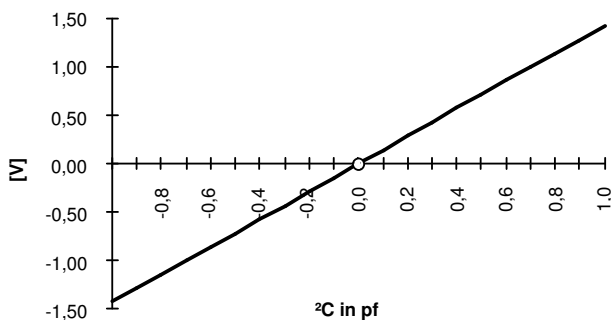


4.3.1.3.1. Messprinzip

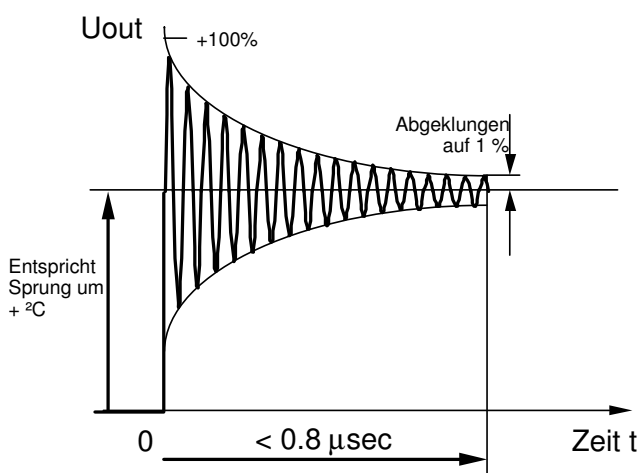
Das Hochfrequenzgerät umfasst einen kapazitiven Sensor 1, zwei spezielle Koaxial-Messkabel 2, einen Abstimmkreis 3, ein spezielles Koaxial-Verbindungskabel 4 sowie eine Auswertelektronik 5. Das Hochfrequenzgerät liefert ein Messsignal, das dem momentanen Kapazitätswert des Messgutes im Messvolumen entspricht.

Die durch eine kleine Kapazitätsänderung verursachte Verstimmung des Schwingkreises äussert sich in einer starken Amplitudenänderung und einer sehr starken Phasenänderung der reflektierten Welle. Durch Verwendung eines Generators 51, eines Phasenschiebers 4, eines Richtkopplers 52, der Attenuatoren 53 und 54, eines Multiplizierers 55 und einem Tiefpass 56 wird erreicht, dass ein der Kapazitätsänderung proportionales Messsignal entsteht, wobei relativ grosse Grundkapazitäten des Messgutes zugelassen sind.

Hochfrequenz-Auswerteschaltung



Ausgangssignal im Bereich ±1 pF



Schrittantwort auf Kapazitätssprung

4.3.1.3.2. Anwendung

Das vorliegende Hochfrequenzgerät misst Inhomogenitäten innerhalb eines fließenden, auch undurchsichtigen Materialstromes, beispielsweise eines Nahrungsbreis. Das Gerät arbeitet bei einer Betriebsfrequenz im 27 MHz Band. Im Messbereich von ± 1 pF misst das Gerät Kapazitätsänderungen mit einer Linearität von besser als 1% bei einer Auflösung von 0.001 pF und mit einem Frequenzgang von 0 bis über 1 MHz.

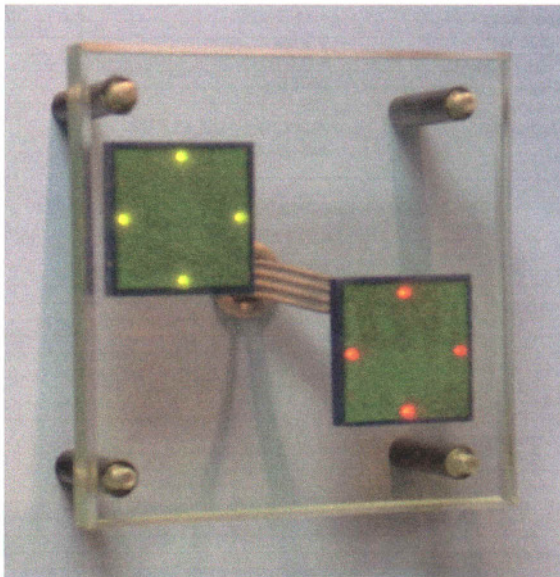
Mit der gleichen Methode kann auch ein induktiver Sensor betrieben werden, indem die Induktivität L1 als Sensorspule verwendet wird.

4.3.1.3.3. Messung Differenzkapazität

Eine interessante Methode zur Differenzkapazitätsmessung wird von CSEM angeboten. Die Empfindlichkeit beträgt 200 mV/pF für C1, C2 von je 25 pF.

4.1.3.4. Dynamische kapazitive Näherungssensoren

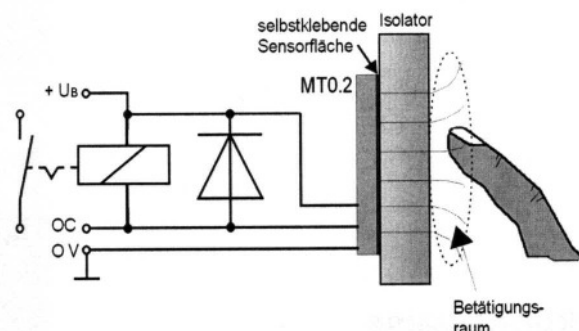
4.1.3.4.1. Anwendungsbeispiel



Der Minitaster MT0.2-Lx ist ein neuartiger digitaler kapazitiver Sensor von **EDISEN-electronic** mit 4 integrierten Leuchtdioden. Er ersetzt als elektronisches Eingabeelement mechanische Tasten, vorzugsweise hinter Glasscheiben. Wegen seines neuartigen kapazitiven Wirkprinzips können alle nichtleitenden Konstruktionswerkstoffe (z.B. Plastik, Glas, Keramik, Holz) bis zu einer Stärke von 30 mm von seinem elektrischen Feld durchdrungen werden. Bei Annäherung eines Fingers im Bereich der Austrittsstelle dieses Feldes (Betätigungsraum; vgl. Abb. 1) wird ein elektronischer Schaltausgang für 0,5 s aktiviert. Entscheidende Vorteile dieser Technologie sind Zuverlässigkeit, Verschleißfreiheit, Vandalismussicherheit, vielfältige Design-Möglichkeiten und einfache Montage. Durch die integrierte Auto-Kalibrier-Funktion entfallen Justage- oder Wartungsarbeiten.

Der Minitaster MT0.2-Lx wird mit einer geglätteten Gleichspannung von 6,5 bis 25,5 V versorgt. Dabei fließt ein Ruhestrom von 0,3 mA. Sein npn-open-collector-Ausgang ist universell zur direkten Ansteuerung von Relais oder elektronischen Eingängen im DC-Kleinspannungsbereich nutzbar. So kann bei Verwendung geeigneter Stromstoß-Relais eine EIN/AUS-Schalterfunktion realisiert werden. Der Minitaster MT0.2-Lx ist mit 4 LED's wahlweise in rot, grün oder gelb erhältlich.

4.1.3.4.2. Physikalisches Prinzip



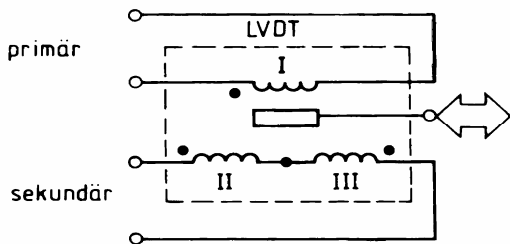
Dieser Minitaster gehört zu einer Gruppe neuartiger kapazitiver Bewegungssensoren, deren Feldlinien radial in den umgebenden Raum ausstrahlen. Schnelle kapazitive Veränderungen an der Sensorfläche werden detektiert und in ein Schaltsignal umgesetzt.

Die Ansprechcharakteristik ist auf die normale menschliche Motorik optimiert, so dass der Sensor wie ein mechanischer Taster betätigt werden kann.

4.1.3.4.3. Technische Daten

Abmessungen	33 x 33 x 5 mm
Abgleich	automatisch
Gewicht	24 g
Gehäuse	PUR-Vergussmasse
Befestigung	selbstklebend
Temperaturbereich	-25 bis +70°C
Schutzgrad	IP 67
Spannung	6.5 ... 25.5 V
Strom	0.3 bis max. 3 mA
Anschlussleitung	< 100 m
Ausgang	NPN open Collector
Schaltstrom	< 0.5A
Charakteristik	Dyn. Annäherung
Einschaltdauer	0.5 sec ±20%
Einregelzeit	ca. 30 sec
Besonderheiten	4 LED's auf Oberseite

4.3.2. Linear Variable Differential Transformer LVDT



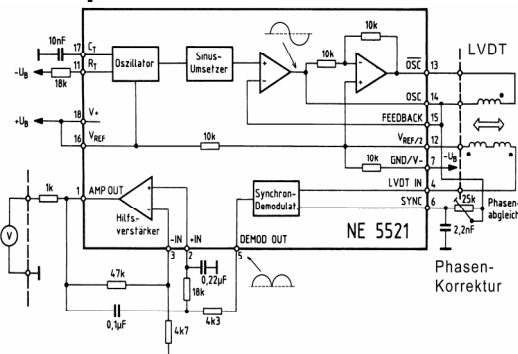
Funktionsprinzip

LVDT sind induktive Weggeber für Längenbereiche von **Bruchteilen eines mm bis zu einigen Metern**. Der LVDT besteht aus einer Primär- und zwei identischen Sekundärwicklungen, die gegenphasig zusammengeschaltet werden. Ein verschiebbarer Eisenkern beeinflusst die Kopplung zwischen den Spulen. Steht der Kern genau in der Mitte, sind die induzierten Spannungen in den Sekundärspulen entgegengesetzt genau gleich gross und das Ausgangssignal ist Null.

Wird der Eisenkern aus dieser Null-Lage herausbewegt, ergibt sich eine zur Verschiebung **proportionale** Differenzspannung. Über die Phasenlage zwischen Primär- und Sekundärspannung erhält man die **Richtungsinformation**.

LVDT können hohen Genauigkeits- und Auflösungsanforderungen genügen. Sie eignen sich für **rauen** Betrieb bei Bewegungsfrequenzen von **0 bis zu 15 kHz**.

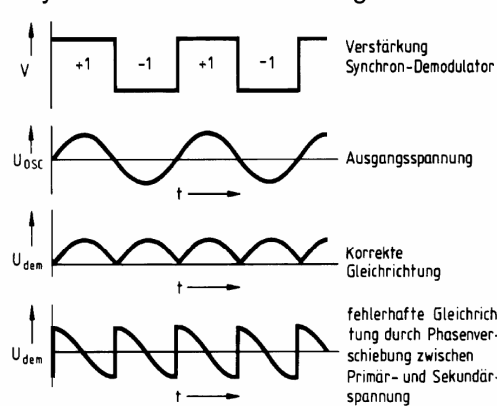
Prinzipieller LVDT-Aufbau



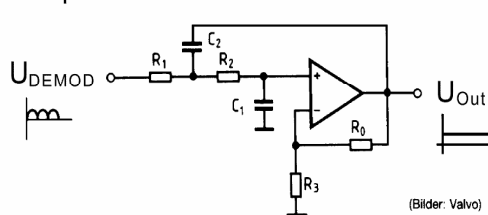
Auswerteschaltung NE 5521

Im Oszillator wird eine Dreiecks- spannung erzeugt, die in ein klirr- armes Sinus-Signal umgewandelt wird. Die Vollweg-Gleichrichtung des Sekundärsignals erfolgt nach einer Phasenkorrektur mit einem Synchron-Demodulator.

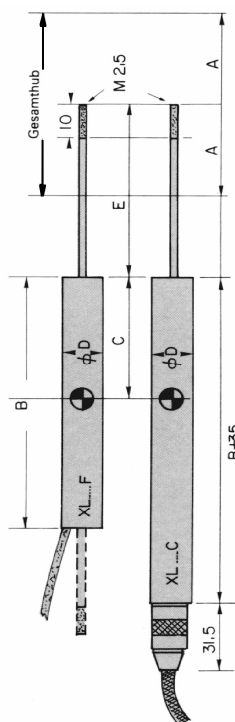
Synchron-Gleichrichtung



Tiefpass



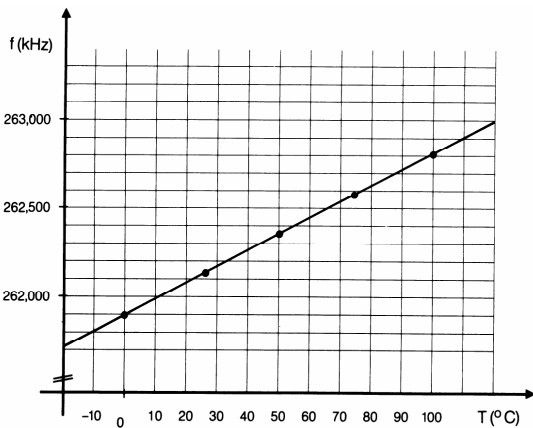
Typische technische Daten von LVDT



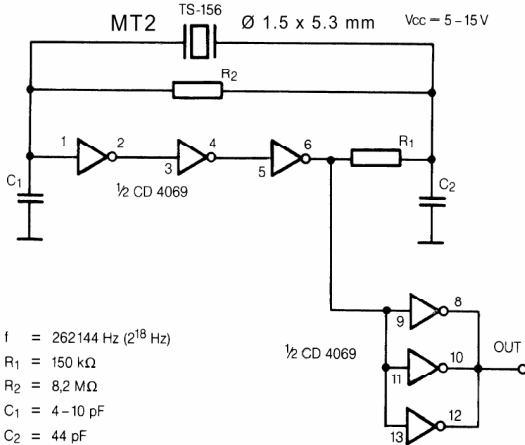
- Arbeitsbereich: A = ± 1,3,5,10, 20,30..250 mm
- Gehäuse: B = 16..705 mm
- Durchmesser: D = 9..16 mm
- Linearität: 0.05 bis 0.2 %
- Empfindlichkeit: 220 mV/V•mm
4.8 mV/V•mm
- Ankergewicht: 0.9 ..70 g
- Widerstand: 10 ..330 Ω
- Reibung:** vorhanden, aber gering, ev. Kern berührungslos
- Temp.bereich: -55..+130 °C
- Umwelt: Luft, Wasser, Öl bis 2 bar
- Elektronik: früher an-spruchsvoll, heute IC

4.4. Oszillierende Sensorsysteme

4.4.1. Schwingquarze als hochauflösende Sensoren

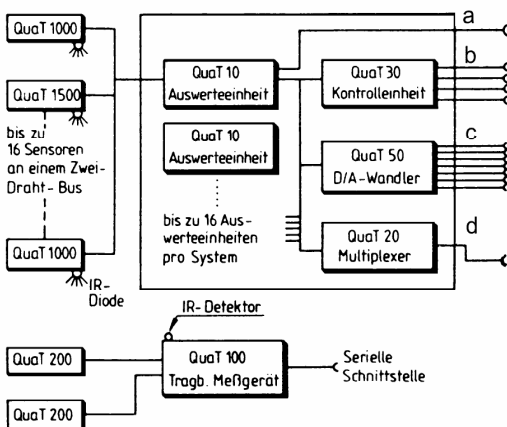


Frequenz $f_Q = f$ (Temperatur T) von Stimmgabelquarz MT2



$f = 262144 \text{ Hz}$ (2^{18} Hz)
 $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 8,2 \text{ M}\Omega$
 $C_1 = 4 - 10 \text{ pF}$
 $C_2 = 44 \text{ pF}$

Schaltungsbeispiel für Stimmgabelquarz MT2



QuaT-Bus-System für Temperatur-Messquarze

a: Ser. Schnittstelle b: Alarmsignale
 c: Ausg. 4..20 mA d: S/P-Schnittst.

4.4.1.1. Temperatur-Messquarze

Normale Schwingquarze zeichnen sich durch eine hohe, von der **Temperatur** und **Alterung** nahezu unabhängigen **Frequenzkonstanz** aus. Durch spezielle Schnittwinkel können aber TK bis zu etwa 100 ppm/K erzielt werden. Der bekannte LC-Schnitt zeigt folgende Daten:

Schnittwinkel $YXb\zeta\eta$, $\zeta = 11.17^\circ$, $\eta = 9.39^\circ$

Temperaturbereich [°C]	Temperaturkoeffizient [ppm/K]	Mittlere Abw. v. d. Linearität [K]	Schwingbereich Freq. [MHz]
-20..+70	$34 \pm 0.5 \%$	0.1	1.65
-20..+70	$35.4 \pm 0.1 \%$	0.05	2.097
-20..+70	$35.6 \pm 0.2 \%$	0.04	2.20

Der **Stimmgabelquarz** MT2 arbeitet nach einem anderen Schwingungsprinzip bei 262.144 kHz, weist aber einen ähnlichen quasi-linearen TK von **33.5 ± 1 ppm/K** auf im Arbeitsbereich von - 40...+ 125 °C:

$$f(T) = f_0[(1 + \alpha(T-T_0) + \beta(T-T_0)^2 + \gamma(T-T_0)^3)]; T_0 = 25^\circ\text{C}$$

$$\alpha = 34.5 \pm 0.5 \cdot 10^{-6}/\text{K}, \beta = 2 \cdot 10^{-8}/\text{K}^2, \gamma = 1 \cdot 10^{-10}/\text{K}^3$$

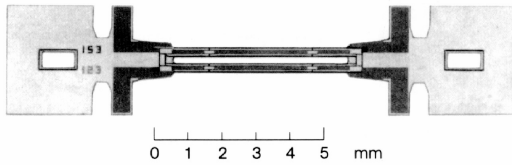
Vorteile:

- **Hohe Auflösung** bis 1 Mikrokelvin, besonders geeignet für Temperatur-Differenzmessung (Auflösung bestimmt durch Zählfrequenz und Zählzeit).
- Mit Computer Messunsicherheit $\pm 0.1^\circ\text{C}$ im Arbeitsbereich - 20..+ 130 °C möglich.
- Praktisch **keine Eigenerwärmung**.
- hohe Uebertragungssicherheit (**störsichere digitale Signale**)
- Busfähigkeit im Zweidraht-Betrieb.

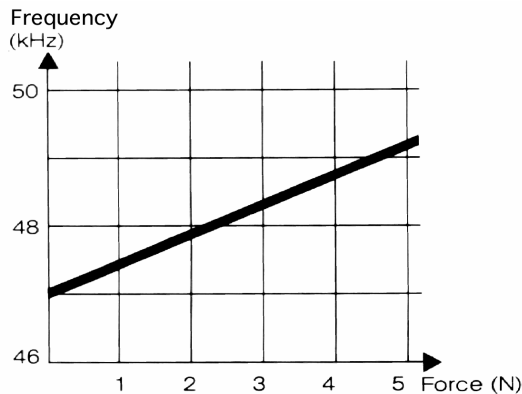
Nachteile:

- Schwingquarze weisen eine **Güte** bis zu 130000 auf. Dies bedeutet, dass der Einschaltvorgang bis zur Erreichung einer stabilen Frequenz ca. 1 sec. dauert.
- Schnittwinkel und Abgleichtoleranzen führen zu **TK-Toleranzen** bis zu 1 ppm und Frequenztoleranzen bis zu 50 ppm.

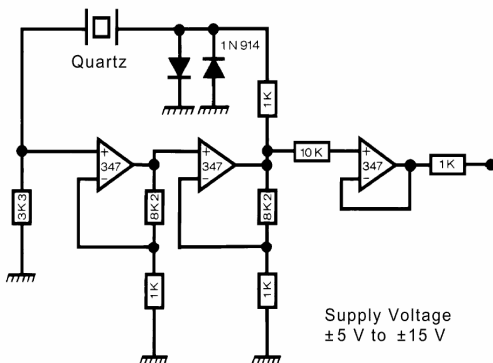
4.4.1.2. Quarz-Stimmgabel als hochauflösender Kraftsensor



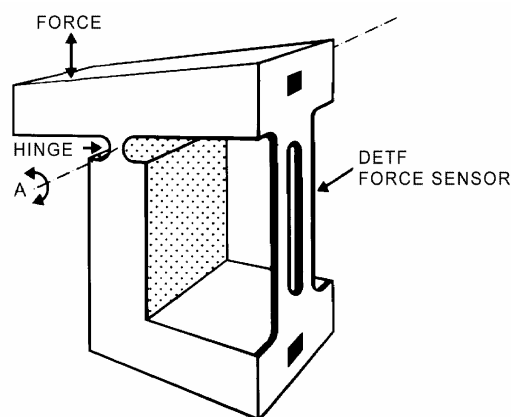
Double-ended tuning fork (DETF-Sensor)



Frequenz $f_Q = f$ (Kraft)



Schaltungsbeispiel für DETF



Beispiel Kraft-Sensorsystem

Funktionsprinzip

Der Resonator besteht aus zwei Quarz-Schwingbändern, die an den Enden miteinander verbunden sind. Durch piezoelektrische Anregung schwingen die beiden Bänder mit 180 Grad Phasenverschiebung in der Plattenebene. Mit Zug- (oder Druck-) Kräften in der Longitudinalachse steigt (oder sinkt) die Resonanzfrequenz.

Technische Daten:

Oszillator Frequenz f_Q :	30 bis 100 kHz
Empfindlichkeit $\Delta f_Q/F$:	1% / N
Signalauflösung:	10^{-4} bis 10^{-5}
Grenzfrequenz :	0 bis 5 % von f_Q

Oszillatorschaltung

Mit wenig Aufwand kann ein Pierce-Oszillator realisiert werden. Die beiden antiparallelen Dioden dienen zur Amplitudenbegrenzung. Mit einem Spannungs/Strom-Wandler ist ein Zweidraht-Betrieb möglich.

DETF-Herstellung, Sensorgestaltung

Die Quarz-Wafer werden im Batch-Betrieb (wie Uhren-Stimmgabel-Schwingquarze) mit Gold bedampft und photolithographisch behandelt. Der Resonator muss nun so in ein Gehäuse eingebaut werden, dass er gegen Überlast und Staub geschützt ist.

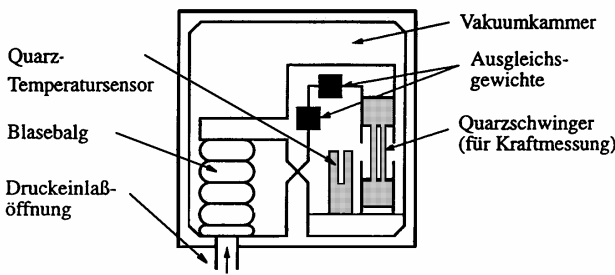
Vorteile:

- **Hohe Auflösung**, besonders geeignet für Differenz-Kraftmessung (Auflösung bestimmt durch Zährefrequenz und Zählzeit).
- **Statische Kraftmessung möglich**
- **Hohe Übertragungssicherheit** (störsichere digitale Signale)
- **Hohe Langzeitstabilität**
- **Keine Hysterese**
- **Gute thermische Stabilität**
- Busfähigkeit im Zweidraht-Betrieb.

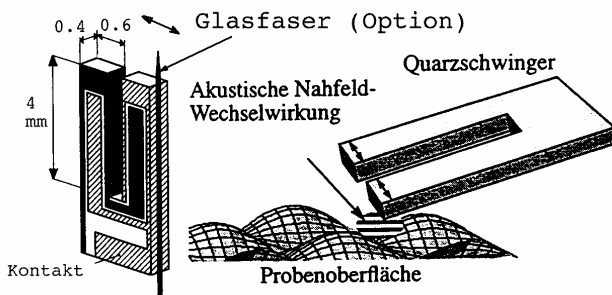
Nachteile:

- Schwierige Integration in Sensorsysteme
- Relativ geringe obere Grenzfrequenz
- Eingeschränkter Messbereich
- Nur für sehr grosse Serien kostengünstig.

4.4.1.3. Quarz-Schwinger für Druck- und Profilmessung

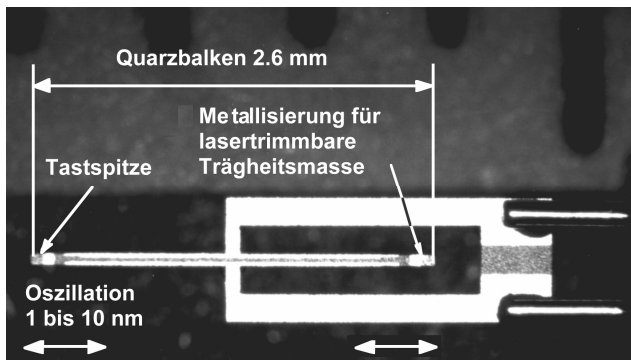


Präzisionsbarometer



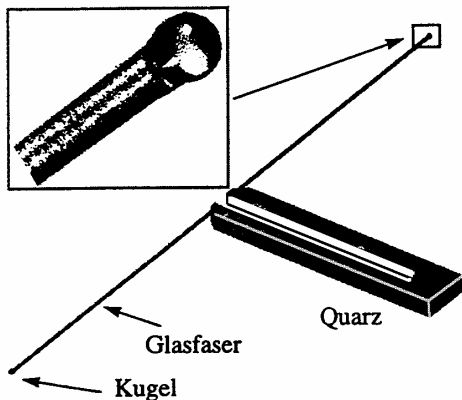
Stimmgabelquarz

Die Glasfaser (Option) erlaubt eine Abstandsmessung im Bereich 0 – 25 nm.



Quarz-Längsschwinger

(Bild: Micro Crystal, CH-2540 Grenchen)



Glasfaser auf Quarz-Stimmgabel

4.4.1.3.1. Druckmessdose

Die hohe Auflösung und die hohe Langzeitstabilität von Quarz-Stimmgabeln ermöglicht den Bau von Präzisionsbarometern. Der links im Bild gezeigte Barometer von Paroscientific arbeitet im Druckbereich von 0.2 bis 2760 bar mit einer Auflösung von < 0.0001 %.

4.4.1.3.2. Berührungslose Nahfeld Profilmessung

a) mit Stimmgabelquarz

Ein Stimmgabelquarz wird so gegen eine Probenoberfläche geneigt, dass eine Zinkenecke der Probe am nächsten steht. Durch die hydrodynamische Wechselwirkung bei Abständen im μm -Bereich beeinflusst ein zusätzlicher Dämpfungsanteil die Resonanzfrequenz in Funktion des Abstandes.

b) Mit Quarz-Längsschwinger

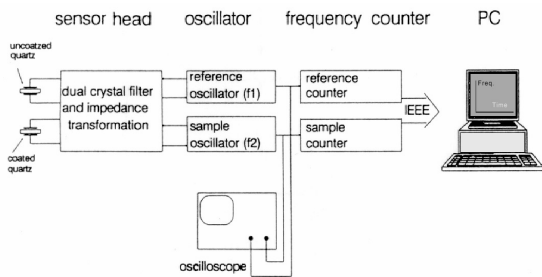
Hier oszilliert die Länge des in der Mitte gelagerten Quarzbalkens um ca. 10 nm. Die Resonanzfrequenz wird dabei von der Balkenlänge bestimmt und liegt hier im Grundton bei etwa 1 MHz. Bei Annäherung an das Objekt um 1 bis 5 μm verändert sich die Schwingungsgüte Q von 8 000 bis 22 000. Die Kennlinie wird stark von der Spitzegeometrie beeinflusst.

4.4.1.3.3. Abtaster für die Koordinatenmesstechnik

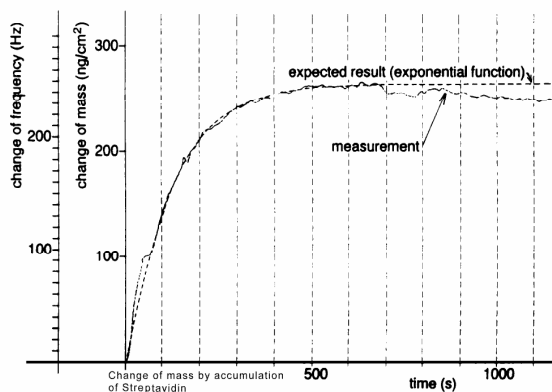
Für die Koordinatenmesstechnik wird ein Stimmgabelschwinger mit Glasfasern versehen, wobei sich Glaskugeln von 40 bis 150 μm Durchmesser an den Glasfaserenden befinden. Bei Berührung der Kugeloberfläche mit dem zu vermessenden Objekt wird die Schwingung des Quarzes unterbrochen. Die Kontaktkraft zur Unterbrechung der Schwingung liegt bei 10^{-7} N.

Bei Quarz-Längsschwingern mit einer Schwingamplitude von 10 nm liegt diese Kontaktkraft zwischen 10^{-7} und 10^{-8} N.

4.4.1.4. Schwingquarze als Mikrowaage



System zur Messung von Masse-Akkumulation oder Mikrowägung



Anlagerung von Streptavidin an Biotin in einer flüssigen Probe

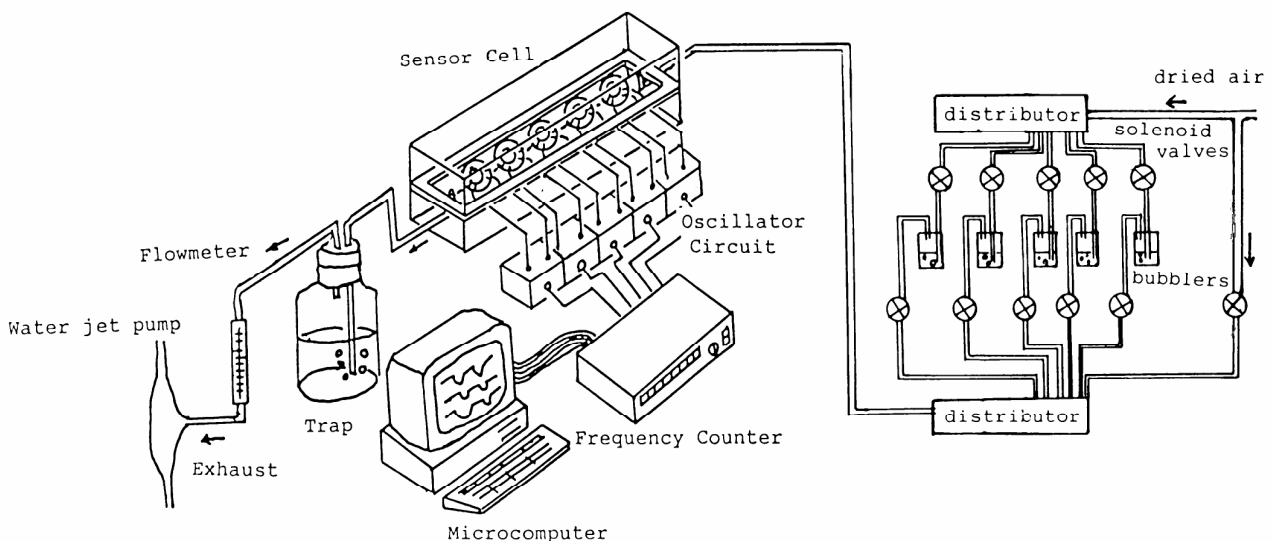
Messprinzip

Sauerbrey zeigte in seiner grundlegenden Arbeit, dass eine geringe Masseänderung an der Oberfläche von HF-Schwingquarzen eine Verschiebung der Resonanzfrequenz zur Folge hat. Dieser Effekt kann zur Wägung dünner Schichten oder allgemein zur Mikrowägung im Messbereich von ng/cm^2 verwendet werden.

Anwendung als Biosensor

Der Sensorkopf besteht aus zwei 25 MHz Schwingquarzen in Parallel-Resonanz mit Impedanz-Transformatoren für die HF-Zuleitungen und Ausgangsleitungen. Während ein unbebeschichteter Quarz als Referenz betrieben wird, ist der andere mit Biotin beschichtet und misst die Anlagerung von Streptavidin.

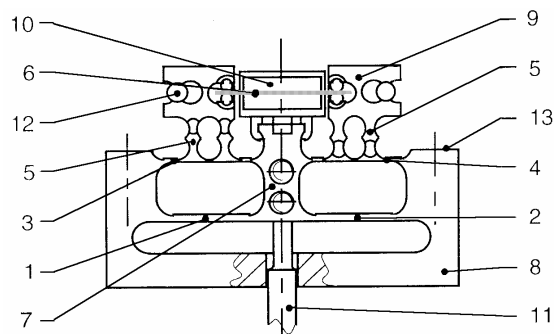
Messbereich: 0 – 250 ng/cm^2 , entspr.
 Frequenzänd. 0 – 250 Hz
 Auflösung: 5 ng/cm^2
 Drift: 30 ng/cm^2 / 10 Minuten



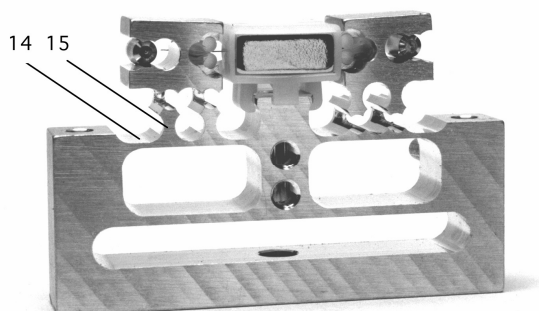
Mehrkanal-Duftsensoren-System mit Array von 10 MHz AT-Schwingquarzen

Die einzelnen Quarze wurden mit Polyethylene Glycol, mit Molekular-Gewichten von 1000, 4000 und 20M sowie mit Free Fatty Acid Polyester, Collodion, Acetylcellulose, Ethylcellulose und Siponate DS-10 beschichtet. Damit wurden das Duftspektrum von 5 verschiedenen japanischen Whiskies erfolgreich bestimmt und unterschieden!

4.4.2. Schwingsaiten als hochauflösende Sensoren

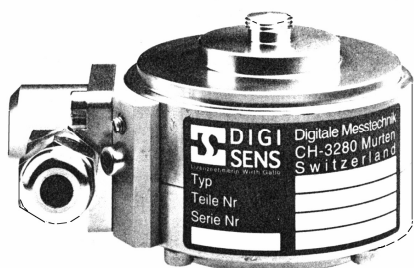


Schwingsaiten-Messzelle

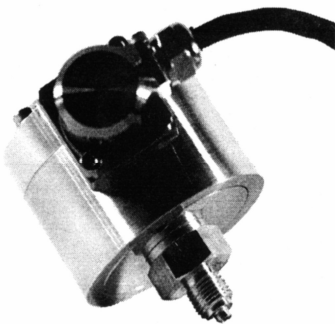


Aluminiumblock mit montierter Saite und Dauermagneten

Die Gelenke (14) und Federn (15) sind durch die Ausnehmungen genau definiert.



**Lastzelle Ø 69 x 55 mm
Nennbereiche 30, 60...bis 3000 kg**



**Druck Transmitter Ø 69 x 95 mm
Nennbereiche 0,1...bis 400 bar**

Funktionsprinzip

Die zu messende Kraft wird über ein Hebelsystem reduziert und auf eine schwingende Saite übertragen. Durch die Änderung der Spannkraft ändert sich die Schwingfrequenz der Saite. Das so erhaltene, kraftabhängige Frequenzsignal kann gut übertragen werden, ist störsicher und kommt für die weitere rechnerische Verarbeitung ohne analog-digital Wandlung aus.

Zwischen zwei Blöcken (9) ist die Saite (6) gespannt. Die konischen Zapfen (12) bestimmen die Klemmkraft H-Gabeln (9).

Die beiden vorne und hinten angebrachten Permanentmagnete (10) erzeugen senkrecht zur Saite ein Magnetfeld. Wird die Saite von einem Strom durchflossen, wirkt eine elektromagnetische Kraft, die sie auslenkt. Mit einer Elektronik wird die Saite zur Schwingung angeregt. Die Frequenz dieser Schwingung wird durch die Zugkraft der beiden Blöcke (9) auf die Saite bestimmt.

Wirkt nun eine Kraft über den Stift (11) auf den zentralen Block (7), so deformiert sich das durch die Lenker (1,2,3,4) gebildete Doppelparallelogramm und aufgrund der geometrischen Veränderung wird der Zug auf der Saite (6) über die Feder (5) und die Blöcke (9) moduliert.

Die nahe am Sensor angebrachte Erreger-elektronik verstärkt das Frequenzsignal und wandelt es um in ein TTL-Signal.

Technische Daten

Frequenzbereich:	14 bis 20 kHz
Speisespannung:	5 V
Temperaturbereich:	- 10 bis + 40 °C
Reproduzierbarkeit:	≤ 0.0005 % (5 ppm!)
Kriechen 30 min:	≤ 0.01 %
Linearität	≤ 0.02 %
Schutzart:	IP 67

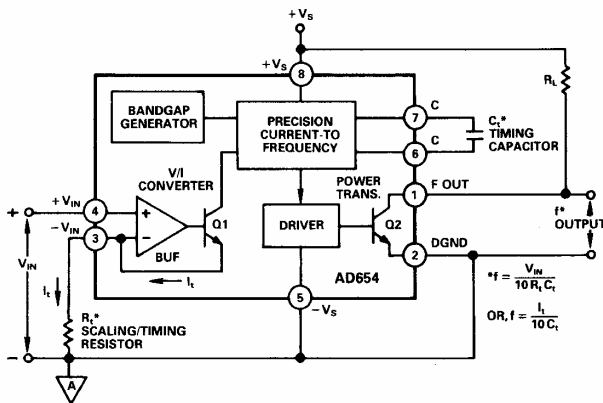
Vorteile:

- Hohe Auflösung und Stabilität

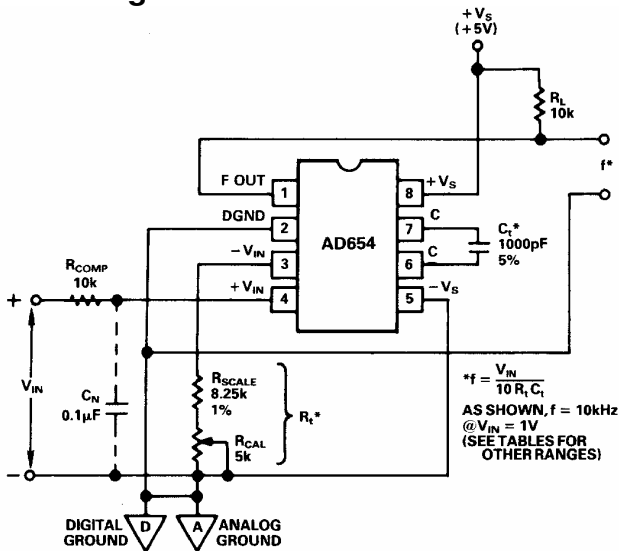
Nachteile:

- Teuer, nur für langsame Signale

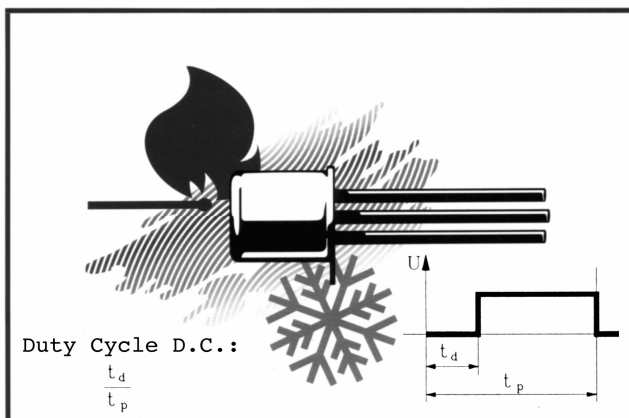
4.4.3. Sensoren mit Frequenz- oder Puls-Ausgang



Blockdiagramm VCO AD654



Low Power VCO 1 V/10 kHz



Smart Temperature Sensor
Typ SMT 160-30
 Duty Cycle 32 % bei 0°C
 Duty Cycle 93.1 % bei 130°C

4.4.3.1. Spannung zu Frequenz Konverter (VCO)

Sensor-Aktorsysteme wie die «singenden Sensoren» (Seite 88) oder die Schwing-saiten Sensoren (Seite 189) weisen bereits einen frequenzanalogen Ausgang auf. Mit einem VCO können Spannung in dazu proportionale Frequenzen übergeführt werden.

Technische Daten:

Beispiel AD654 von Analog Device
 Transferfunktionen $f(V)$:

$$f = \frac{V_{in}}{10 V \cdot R_t \cdot C_t}$$

$$f = \frac{i_t}{10 \cdot C_t}$$

Frequenzbereich: 0 bis 500 kHz
 Nichlinearität: 0.1 %, typ. 0.03
 Inputbereich: 0 bis 1 V @ Vcc 5 V

Das Ausgangssignal ist ein Rechtecksignal mit einem Duty Cycle D.C. oder Tast-verhältnis von 50 %. Solche Signale lassen sich auch über Telemetriesysteme sehr gut übertragen, weil der Gleichspannungs-mittelwert konstant ist und weil eine mögliche Phasenumkehr keine Rolle spielt.

4.4.3.2. Pulsbreitenmoduliertes Messsignal

Solche Signale sind besonders geeignet für die nachfolgende Signalverarbeitung mit Mikroprozessoren.

Technische Daten:

Beispiel Temperature Sensor SMT 160-30
 Transferfunktion D.C./°C (D.C.: Duty cycle):

$$D.C. = 0.32 + 0.0047 \cdot t, \quad t \text{ in } ^\circ C$$

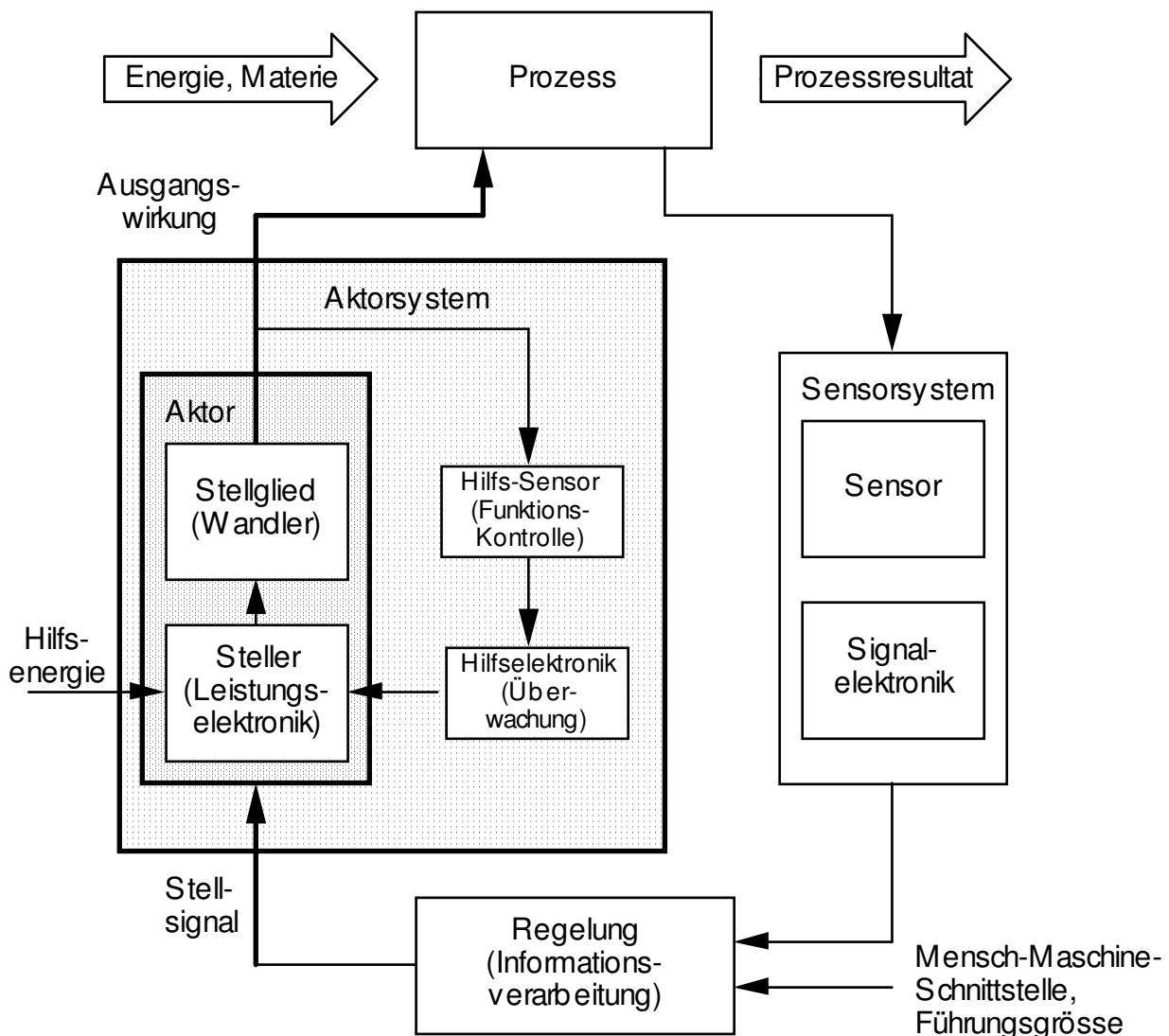
Temperaturbereich: -45 bis +130 °C
 Messunsicherheit: ± 0.7 °C
 Chipgröße: 1.55 x 2.5 mm
 Frequenz: 1 bis 4 kHz
 Speisespannung: 4.75 bis 7 V
 Speisestrom: max. 0.2 mA

5. Aktoren und Aktorsysteme

5.1. Einleitung

Aktoren sind die Verbindungsglieder zwischen der Informationsverarbeitung und dem zu steuernden Prozess. Ein elektrisches Stellsignal steuert über einen Steller eine Ausgangswirkung in Form eines mechanischen Arbeitsvermögens.

Ein **Aktorsystem** ist ein Regelkreis – bestehend aus einem Aktor und einer Kontrolleinrichtung. Damit können auch nichtlineare oder stark belastete Aktoren eine zum Stellsignal proportionale Ausgangswirkung erzeugen.



Werden die Prozessdaten über Sensoren erfasst und einem Regler zugeführt, so gelangt man zum geschlossenen, automatisch arbeitenden Regelkreis (Closed Loop Control).

Wichtige Leistungsmerkmale von Aktoren und Aktorsystemen sind Reaktionszeit, Lebensdauer oder Anzahl Lastspiele, Überlastbarkeit, Linearität, Hysterese und vor allem der **Wirkungsgrad** der Energieumsetzung.

5.2. Elektromagnetische Aktoren

5.2.1. Elektronisch betriebene Kleinmotoren

Bei Antrieben unter 1 kW-Leistung sind folgende Motoren besonders attraktiv:

Motor-Typ	Selbstgeführte Motoren				Fremdgeführte Motoren				
	Universalmotor		Mischspannungs-Motor	Gleichstrom-Motor	Elektronisch Kommutierter Motor (EC-Motor)	Asynchronmotoren		Synchronmotoren	
Grundschaltungen	Phasenanschnitt 	Pulsweitenmodulation 			Phasenanschnitt 	Pulsweitenmodulation 	Schaltlogik 		
Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie									f_s : Schritt-Frequenz

Legende

- ▣ Permanentmagnet-Ständer
- Permanentmagnet-Läufer
- (M) Läufer mit Käfig- oder Kommutator-Wicklung
- Reluktanz-Läufer
- Hysterese-Läufer
- ⚡ Diode
- ⚡ Steuerbarer Halbleiter
- ⚡ Transistor
- ⚡ Triac
- n Drehzahl
- M Drehmoment

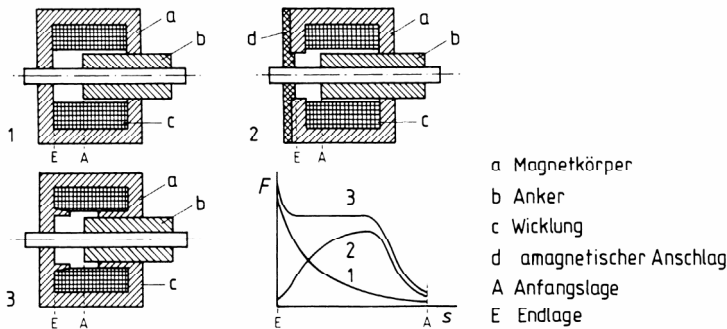
Bei **selbstgeführten** Elektromotoren werden die einzelnen Wicklungen in Abhängigkeit von der **Lage** des **Läufers** an Spannung gelegt. Dazu wird ein relativ teurer mechanischer oder elektronischer Kommutator benötigt:

- Hohe Leistungsdichte (bis 1 kW/kg), weil bei kleinem Volumen sehr hohe Drehzahlen erreicht werden können.
- Drehzahlstellung einfach und meist verlustlos.
- Mechanischer Kommutator: hoher Wirkungsgrad bis 80%, aber Geräusentwicklung, mechanisch störungsanfälliger, geringere Lebensdauer, benötigt Funkentstörung.
- Elektronischer Kommutator: verlangt Drehgeber und Steuerelektronik, dafür aber robust und geräuscharm.

Bei **fremdgeführten** Motoren werden die Wicklungen **zwangsweise** in bestimmter Reihenfolge an Spannung gelegt:

- Maximale Drehzahl hängt von der Speisefrequenz ab
- Drehzahlstellung aufwendiger, aber präziser
- Motoren kostengünstig, robust und geräuscharm.

5.2.2. Elektroantriebe mit begrenzter Bewegung



5.2.2.1. Elektromagnet-Prinzip

Auf Grenzflächen von Stoffen unterschiedlicher magnetischer Leitfähigkeit entstehen Kräfte. Nach diesem Prinzip arbeiten Elektromagnete, die ein stationäres Teil (Magnetkörper, Joch) mit einer Spule (Erregerwicklung) und ein bewegliches Teil (Anker) besitzen.

Bei **Gleichstrommagneten** bestehen Magnetkörper und Anker aus massivem Eisen. Beide können so gestaltet sein, dass sich eine dem Anwendungsfall angepasste Kraft-Weg-Kennlinie $F(s)$ ergibt. Erreichbar sind Magnetkräfte bis ca. 10 kN und Energien bis 200 Joule. Die Rückstellung erfolgt durch Federn, oder wie bei den stromsparenden **bistabilen Relais** durch Umpolung der Erregerwicklung.

Bei **Wechselstrommagneten** müssen alle flussführenden Teile geblecht werden, um die Eisenwärmeverluste zu reduzieren.

Schwingankermotoren und **Vibratoren** sind mit abgestimmten Federn ausgerüstet und werden z. B. dazu verwendet, um Schüttgut auch bergauf zu fördern.

5.2.2.2. Tauchspul-Prinzip

Auf stromdurchflossenen Leitern wirken Kräfte, die proportional zum Magnetfluss und dem Leiterstrom sind.

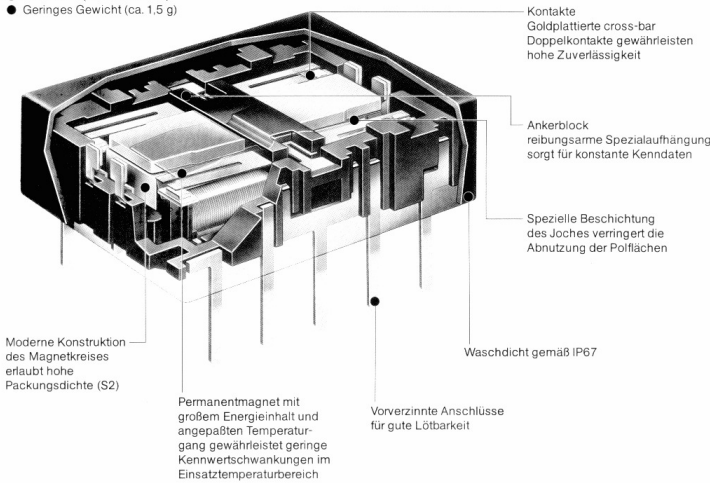
Bei Waagen mit Tauchspul-Kraft-Kompensation wird der Spulenstrom erfasst und ausgewertet. Bei einem Messbereich von 160 g beträgt die Reproduzierbarkeit 0.5 mg!

Weitere Anwendungen sind:

- Drehspulinstrumente
- Lautsprecher bis 500 W
- Schütteltische für Vibrations-Umweltprüfungen bis ca. 1000 N

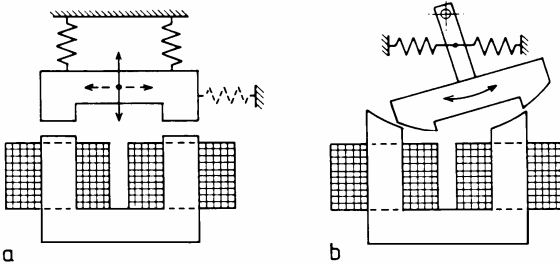
Gleichstrom-Magnete

- Schwerpunktgelagerter Anker gewährt hohe Stoß- und Vibrationsfestigkeit
- DIL-Raster (10 Anschlüsse)
- Geringes Gewicht (ca. 1,5 g)

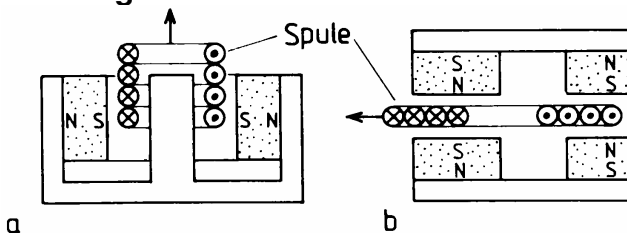


Mono- und bistabiles Miniatur HF-Relais

Ansprech-/Abfall-/Prellzeit:	3/2/1 msec
Einschalt-/Dauer-/Abschaltstrom:	5/2/1 A
Kapazität Kont.-Kont./Kont.-Spule:	0.8/1.2 pF
Ansprech-/Betriebsleistung:	80/140 mW



Schwingankermotoren



Tauchspul- (Voice-Coil-) Motoren

Vorlesung Sensor- und Aktorsysteme, Neukomm, Kap. 5.2.2., Blatt 1

(Nach H.-D. Stöling, Elektromagnetische Aktoren, in: Aktoren: Grundlagen und Anwend./ H. Janocha, (Hrsg.), Springer-Verlag 1992, SDS-Relais (Schweiz) AG, 6343 Rotkreuz, 1987, Mettler Instrumente AG, Prospekt Präzisionswaagen PE-Reihe, CH-8606 Greifensee, 1985)

5.3. Piezoelektrische, elektrostriktive und magnetostruktive Aktoren

5.3.1. Kurzvergleich der verschiedenen Aktoren

Kriterium	Piezoelektrizität	Elektrostriktion	Magnetostruktion
Material	Blei-Zirkonat-Titanat (PZT, PXT) anisotrop	Blei-Magnesium-Niobat (PMN) isotrop	Terbium-Eisen-Dysprosium (Terfenol-D)
Verfügbarkeit	20 Kristallklassen	32 Kristallklassen	einige wenige Legierungen
Steuerfeld	E Dehnung S: $S = s^E \cdot T + d \cdot E$	E^2 Dehnung S: $S = s^E \cdot T + d \cdot E + \gamma \cdot E^2$	$H^2 \Rightarrow H$ Dehnung S: $S = s^H \cdot T + d_M \cdot H$
Vorpolarisierung	künstlich	remanent	remanent
Betriebsart	unipolar	bipolar	bipolar
Phasenübergang	ferroelektrisch	paraelektrisch	ferromagnetisch
Curie-Temperatur	200 °C bis 500 °C	10 °C bis 100 °C	380 °C
Hysteresebreite	10 % bis 15 %	1 % bis 3 %	1 % bis 3 %
Driftverhalten	nachkriechend	zeitlich stabil	zeitlich stabil
Kapazität	klein (Einzelelement)	4 – 6 mal grösser	-

Piezoelektrizität

Die Piezoelektrizität wurde bereits im Kapitel 3.1. besprochen. Piezoaktoren werden mit elektrischen Feldstärken bis 2 kV/mm betrieben. Mit Stapelbauweise und Multilayer-Stacks können Translatoren mit Betriebsspannungen von 100 bis 1000 V und Ausdehnungen bis 100 µm realisiert werden. Interessant sind der grosse Kopplungsfaktor k (Wirkungsgrade bis ca. 50%), die Formgebungsfreiheit und die geringen Kosten.

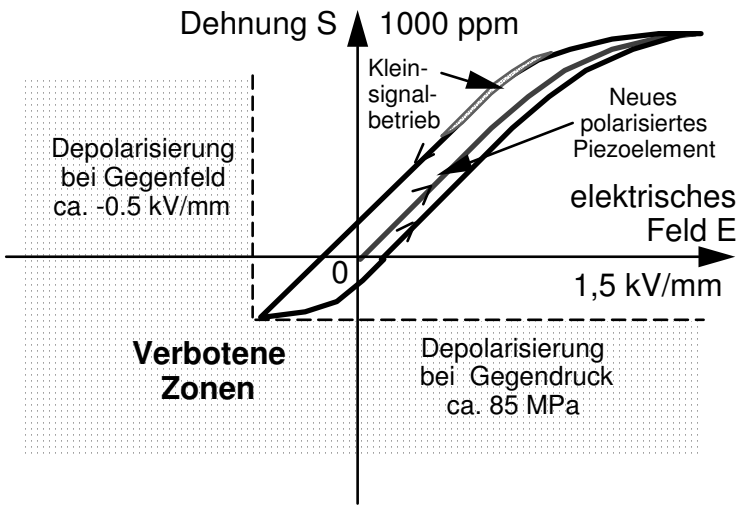
Elektrostriktion

Die Elektrostriktion tritt bei Kristallen auf, die ein Symmetriezentrum besitzen, z. B. bei Blei-Magnesium-Niobat. Der quadratische Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke und Dehnung lässt nur positive Dehnungen zu, auch ist die Temperaturabhängigkeit grösser, so dass dieser Effekt trotz höherer Energiedichte in der Praxis kaum verwendet wird.

Magnetostruktion

Die Magnetostruktion, auch Joule-Effekt genannt, entsteht durch Drehen der Weisschen Bezirke bei magnetischen Feldstärken von ca. 80 kA/m. Mittels Vormagnetisierung und mechanischer Vorspannung können sowohl positive als auch negative quasilineare Dehnungen erzeugt werden. Die Energiedichte ist rund 10mal, die Maximaldehnung rund 2mal grösser als bei Piezoaktoren, aber das Material ist sehr teuer, schwer zu bearbeiten und bruchempfindlich.

5.3.2. Kennlinien-Vergleiche

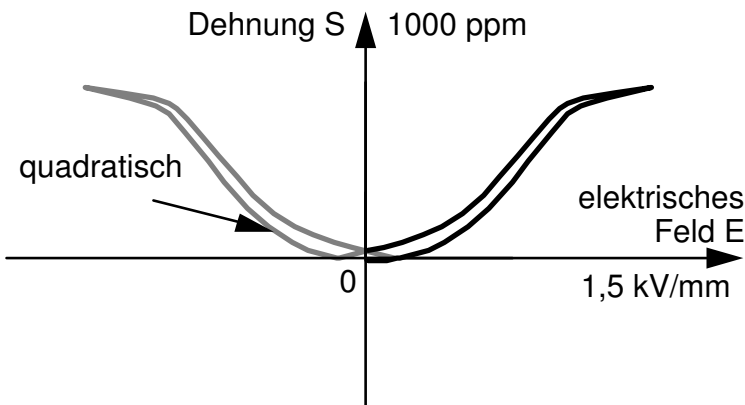


Piezoelektrischer Aktor PXE, PZT

$$S = s^E \cdot T + d \cdot E$$

d = Piezoelektrische Konstante
(siehe 3.1.1.3.)

- Grosse Hysterese
- Grosse Kapazität
- Kleine Energiedichte

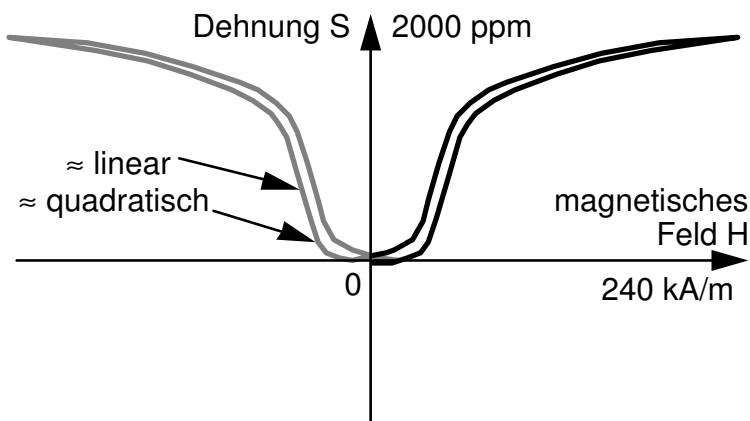


Elektrostriktiver Aktor Niobat

$$S = s^E \cdot T + d \cdot E + \gamma \cdot E^2$$

γ = Elektrostriktive Konstante
(stark temperaturabhängig)

- Geringe Hysterese
- Geringe Kapazität
- Mittlere Energiedichte
- Stark temperaturabhängig



Magnetostruktiver Aktor Terfenol-D

(Vorgespannt mit $1.4 \cdot 10^7 \text{ N/m}^2$)

$$S = s^H \cdot T + d_M \cdot H$$

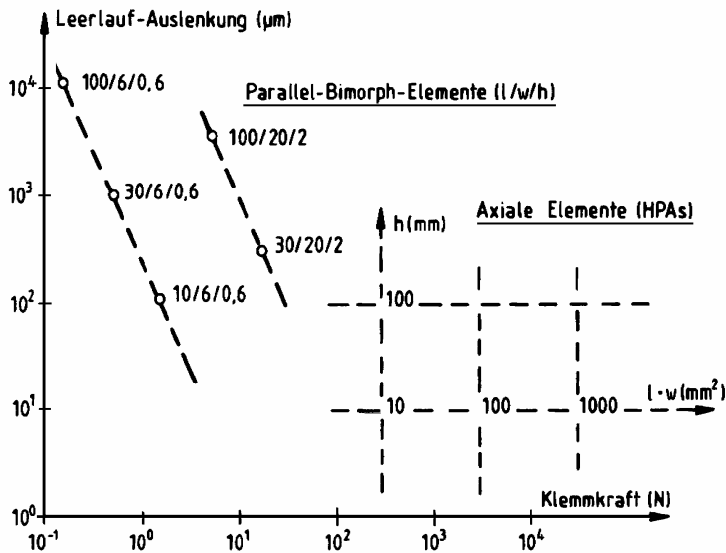
d_M = Magnetostruktive Konstante
ca. $2 \cdot 10^{-8} \text{ (A/m)}^{-1}$

s^H = Elastizitätskonstante bei konstantem Magnetfeld
ca. $0.377 \cdot 10^{-10} \text{ (N/m}^2\text{)}^{-1}$

- Geringe Hysterese
- Grosse Energiedichte
- Grosse Dehnung
- Starke Ströme zur Erhaltung des Magnetfeldes erforderlich

5.3.3. Piezoaktoren

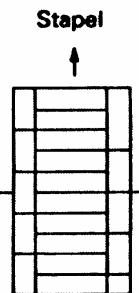
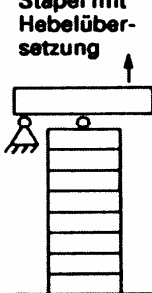
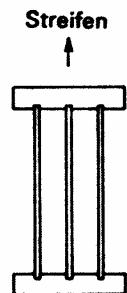
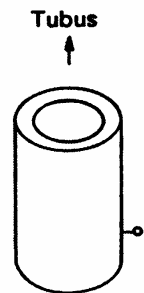
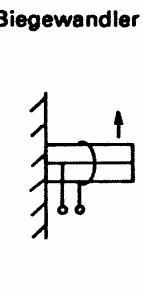
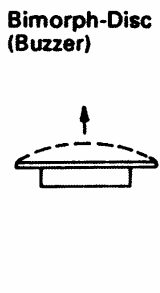
5.3.3.1. Kenndaten von Piezokeramik-Aktoren



Leerlauf-Auslenkungen und Klemmkräfte bei transversalen Bimorph-Biegewandlern und axialen Hochleistungs-Stapel-Aktoren

Bauformen:

- **Einzelemente** (Axial- und Transversaleffekt),
- Platten, Streifen, Scheiben, Ringe und Tubusse
- **Stapel** (Axialeffekt)
Bis ca. 50 Platten von ca. 1 mm Dicke mit eingelegten 0.2 mm Nickel- oder Kupferelektroden
- **Multilayer** (Axialeffekt)
Bis ca. 144 Lagen von ca. 0.2 mm Dicke, mit aufgedampften Ag-Pd-Elektroden von 5 µm Schichtdicke
- **Bimorph** (Transversaleffekt)
Zwei aufeinander geklebte dünne Streifen mit Mittel-elektrode und gegensinniger Anregung

Dehnung S	parallel zum elektrischen Feld		senkrecht zum elektrischen Feld			
	S = d ₃₃ · E		(d ₃₁ ≈ -0,5 · d ₃₃)	S = d ₃₁ · E		
Geometrien und Bauformen	 <p>Stapel</p>	 <p>Stapel mit Hebelübersetzung</p>	 <p>Streifen</p>	 <p>Tubus</p>	 <p>Biegewandler</p>	 <p>Bimorph-Disc (Buzzer)</p>
typische Stellwege und Dehnung	$\frac{\Delta L}{L_0} \approx 0,17\%$	$\Delta L \leq 100 \mu\text{m}$	$\frac{\Delta L}{L_0} \approx 0,05 \dots 0,085\%$		$\Delta L \leq 1000 \mu\text{m}$ und mehr	$\Delta L \approx 100 \dots 200 \mu\text{m}$
statische max. Belastung	$\leq 35\,000 \text{ N}$	$\geq 50 \text{ N}$	$\leq 100 \dots 1000 \text{ N}$	$\leq 100 \dots 500 \text{ N}$	$\leq 0,01 \dots 0,05 \text{ N}$	$\leq 1 \dots 40 \text{ N}$
typische Betriebsspannung	150... 1000V 50... 150 V (Multilayer)	150... 1000 V	150... 1000 V	100... 1000 V	10... 300 V	100... 1000V

Vergleich der Kenndaten von gebräuchlichen Piezoaktoren

5.3.3.2. Berechnung von Piezoaktoren

Die mathematischen Grundlagen und Materialkennwerte wurden bereits im Kapitel 3.1. ausführlich behandelt, so dass hier nur Ergänzungen folgen:

5.3.3.2.1. PXE-Aktoren bei kleinen Feldstärken und geringer Belastung

Bei kleinen Feldstärken und geringer Belastung sind auch bei PXE-Aktoren die in Abschnitt 2 und Anhang A.1 angegebenen Gleichungen voll anwendbar. Hiervon wird am Beispiel eines nur aus einem PXE-Element bestehenden Modells Gebrauch gemacht, obgleich später zusammengesetzte (gestapelte) Elemente betrachtet werden. So erhält man entsprechend Bild 5.2a

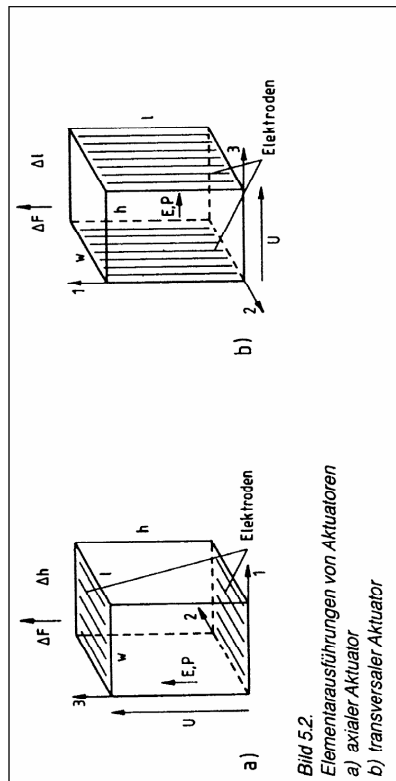


Bild 5.2.
Elementar Ausführungen von Aktuatoren
a) axialer Aktuator
b) transversaler Aktuator

bei einem axialen Aktuator

– für den Leerlaufhub (Auslenkung für $\Delta F = 0$)

$$\Delta h = d_{33} U, \tag{5.1}$$

– für die Klemmkraft (Kraft, die ein starr eingespannter PXE-Wandler ($\Delta h = 0$) beim Anlegen einer Spannung U erzeugt)

$$F_k = \frac{d_{33} l w}{s_{33} h} U, \tag{5.2}$$

– für die Steifigkeit (Federkonstante) $C^E = \Delta F / \Delta h$

$$C^E = \frac{l w}{s_{33} h}, \tag{5.3}$$

– und für die Resonanzfrequenz freier Elemente ($\lambda/2$) und $w, l \ll h$

$$f_r \approx f_p = N_3^D / h. \tag{5.4}$$

Die Abmessungen h, l und w sind in Bild 5.2a definiert.

Bei den häufig verwendeten zylindrischen Elementen der Höhe h ist für l w die entsprechende Fläche πr^2 einzusetzen. – Wird das Element einseitig festgehalten, so muß in Gl. (5.3) anstelle von h jeweils der Wert $2h$ eingesetzt werden ($\lambda/4$ -Resonanz).

Entsprechend Bild 5.2b ergibt sich

bei transversalen Aktuatoren

– für die Klemmkraft ($\Delta l = 0$)

$$F_k = \frac{d_{31}}{s_{11}} w U, \tag{5.5}$$

– für den Leerlaufhub ($\Delta F = 0$)

$$\Delta l = d_{31} \frac{l}{h} U, \tag{5.6}$$

– für die Resonanzfrequenz freier Elemente

$$f_r \approx f_s = N_1^E / l \tag{5.7}$$

– und für die Steifigkeit (Federkonstante) $C^E = \Delta F / \Delta l$

$$C^E = \frac{h w}{s_{11} l} \tag{5.8}$$

Wird das PXE-Element einseitig festgehalten, so muß in Gl. (5.7) anstelle von l der Wert $2l$ eingesetzt werden ($\lambda/4$ -Resonanz).

Eine konstante äußere Kraft F (\cong Gewicht) auf den Aktuator verändert zwar die Aktuatorlänge l bzw. -höhe h um einen sich aus C^E ergebenden konstanten Betrag, nicht jedoch den Leerlaufhub oder die Klemmkraft. Eine federartige Last mit der Federkonstante C^L führt dagegen zu einem Hub (Δh_L) oder zu einer Kraft ΔF_L , die im Vergleich zu den oben mitgeteilten Grenzwerten kleiner ausfallen.

$$\Delta F_L = \frac{F}{1 + C^E / C^L} \tag{5.9}$$

$$\Delta h_L = \frac{\Delta h}{1 + C^L / C^E} \tag{5.10}$$

Δl_L entsprechend.

5.3.3.2.2. PXE-Aktoren bei höheren Belastungen

Für einige Materialien und Wandlerformen liegen über das Verhalten der Auslenkung bei hohen Feldstärken einige Meßergebnisse vor. Die maßgeblichen Ladungskonstanten d_{33} und d_{31} nehmen mit der Feldstärke zu und können sich annähernd verdoppeln. Die Auslenkung gemäß Abschnitt 5.1.1 ist daher unter Berücksichtigung dieses Effektes größer. Im folgenden wird das Verhältnis der gemessenen Großsignalwerte d_{33} und d_{31} zu den entsprechenden Kleinsignalwerten dargestellt (Bild 5.4). Bezüglich der Kräfte ist ebenfalls ein nichtlineares Verhalten, jedoch von geringerem Ausmaß, zu beobachten.

Bild 5.4 zeigt die zusammengesetzten, aus den Auslenkungsmessungen erhaltenen Beziehungen von d/d als Funktion der Feldstärke. Es liegen ausschließlich positive

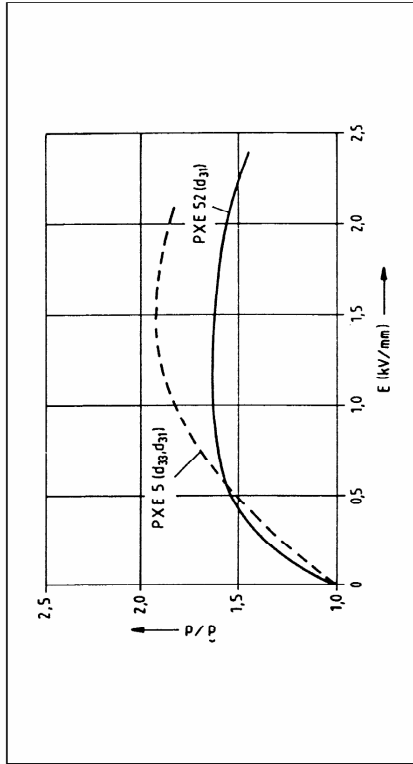


Bild 5.4. Großsignalverhalten von d_{33} und d_{31}

Feldstärken zugrunde; gemessen wurde an Scheiben und Biegeelementen. Während die „weichen“ Materialien PXE 5 und PXE 52 schon bei kleinen Feldstärken besonders hohe Werte von d/d erkennen lassen, weist PXE 41 erst bei hohen Feldstärken und PXE 42 bei noch höheren Feldstärken eine stärkere Zunahme auf (nicht dargestellt).

Ein weiterer wesentlicher Unterschied besteht darin, daß die Hysterese bei den weichen Materialien erheblich stärker ausgeprägt ist. Die in Wärme umgesetzten Verluste sind daher entsprechend größer.

Sobald außer großen Feldstärken auch große mechanische Kräfte und Halterungsteile auf ein Aktuatorelement einwirken, ist eine Berechnung nur noch sehr ungenau möglich. Sinnvoll ist dann eine Messung für die genaue Erfassung der Eigenschaften. Dies betrifft auch die Zeitabhängigkeit der Großsignalwerten.

Bild 5.3 macht diese Zusammenhänge für einen axialen Aktuator deutlich. Ohne äußere Beanspruchung beträgt die Aktuatorhöhe $h = h_0$. Eine Spannung U führt in diesem Punkt zu den Höhen $\Delta h + h_0$ (ohne äußere Beanspruchung) bzw. $\Delta h_L + h_0$ (bei äußerer Beanspruchung ΔF_L). Mit einer konstanten äußeren Kraft F' ergibt sich im wesentlichen nur eine Verschiebung des Arbeitspunktes. Hübe und Kräfte bleiben annähernd unverändert, d. h., es ist $\Delta h' = \Delta h$ und $\Delta F' = \Delta F$.

Sämtliche für die oben angegebenen Beziehungen interessanten Materialdaten können aus Tabelle 2.1 entnommen werden, so daß das Kleinsignalverhalten von Aktuatoren anhand dieser Tabelle und der Gln. (5.1) bis (5.10) berechnet werden kann.

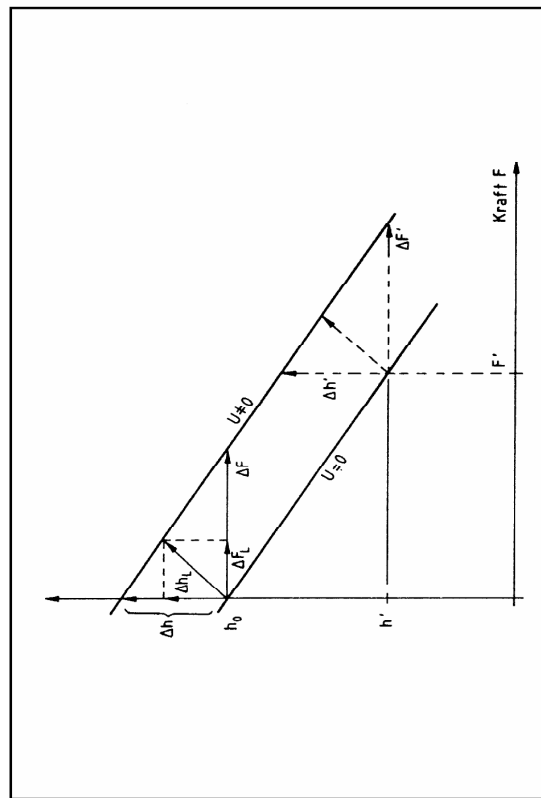


Bild 5.3. Arbeitsverhalten eines Aktuators der Höhe h

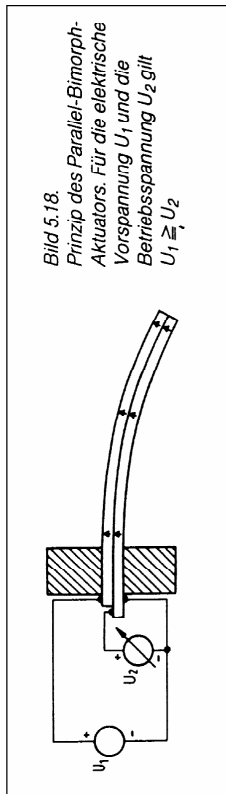
Alle Angaben gelten nur für ideale Verhältnisse, d. h. unbehinderte Elemente. Bezüglich der Auslenkung läßt sich dies auch realisieren. Bei der Klemmkraft treten jedoch Abweichungen vom idealen Verhalten auf, und nur in Kraftrichtung lange Elemente ergeben tatsächlich die berechneten Kräfte. Kurze Elemente, insbesondere Scheiben, werden dagegen durch die Halterungsteile in ihrer Beweglichkeit senkrecht zur Achse behindert und können so nur entsprechend geringere Kräfte und Auslenkungen erzeugen.

Im Grenzfall ist mit etwa 30% geringeren Werten zu rechnen.

5.3.3.3. Bimorph Biegewandler Aktoren

Aktoren lassen sich auch durch Bimorph-Platten oder -Streifen realisieren. Im Vergleich mit den in den vorigen Abschnitten beschriebenen Aktoren sind die mit Bimorph-Aktuator erzielbaren Auslenkungen relativ groß, die erzielbaren Kräfte dagegen relativ klein.

Bimorph-Platten oder -Streifen für Aktoren werden stets als Parallel-Bimorph-Elemente ausgeführt, wie in Bild 5.18 dargestellt ist. Da zur Vermeidung von Depolarisationen die Betriebsspannung einen Grenzwert nicht überschreiten darf, besteht die Möglichkeit, an beide Platten eine elektrische Vorspannung in Polarisationsrichtung zu legen. Hierdurch werden höhere Betriebsspannungen zulässig.



In Tabelle 5.2 sind die Gleichungen für Überschlagsrechnungen zur Bestimmung der wichtigsten mechanischen und elektrischen Größen für Parallel-Bimorph-Aktoren zusammengestellt. Man beachte, daß auch hier alle Abmessungen in m eingesetzt werden müssen. In diesen Gleichungen bedeutet (s. Bild 4.7; alle Maße in m):

- h die Dicke, w die Breite,
- l die gesamte Länge, z die Auslenkung,
- l die freie Länge,

Tabelle 5.2. Gleichungen zur überschlägigen Berechnung von einseitig befestigten Parallel-Bimorph-Aktoren aus PXE 5

	Symbol	Einheit	Parallel-Bimorph-Aktuator
Auslenkung	z/U	m/V	$9 \cdot 10^{-10} \frac{l^2}{h^2}$
Resonanzfrequenz	f_r	Hz	$400 \frac{h}{l^2}$
Kapazität	C_a	F	$3 \cdot 10^{-6} \frac{l_1 w}{h}$
Klemmkraft	F_k/U	N/V	$10 \frac{h w}{l}$

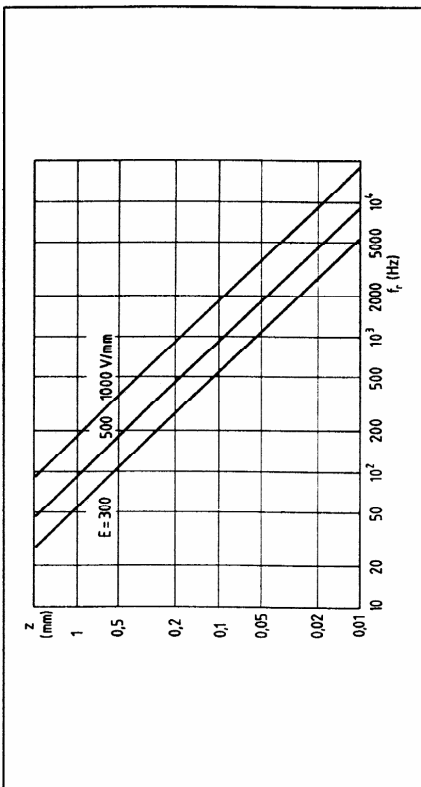


Bild 5.19. Durch die Forderungen $E = 300$ V/mm (Gleichfeld gegen Polarisationsrichtung), $E = 500$ V/mm (Wechselfeld) und $E = 1$ kV/mm (mit Vorspannung) festgelegte Grenzgeraden für PXE 5, die das Produkt $z \cdot f_r$ nicht überschreiten darf

Ein Beispiel

Ein Biegeaktuator verwendet eine Parallel-Bimorph-Platte mit den Abmessungen $15 \text{ mm} \times 6 \text{ mm} \times 0,6 \text{ mm}$ (freie Länge 12 mm). Die charakteristischen Eigenschaften berechnen sich aus den Gleichungen in Tabelle 5.2 zu:

Auslenkung
$$\frac{z}{U} = 9 \cdot 10^{-10} \frac{144 \cdot 10^{-6}}{0,36 \cdot 10^{-6}} = 0,36 \cdot 10^{-6} \text{ m/V} ,$$

Resonanzfrequenz
$$f_r \approx f_s = 400 \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{144 \cdot 10^{-6}} = 1,67 \text{ kHz} ,$$

Kapazität
$$C_a = 8 \cdot 10^{-8} \frac{15 \cdot 6 \cdot 10^{-6}}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 12 \cdot 10^{-9} \text{ F} ,$$

Klemmkraft
$$\frac{F_k}{U} = 10 \frac{0,6 \cdot 6 \cdot 10^{-6}}{12 \cdot 10^{-3}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ N/V} .$$

Durch die folgenden Ausführungen soll der Entwickler von PXE-Biegeaktoren einen noch besseren Überblick gewinnen, mit welchen Aktuatorlängen und -dicken welche Auslenkungen und Resonanzfrequenzen erreicht werden können. Hierzu wird zunächst das Produkt aus der Auslenkung z und der Resonanzfrequenz f_r gebildet, das sich als Konstante erweist, wenn die Feldstärke E im Aktuator konstant ist. Mit $U = E \cdot h/2$ erhält man nämlich aus der ersten und der zweiten Gleichung in Tabelle 5.2 durch Multiplikation

$$z f_r = 0,18 \cdot 10^{-6} E ,$$

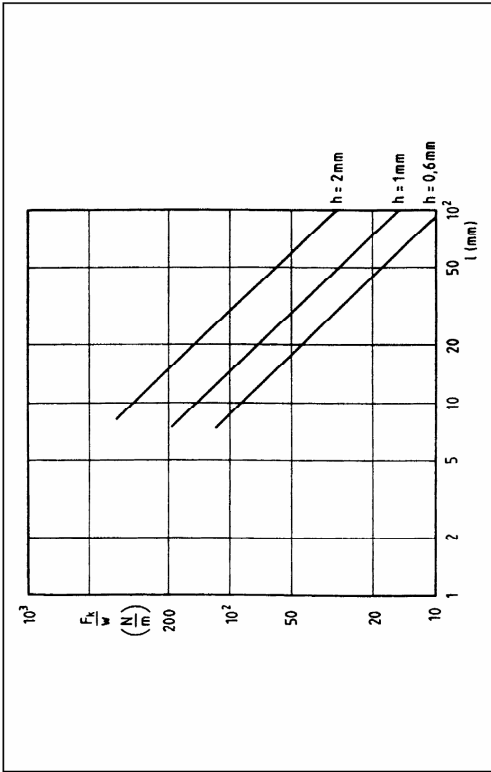


Bild 5.21. Klemmkraft von PXE-Biegeaktuatoren (auf die Breite bezogen) als Funktion der freien Länge des Aktuators für $U = 150\text{ V}$

Im Anschluß daran kann die eigentliche Dimensionierung beginnen. Hierzu sind in Bild 5.20 die Auslenkung z und die Resonanzfrequenz f_r über der Länge l mit der Höhe h als Parameter aufgetragen. Die Geraden $f_r = f(l)$ (in der doppeltlogarithmischen Darstellung) sind von der angelegten Spannung unabhängig, während die Geraden $z = z(l)$ spannungsabhängig sind. Bild 5.20 gilt für $U = 150\text{ V}$; andere Spannungen führen zur Parallelverschiebung der Geradenschar $z = f(l)$.

Der Dimensionierungsweg sei an einem Beispiel erläutert. Im allgemeinen wird eine bestimmte Auslenkung gefordert, z. B. $z = 0,3\text{ mm}$. Soll diese bei einer Aktuatorhöhe $h = 1\text{ mm}$ erreicht werden, so ergibt sich durch Fällen des Lotes des Lotes vom Schnittpunkt dieser zur Abszisse parallelen Geraden mit der Geraden $z = f(l)$ ($h = 1\text{ mm}$) auf die Abszisse eine freie Aktuatorlänge $l = 48\text{ mm}$. Das gefällte Lot schneidet die Gerade $f_r = f(l)$ ($h = 1\text{ mm}$) bei der Resonanzfrequenz $f_r = 175\text{ Hz}$. Wird aus irgendeinem Grunde eine höhere Resonanzfrequenz gewünscht, so wird man eine geringere Aktuatorhöhe wählen, z. B. $0,6\text{ mm}$. Dies führt dann zu einer kleineren freien Aktuatorlänge ($l = 28,5\text{ mm}$) und zu einer höheren Resonanzfrequenz ($f_r = 300\text{ Hz}$), wobei das Zusammensetzen der Schnittpunkte auf der Geraden $z = 0,3\text{ mm}$ rein zufällig ist. Soll die Resonanzfrequenz dagegen tiefer liegen, so muß man eine größere Aktuatorhöhe wählen; für $h = 2\text{ mm}$ ergibt sich $l = 94\text{ mm}$ und $f_r = 91\text{ Hz}$.

Trägt man die auf die Aktuatorbreite w bezogene Klemmkraft F_k über der Aktuatorlänge l auf (wieder mit $U = 150\text{ V}$ und der Aktuatorhöhe als Parameter), so ergibt sich die in Bild 5.21 gezeigte Darstellung. Der an der Ordinate abgelesene Wert muß nur noch mit w (in Metern) multipliziert werden, um die Klemmkraft (in Newton) eines derartigen Aktuators zu ermitteln.

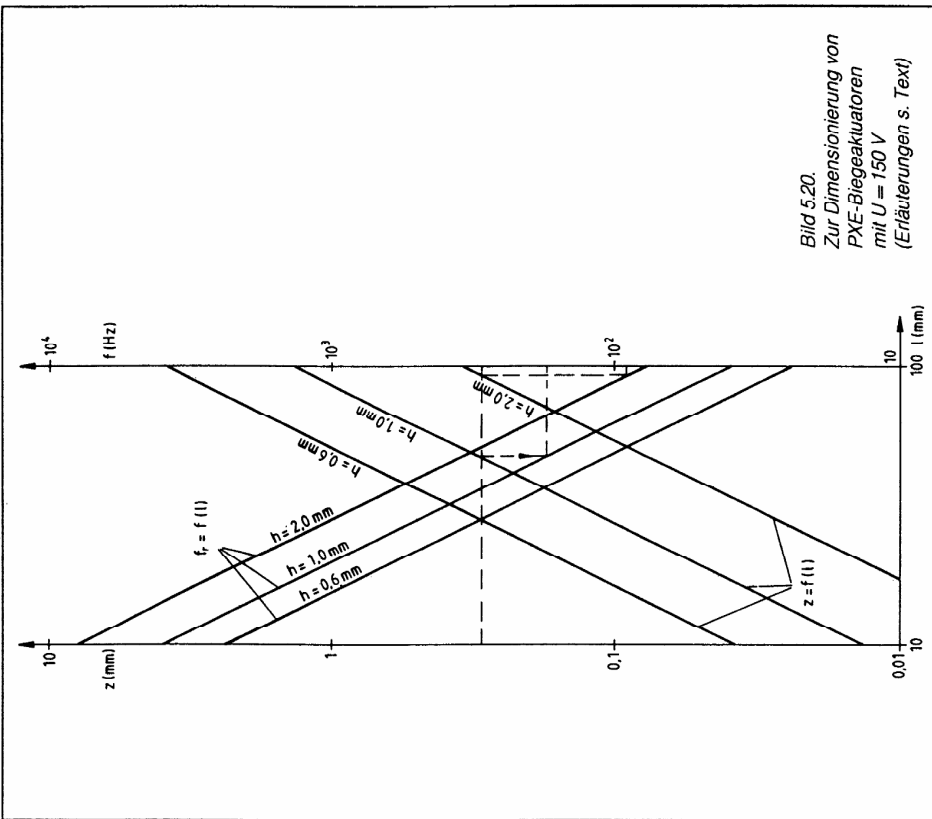


Bild 5.20. Zur Dimensionierung von PXE-Biegeaktuatoren mit $U = 150\text{ V}$ (Erläuterungen s. Text)

also einen Wert, der von h und l unabhängig ist. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß die Feldstärke im piezoelektrischen Werkstoff PXE 5 bei einem Gleichfeld gegen Polarisationsrichtung $E = 300\text{ V/mm}$, bei einem Wechselfeld $E = 500\text{ V/mm}$ und bei Verwendung einer Vorspannung U_1 (s. Bild 5.18) $E = 1\text{ kV/mm}$ nicht übersteigen darf. Für ein Wechselfeld ($E = 500\text{ V/mm}$) ergibt sich hieraus die Forderung

$$z \cdot f_r = 90 \cdot 10^{-3}\text{ Hz} \cdot \text{m}$$

Zur besseren Verdeutlichung sind diese wichtigen Zusammenhänge in Bild 5.19 grafisch dargestellt. Die dort gezeigten Grenzgeraden für PXE 5 dürfen für den jeweiligen Fall nicht überschritten werden. Mit diesen Geraden kann leicht überprüft werden, ob die gewünschte Resonanzfrequenz bei der geforderten Auslenkung möglich ist.

5.3.3.4. Stapel PXE-Aktoren

Einfache Aktuatorelemente gemäß Bild 5.2 werden nur selten eingesetzt, weil sie bei üblichen Feldstärken von maximal etwa 2 kV/mm sehr hohe, nicht mehr steuer- und schaltbare Betriebsspannungen erfordern würden. Setzt man die Aktuatoren dagegen aus vielen dünnen, elektrisch parallel geschalteten Einzelelementen zusammen, lassen sich Betriebsspannungen unter 1000 V erreichen.

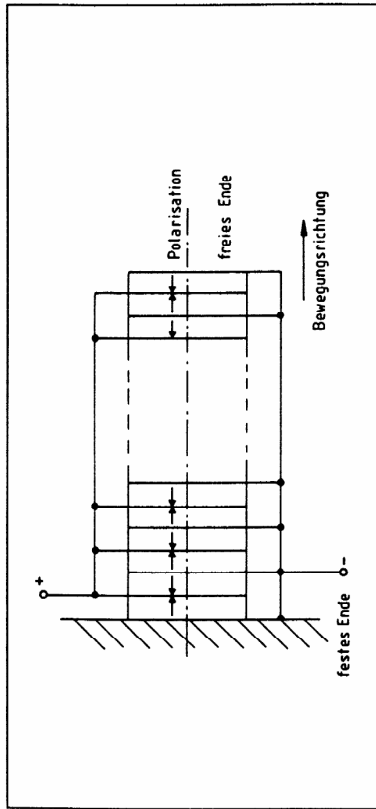


Bild 5.5. Zusammengesetzter axialer Aktuator

Bild 5.5 zeigt schematisch eine Ausführung für diesen Typ. In Kraft- und Bewegungsrichtung werden 0,3 ... 1,0 mm dicke PXE-Scheiben gestapelt. Diese hier nicht zu umgehende Bauweise führt zu dem Nachteil, daß viele Fugen die Steifigkeit des Aktuators erheblich verringern können. Erst mit einer kräftigen mechanischen Vorspannung lassen sich annähernd die Ergebnisse eines einfachen, ungeteilten Keramik-Elements erzielen. Die Berechnung kann mit den Gln. (5.1) bis (5.4) erfolgen, wenn in Gl. (5.2) U durch nU (n ist die Anzahl der Scheiben) und in den Gln. (5.3) und (5.4) h durch nh ersetzt wird. Nimmt man für die Vorspannung eine sehr elastische Feder, wie sie in Bild 5.6 gezeigt wird, so verhalten sich Klemmkraft, Hub und Steifigkeit entsprechend den Formeln. Lediglich die Steilzeit weist durch zusätzliche Massen an den Aktuatorenden größere Werte auf.

Eine mechanische Vorspannung kann bei größeren Werten und nicht eingeschalteter Betriebsspannung bereits eine teilweise Depolarisation der Keramik bewirken, die nach dem Einschalten der Betriebsspannung wieder rückgängig gemacht wird. Ein Vorteil dieses Effektes ist der sich hieraus ergebende etwas größere Hub des Elements. Nachteilig ist, daß sich vor allem nach längerer Betriebspause erst nach mehreren Arbeitszyklen reproduzierbare Verhältnisse einstellen (Bild 5.7).

Vorspannfedern größerer Steifigkeit, z. B. ein zentraler Bolzen oder ein Rohr um den Aktuator, wirken wie eine Lastfeder und verringern so die Arbeitsfähigkeit dieser Gesamtanordnung aus Keramik und Vorspannfeder.



Bild 5.6. Eine geschlitzte Rohrfeder hält bei großer Elastizität die PXE-Scheiben und Kupplerelektroden mit etwa 1000 N Vorspannkraft

Tabelle 5.1. Daten der Hochleistungs-PXE-Aktuatoren (Standard-Versuchsmuster)				
Typ Bestell-Nr.	1 4322 020 19050	2 4322 020 19060	3 4322 020 19070	Einheit
Abmessungen der Rohrfeder $\varnothing \times l$	15 x 50	20 x 75	30 x 100	mm ²
Hub bei 0 ... 500 V	ca. 20	ca. 30	ca. 50	μm
bei 0 ... 800 V	ca. 35	ca. 50	ca. 80	μm
Kapazität bei 25 °C	ca. 100	ca. 250	ca. 800	nF
Steifigkeit	ca. 30	ca. 50	ca. 80	N/ μm

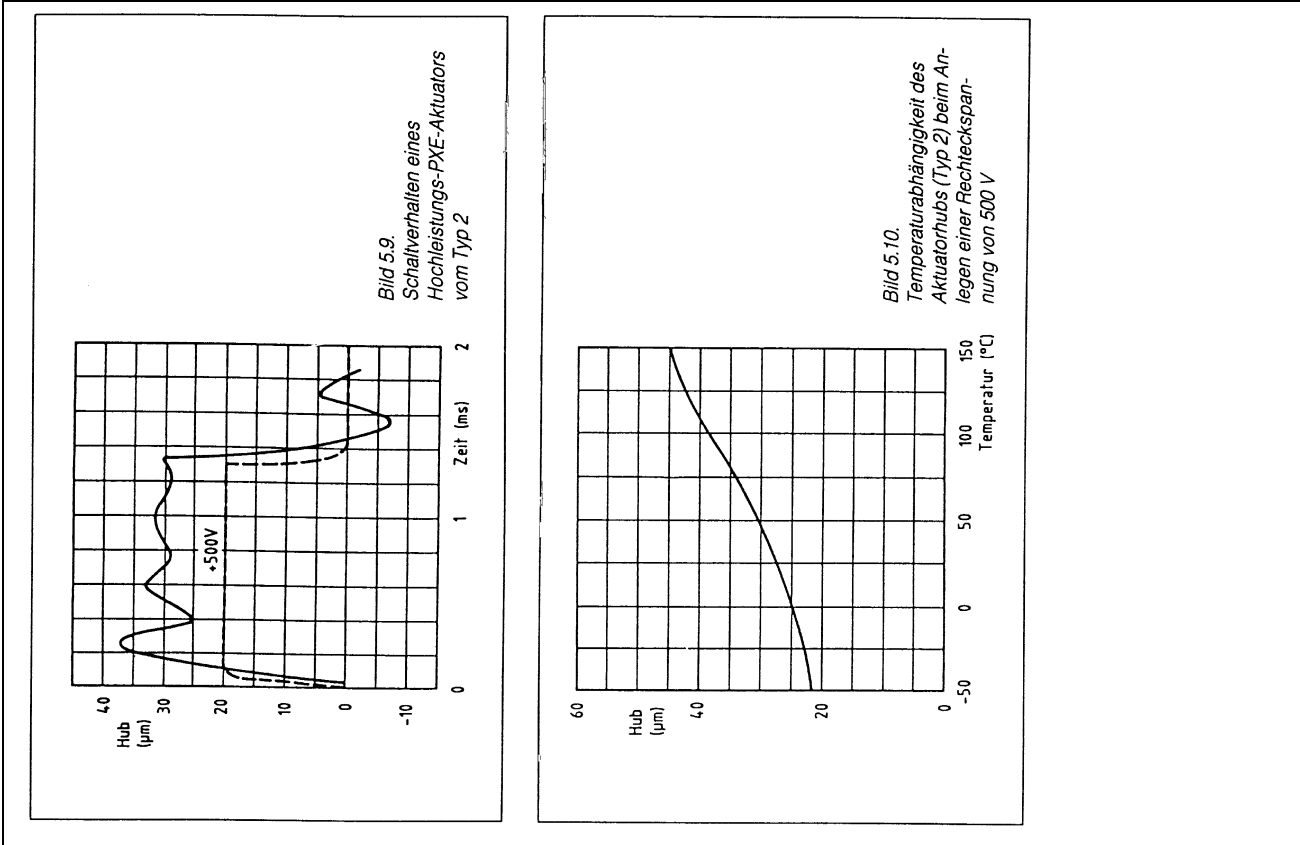
Bild 5.7.
Auslenkung eines Hochleistungs-PXE-Aktuators vom Typ 2 nach dem Anlegen einer periodischen Betriebsspannung

In Bild 5.8 sind drei Hochleistungs-PXE-Aktuatoren (Standard-Versuchsmuster) mit der bereits in Bild 5.6 gezeigten elastischen Rohrfeder dargestellt [6]. Aus Tabelle 5.1 gehen die wesentlichen Daten dieser Aktuatoren hervor.

Für den Typ 2 zeigt Bild 5.7 das Verhalten nach dem Einschalten einer periodischen, positiven Betriebsspannung.

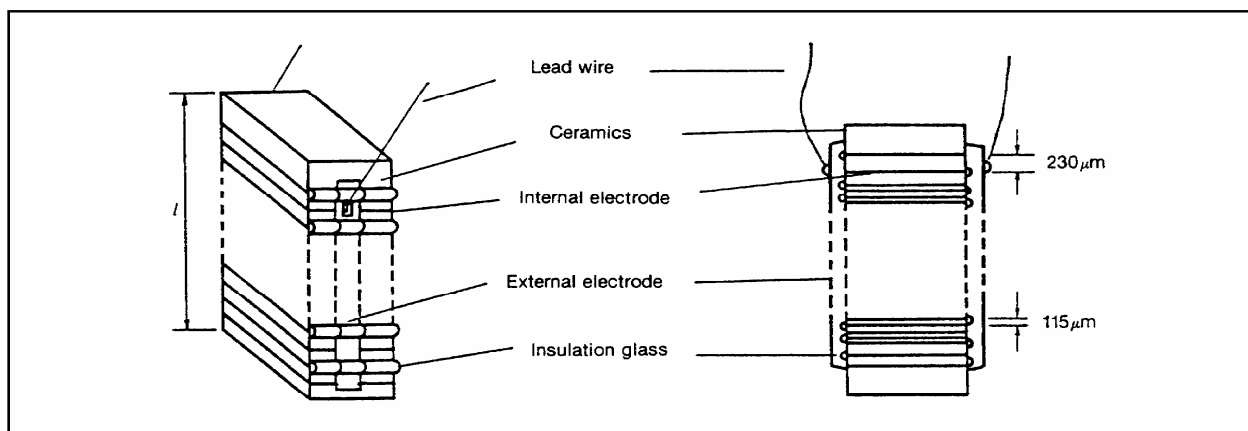
Bild 5.9 gibt das Einstellverhalten wieder. Der Temperatureinfluss auf den Hub ist im wesentlichen durch den positiven Temperaturkoeffizienten von σ_{33} festgelegt.

Bild 5.10 zeigt Messergebnisse von diesen Versuchsmustern.



5.3.3.5. Multilayer-Aktoren

5.3.3.5.1. Aufbau von Multilayer-Aktoren



- **Piezoelectric ceramics**

PZT solid solution perovskite ceramics, NEPEC-10.
Features large piezoelectric constant of d_{33} .

- **Internal electrode**

Ag-Pd alloy

$l = 9\text{mm}$ Internal electrode: 64 layers

$l = 18\text{mm}$ Internal electrode: 144 layers

- **Outside finish**

Epox-resin coated

Four outer peripheral surfaces are coated to several hundreds of μm .

- **Lead wire**

Enamel coated wire $\phi 0.2$ (+) pole $l = 120\text{mm}$

(-) pole $l = 100\text{mm}$

Silicon coated wire $\phi 0.05 \times 50$ wires, $l = 120\text{mm}$

(+) pole: red

(-) pole: black

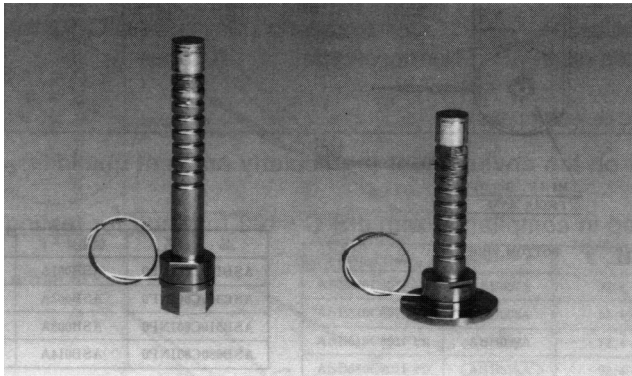
Characteristics of NEPEC-10

Relative dielectric constant	$\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$	5,440
Electromechanical coupling constant	K_{33}	0.68
Elastic constant	Y_{11}^E Y_{11}^E	$6.8 \times 10^{10}\text{N/m}^2$ $5.5 \times 10^{10}\text{N/m}^2$
Piezoelectric constant	d_{31} d_{33}	$-287 \times 10^{-12}\text{m/V}$ $635 \times 10^{-12}\text{m/V}$
Curie temperature	T_c	145°C

5.3.3.5.2. Baureihe von Multilayer-Aktoren

Characteristics	Standard specifications						Remarks
	1.4×3×9	2×3×9	2×3×18	5×5×9	5×5×18	10×10×18	
Max. operation voltage (V)	100						
Displacement ($\mu\text{m}/100\text{V}$)	6.5		15.0	6.5	15.0		$\pm 10\%$
Force generation (kg)	14	21		87		350	$\pm 20\%$
Self resonance frequency (kHz)	150		75	150	75		$\pm 20\%$
Insulation resistance (M Ω)	500		200		100	20	Between terminal 100V, one minute
Static capacitance (nF)	125	175	400	650	1,600	6,500	$\pm 20\%$, 25°C, 1kHz
Dissipation factor (%)	3.5						$\pm 20\%$, 25°C, 1kHz
Tensile strength (kg/cm ²)	50						
Defective strength (kg/cm ²)	400						
Compressive strength (kg/cm ²)	9,000						
Operating temperature	0°C ~ +45°C						
Actuator temperature	0°C ~ +85°C						

Metallisch gekapselte Aktoren

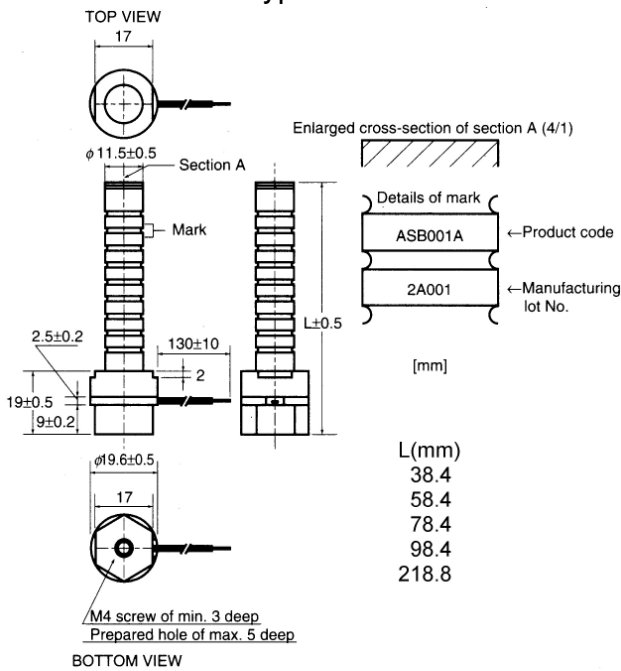


Seit 2001 sind von TOKIN metallisch gekapselte Aktoren mit Gewindeanschluss (N-Type) und Flansch (F-Type) erhältlich.

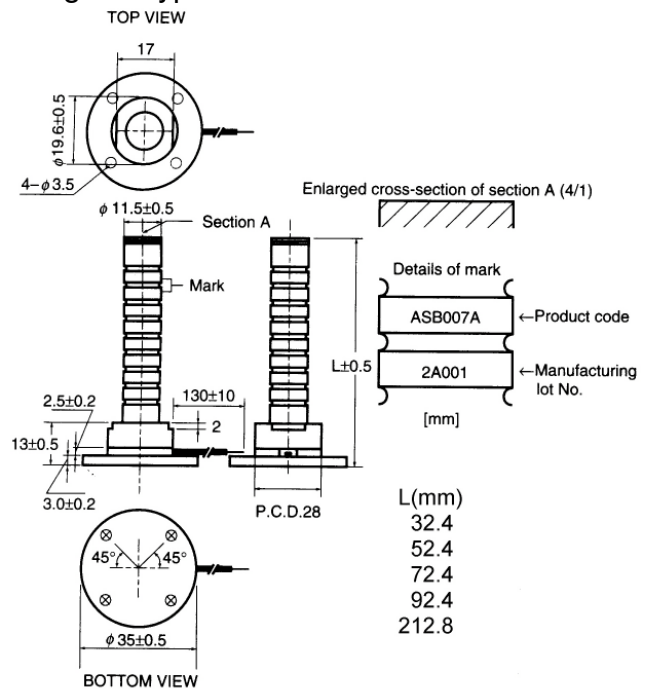
ASB Serie für -25 bis +85 °C
ASL Serie für -40 bis +150 °C

Krafterzeugung: 800 N
Ausdehnung: 17, 34, 51, 68 und 170 µm

Female thread N-Type



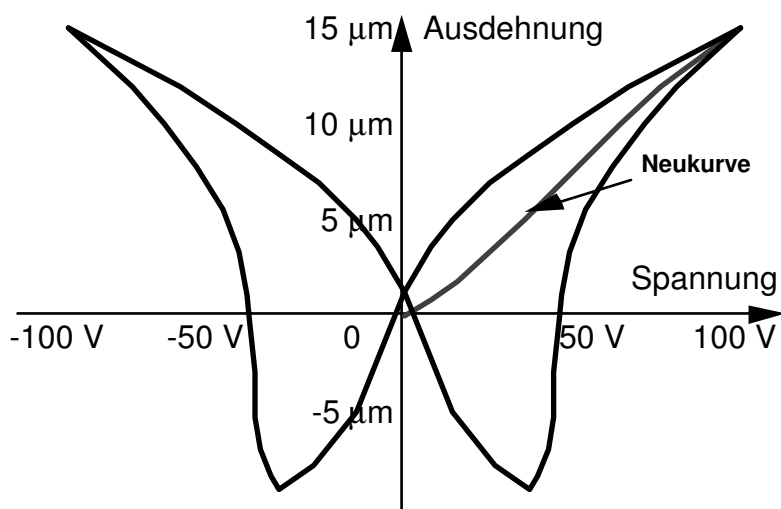
Flange F-Type



Datenblatt ASB Serie für 85 °C (ASL Serie 150 °C: 25% geringere Eigenkapazität)

Items	Shape of mount	Part Number				
	Female screw type (N - TYPE)	ASB170C801NP0	ASB340C801NP0	ASB510C801NP0	ASB680C801NP0	ASB171C801NP0
Flange type (F - TYPE)	ASB170C801FP0	ASB340C801FP0	ASB510C810FP0	ASB680C801FP0	ASB171C801FP0	
Operating temperature range (°C)	-25~+85					
Maximum drive voltage (VDC)	150					
Recommended Drive Voltage** (VDC)	100					
Displacement at maximum voltage (µm)	17.0±3	34.0±6	51.0±9	68.0±12	170±30	
Displacement at recommended voltage (µm)	12.0±3	24.0±6	36.0±9	48.0±12	120±30	
Hysteresis	Less than 15% of generated displacement					
Generated force (compression resistance) (N)*2	800(≒80[Kgf])					
Resonance frequency (kHz)*3	14	12	10	8	3	
Capacitance (C) (µF)**4	1.5±20%	3.0±20%	4.5±20%	6.0±20%	1.5±20%	
Dissipation factor (tan δ)**4	Less than 0.05				Less than 0.2	
Insulation resistance (IR) (MΩ) min.*5	30	15	10	5	1	
Withstand voltage (TV) (VDC)	165 No abnormality observed after application of voltage for one min.					
Sealing properties	Less than 1 × 10 ⁻⁸ atm. cc/sec.					

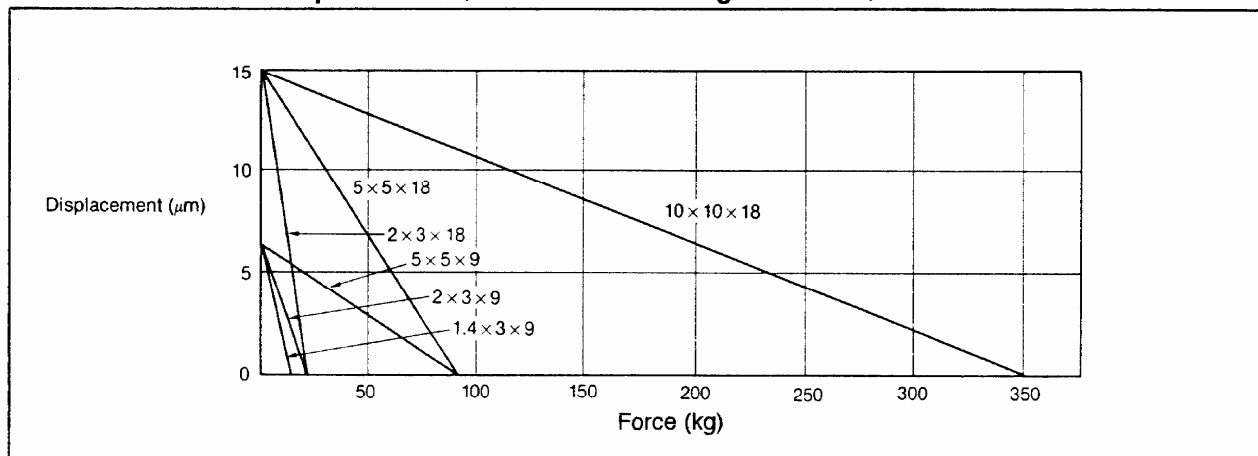
5.3.3.5.3. Kennlinien von Multilayer-Aktoren



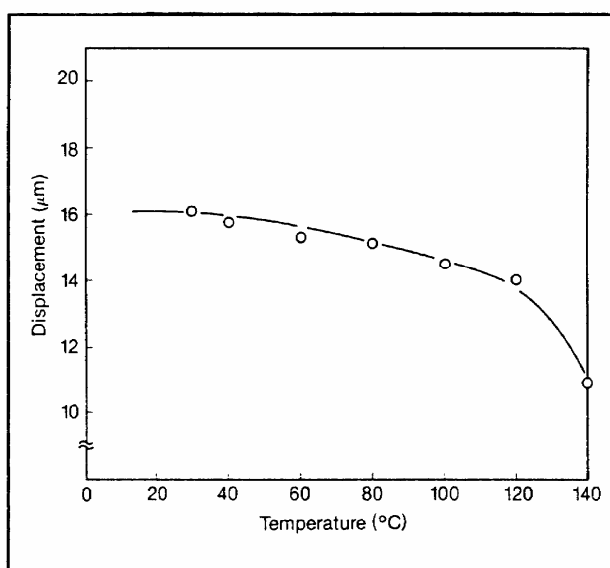
NLA-5x5x18 Voltage vs. Displacement

- Grosse Ausdehnung bei kleinem Aktor und niedriger Betriebsspannung: 15 μm bei 18 mm Länge und 100 V
- Grosse Hysterese 5 μm bei 50 V

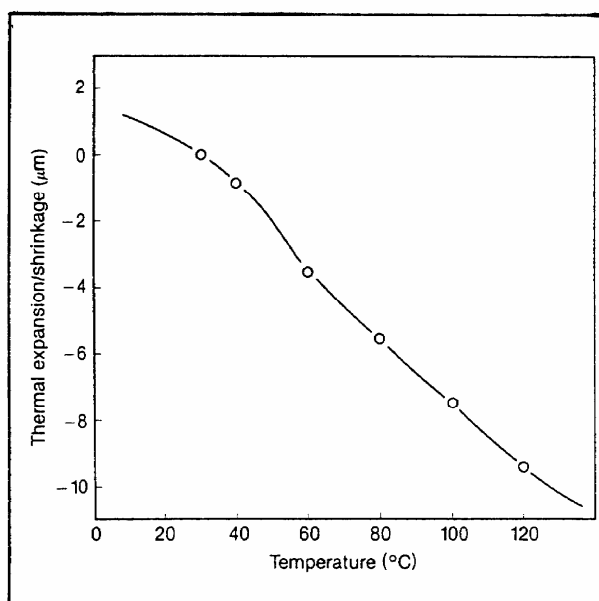
Generated Force vs. Displacement (Measurement voltage 100V DC)



NLA-5x5x18 Displacement vs. Temperature Characteristics

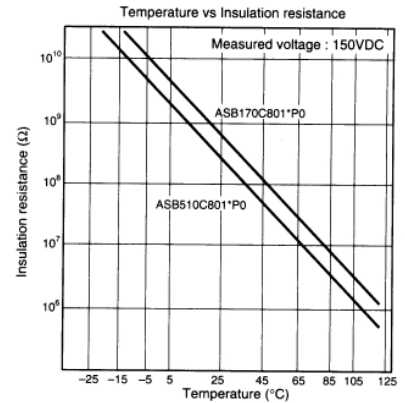
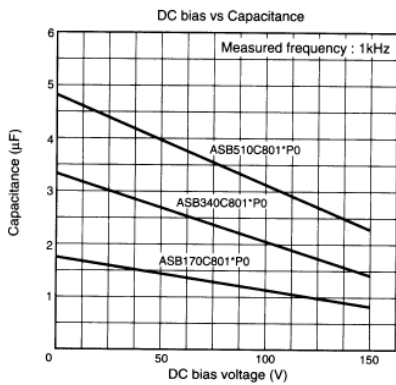
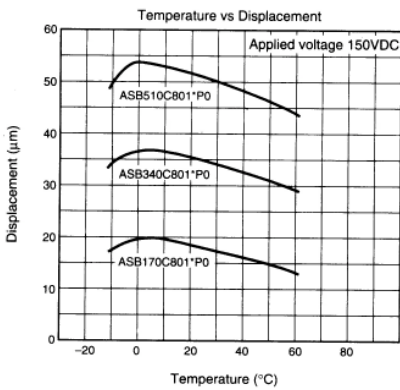
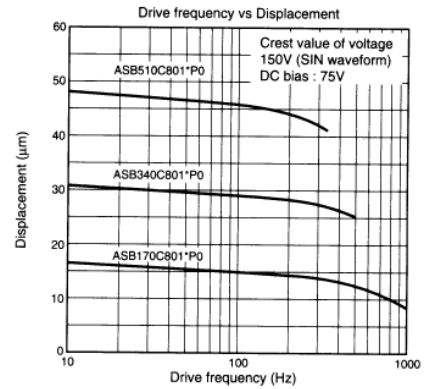
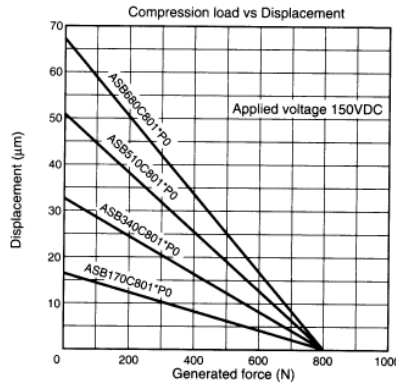
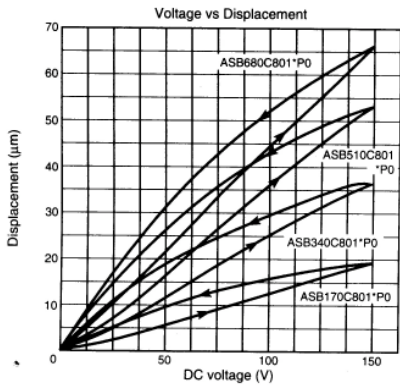


NLA-5x5x18 Thermal Expansion/Shrinkage

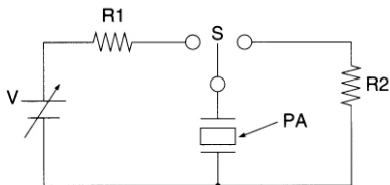
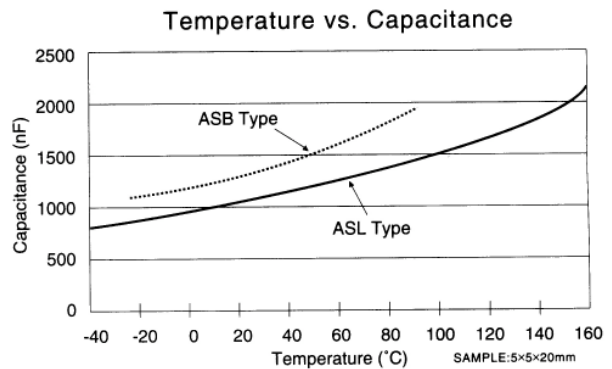
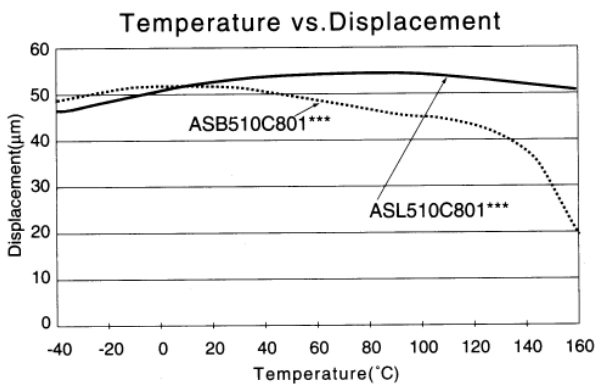


Kennlinien der metallisch gekapselten Aktoren und Schutzschaltung

ASB series (Enter N or F in * of part number)



ASL series (ASB vs. ASL) (Enter N or F in * of part number)



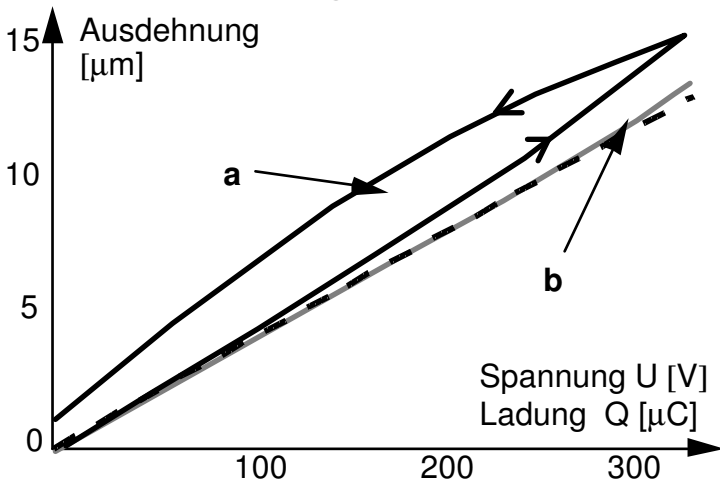
Protective resistor R1 = 1 kΩ
Discharge resistor R2 = 1 kΩ

* Drive the actuator element by way of a resistor of about 1kΩ so as to avoid abrupt rise and fall of the voltage applied to the actuator.

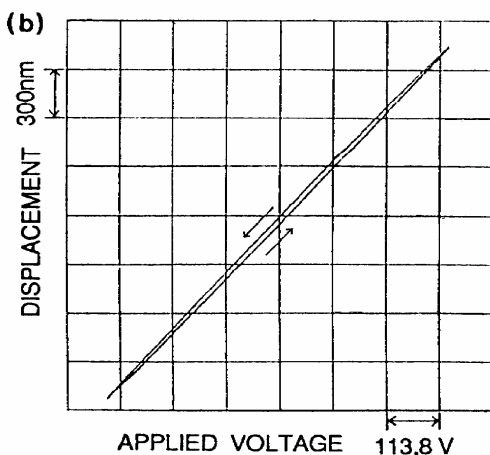
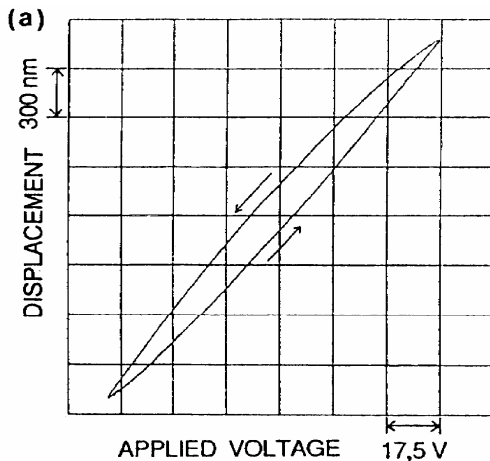
* Polarization conditions : Application of 0V → 150V±0.2V → 0V (retained more than 10 sec.)

5.3.3.6. Ansteuerung von Piezotranslatoren

5.3.3.6.1. Statisch gesteuerter Betrieb



Ausdehnung eines Translators mit 92 PXE-52-Scheiben Ø 20 x 0.5 mm
 a: Spannungssteuerung; b: Ladungssteuerung



Ausdehnung eines Nano-Translators
 a: Spannungssteuerung
 b: Spannungssteuerung mit 50nF-Seriekapazität

Die Ausdehnung eines Piezotranslators hängt ab von der:

- Steuerspannung
- Mechanischen Belastung
- Hysterese
- Vorgeschichte

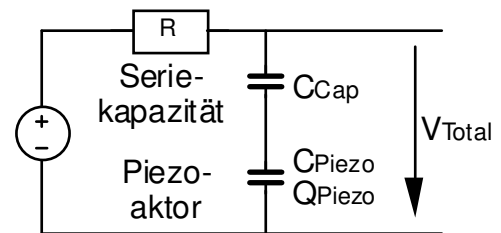
a. Spannungssteuerung

- Grosse Hysterese, weil die Piezokapazität von der Spannung abhängt

b. Ladungssteuerung

- Technisch kompliziert

c: Approximierte Ladungssteuerung mit Hilfe einer kleinen Seriekapazität



Im Verhältnis

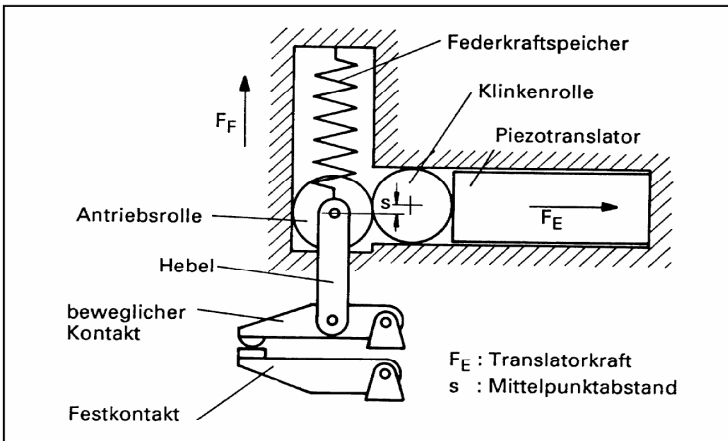
$$\alpha = \frac{C_{Cap}}{C_{Piezo} + C_{Cap}}$$

reduziert sich die Hysterese, aber auch die am Piezoaktor anliegende Spannung, so dass bei gleichem Hub eine höhere Spannung angelegt werden muss.

d: Positionsgeregelter Betrieb mit einem Sensor- Aktor- Regelkreis

- Mit einem DMS-Wegsensor lässt sich bei einem 20-µm-Translator eine Reproduzierbarkeit von 20 nm erreichen, wobei auch der mechanische Belastungseinfluss kompensiert werden kann.

5.3.3.7. Einsatzbeispiele von Piezoaktoren

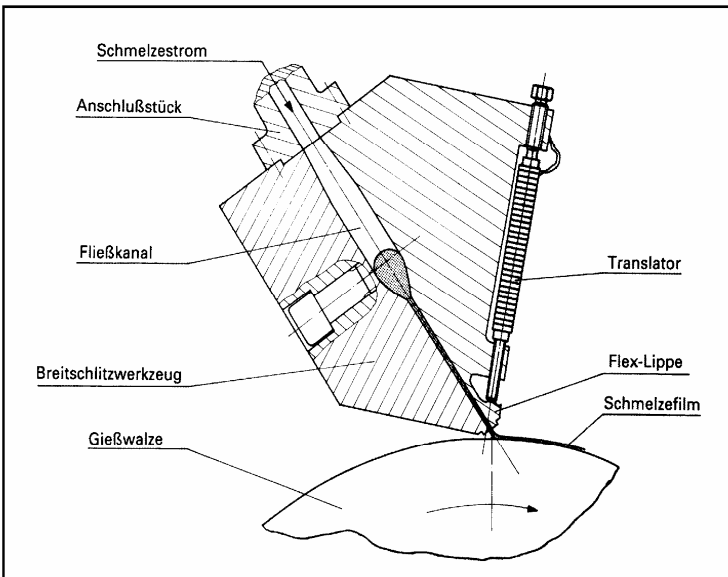


5.3.3.7.1. Translatoren

Schnellschalter

Prinzip eines piezoelektrisch angetriebenen Schnellschalters. Durch Unterbrechung der Haltespannung kontrahiert der Piezotranslator und gibt die Antriebsrolle sofort frei.

Der Federkraftspeicher öffnet den Kontakt zuverlässig innert 100 bis 250 μ sec (4 – 10mal schneller als Magnetauslöser mit Klappanker).



Mikromanipulator für rauhe Industrieumgebung

Der Translator steuert über die flexible Lippe die Dicke des aufzutragenden Schmelzefilms. Mit kommerziell verfügbaren Translatoren sind folgende Werte möglich:

- Stellweg: 10 bis 100 μ m
- Kraft: 100 bis 5000 N
- Stellzeit: 0.2 bis 3 msec

Vorteile: Klein und Schnell
 Nachteil: Einsatztemperatur beschränkt auf ca. 1/2 der Curie-Temperatur

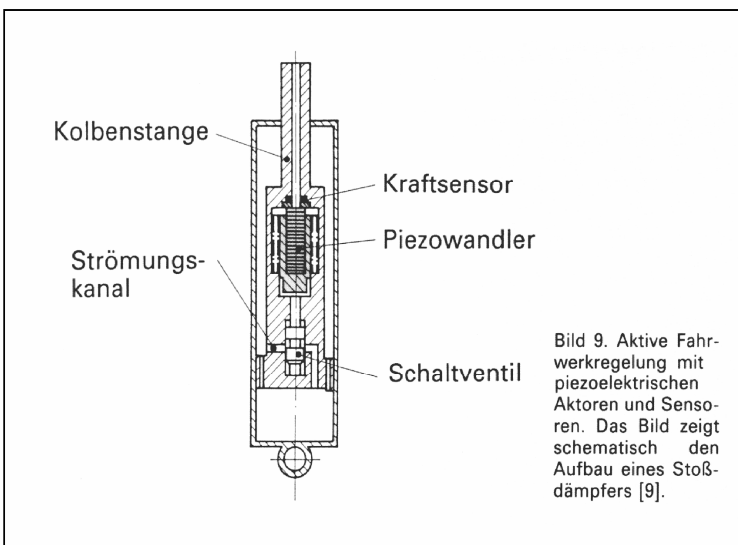


Bild 9. Aktive Fahrwerkregelung mit piezoelektrischen Aktoren und Sensoren. Das Bild zeigt schematisch den Aufbau eines Stoßdämpfers [9].

Aktive Fahrwerkregelung

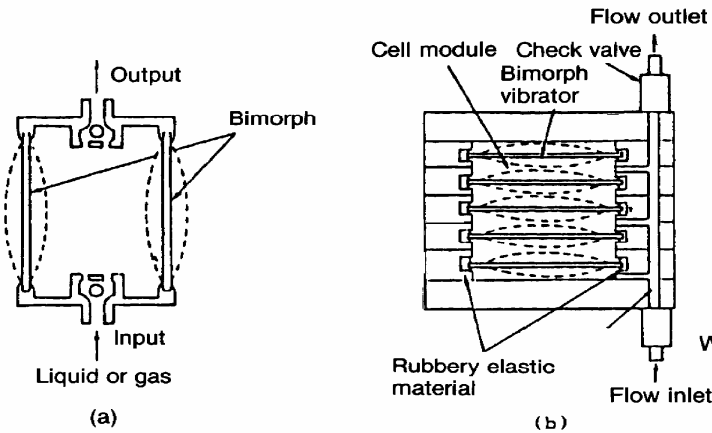
Das Bild zeigt den Aufbau eines steuerbaren Stossdämpfers.

Ein Translator steuert das Schaltventil, das seinerseits den Strömungskanal reguliert.

Im Regelkreis befindet sich ein Kraftsensor, der die resultierende Dämpfungskraft laufend misst und über die Verarbeitungselektronik in den festgelegten Grenzen hält.

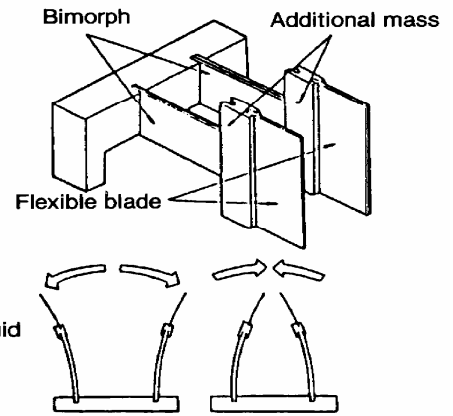
5.3.3.7.2. Sonderanwendungen von Piezoaktoren

Nieder- und Hochdruckpumpe



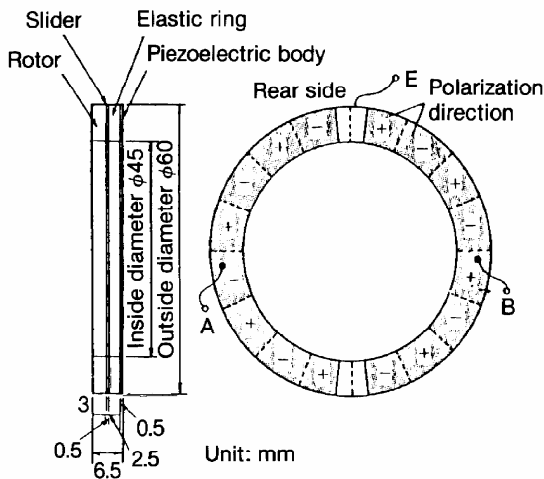
Two types of piezoelectric pump

Resonanz-Ventilator



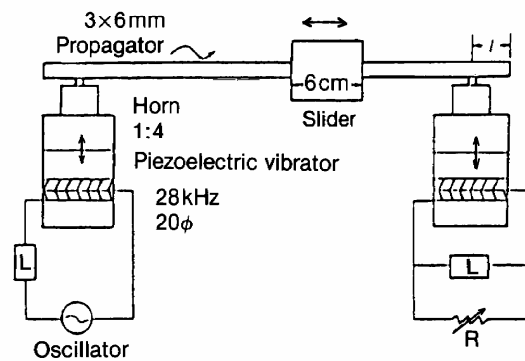
Composition and operation of piezoelectric fan

Wanderwellen-Motor



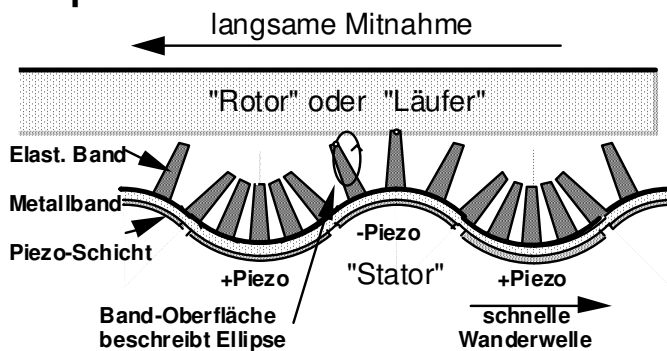
Composition of ultrasonic motor

Wanderwellen-Linearantrieb



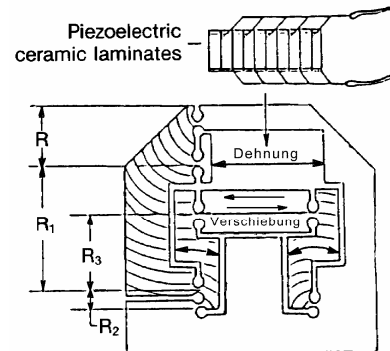
Composition of ultrasonic linear motor

Prinzip des Wanderwellenantriebs



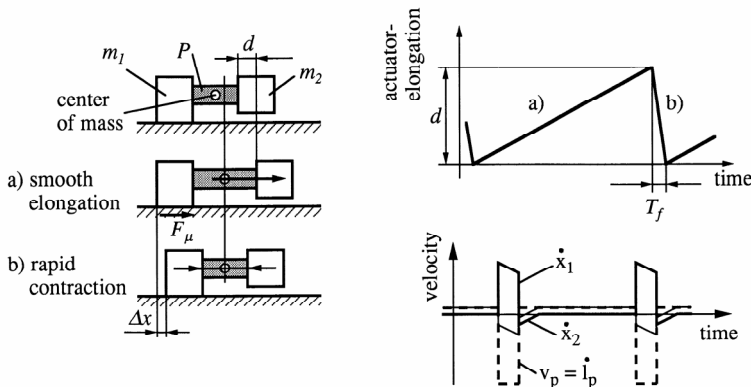
Die schnelle Wanderwelle auf dem Stator bewegt den Läufer durch Reibschluss langsam in Gegenrichtung.

Antrieb für Mikroskop-Träger



Microscope stage using notch

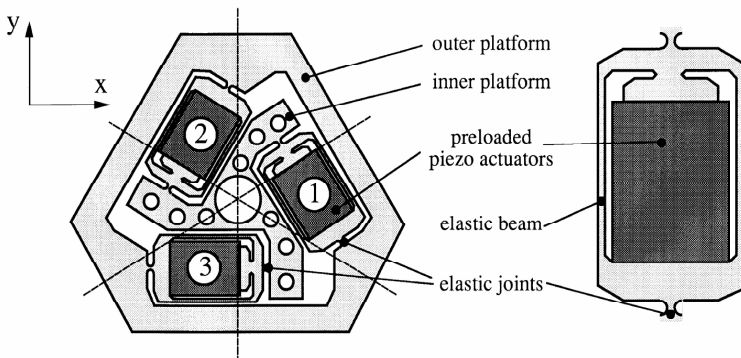
5.3.3.7.3. Trägheitsantriebe für Nanoroboter



Prinzip des Trägheitsantriebs

$$\Delta x = K \cdot d = \frac{m_2}{m_1 + m_2} \cdot d \quad ; \quad d = \text{Nominal Hub}$$

Impact-Drive: $m_1 < m_2$, **Stick-Slip-Drive:** $m_1 \rightarrow 0$



Abalone: xyθ Mikropositionier-Tisch (mit drei Longitudinal-Aktoren)

Funktionsprinzip

Das System besteht aus zwei Massen m_1 und m_2 , die über einen Longitudinal-Aktor P gekoppelt sind.

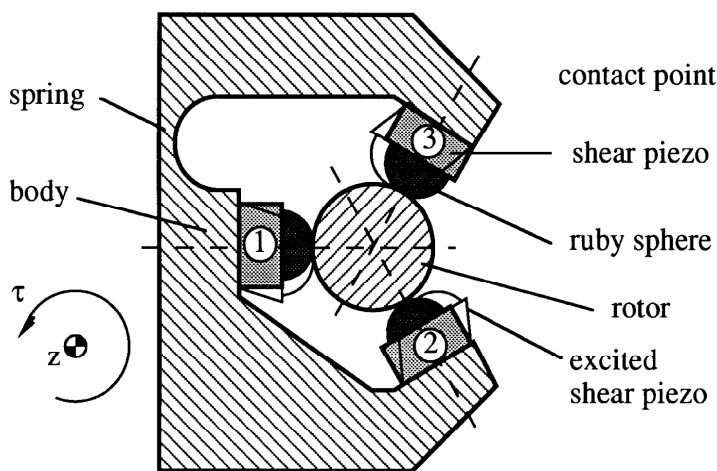
Dank der Haftreibung zwischen m_1 und der Unterlage bewegt sich m_1 nicht, wenn P die Masse m_2 langsam von m_1 wegstößt. Infolge der Trägheitskraft, die entsteht, wenn P die Masse m_2 schnell zu m_1 zurückzieht, wird die Haftreibung überschritten und das System rutscht um Δx nach.

xyθ Mikropositionier-Tisch

Die innere Plattform ($m_1 = 15.2 \text{ g}$) liegt auf der festen Unterlage, die äussere ($m_2 = 42.0 \text{ g}$) kann einen Tisch oder ein Werkzeug tragen.

Technische Daten:

- Freiheitsgrade: 3 (x,y, Rot. um z)
- Abmess.: 32 x 38 x 9 mm
- Aktoren: 5.7 μm @ 100 V
- Max. Schritt: 3.7 μm / 0.4 mrad
- Geschwind.: 1 mm/s @ 400Hz



Nanocrab: Präzisions-Schrittmotor (mit drei Schub-Aktoren)

Präzisions-Schrittmotor

Als Rotor dient eine Stahl-nadel mit einer Rundheit von $< 0.5 \mu\text{m}$, die von drei Schub-Aktoren festgehalten wird.

Technische Daten:

- Abmess.: 11 x 8 x 8 mm
- Rotor: $\varnothing 3 \text{ mm}$
- Aktoren: PXE 71, d_{15} Mode
- Arbeitsfreq.: 2 kHz, $\pm 135 \text{ V}$
- Nom.Schritt: 0.14 mrad
- Auflösung: $< 0.1 \mu\text{rad}$
- Drehzahl: max. 1 rpm @ 20kHz
- Max. Drehm.: 0.37 mNm @ 500Hz
- Haltemom.: 0.92 mNm

5.3.3.7.4. Piezo Common-Rail-Einspritzung



Bei der Common-Rail-Einspritzung werden alle Zylinder des Dieselmotors von einer Hochdruckpumpe über eine gemeinsame Leitung („Common Rail“) mit Kraftstoff versorgt. Die Einspritzung erfolgt derzeit mit Drücken bis zu 1600 bar und mit der neuen PCR-Generation sogar mit bis zu 1800 bar, damit sich im Zylinder ein besonders feines Kraftstoff-Luft-Gemisch bildet, das schnell, effizient und sauber verbrennt. Gesteuert wird die Einspritzung mit speziellen Präzisionsventilen, deren Düsen bis zu acht Löcher mit einem Durchmesser von 0,09 mm haben.

Diese Ventile öffnet und schließt Siemens VDO mit einem Piezo-Aktor, der viermal schneller ist als konventionelle Magnetventile. Mit den direkt in den Injektor integrierten Keramikelementen lässt sich die haarfeine Nadel im Zentrum des Ventils heben und senken. Bei jedem Einspritztakt können dabei individuell gesteuert und dosiert fünf und mehr einzelne Kraftstoffportionen von minimal 1,0 Kubikmillimetern in die Zylinder eingebracht werden: Mit mehreren Piloteinspritzungen wird ein sanfter und gleichmässiger Anstieg des Verbrennungsdruckes ermöglicht – was das klassische "Dieselnageln" deutlich verringern wird. Die Haupteinspritzung dient der Erzeugung thermischer Energie, wobei man in bestimmten Betriebsbereichen mit einer geteilten Haupteinspritzung die Stickoxidemissionen deutlich reduzieren kann. Mehrere Nacheinspritzungen reduzieren die Rohemissionen und den Partikelaustritt und erleichtern die Regeneration ev. nachgeschalteter Partikelfilter. Mehrfacheinspritzung, hoher Druck und exakte Piezo-Aktorik sind die Schlüsseltechnologien, die es dem Dieselmotor ermöglichen, die strengen Grenzwerte künftiger Emissionsgesetze sicher zu erfüllen.

Das neue System, das nach bisheriger Planung zum Modelljahr 2006 erstmals in Serie gehen wird, arbeitet mit einem völlig neu gestalteten Injektor, der für deutlich höhere Drücke ausgelegt ist, einen grösseren Wirkungsgrad ermöglicht und die Vorzüge der Mehrfacheinspritzung noch effektiver ausnutzt. Gleichzeitig beansprucht er weniger Bauraum und ermöglicht konstante Präzision sowie hohe Betriebssicherheit über die gesamte Lebensdauer. Die Einhaltung der ab 2008 gültigen Grenzwerte nach Euro V können zahlreiche Modelle dank PCR3 vermutlich ohne Partikelfilter erreichen.

Herzstück der dritten PCR-Generation ist der neu konstruierte Injektor mit dem direkt in den Ventilschaft integrierten, deutlich verkleinerten Piezo-Aktor. Durch die veränderte Konstruktion und den Einsatz weiterentwickelter Materialien kann der Druck im System weiter gesteigert werden: Statt der ursprünglich 1350 bar der ersten oder der 1600 bar der zweiten Generation arbeitet Siemens VDO nun zu Gunsten einer höheren Leistungsausbeute und einer besseren Schadstoffbilanz mit einem Einspritzdruck von bis zu 1800 bar. Mittelfristig sind in diesem System sogar Drücke bis zu 2000 bar möglich.

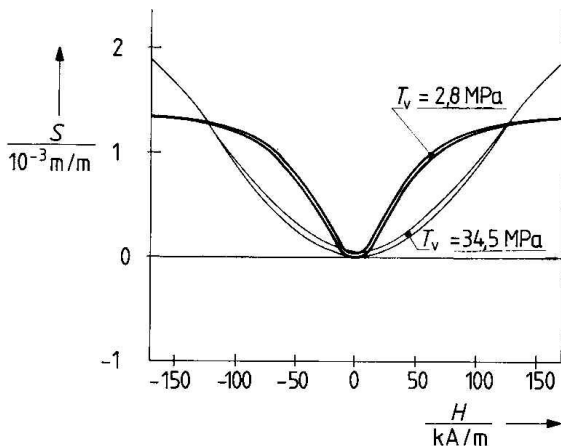
Die Produktion der neuen Injektoren-Generation beginnt nach bisheriger Planung innerhalb der nächsten zwei Jahre im Siemens VDO-Werk in Limbach-Oberfrohna (Sachsen). Dort wurden bereits mehr als drei Millionen Injektoren der zweiten Generation gefertigt.

5.3.4. Magnetostruktive Aktoren

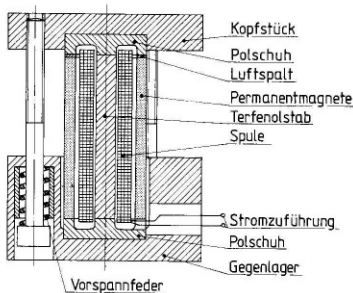
Magnetostruktive Konstante	d_{33}	$1,5 \cdot 10^{-8}$	V s/N
Permeabilitätszahl	$\frac{\mu_{33}^T}{\mu_0}$	9,3	
	$\frac{\mu_{33}^B}{\mu_0}$	4,5	
Elastizitätskonstante	s_{33}^H	$\cdot 10^{12}$	m ² /N
	s_{33}^B	$\cdot 10^{12}$	m ² /N
Elastizitätsmodul	c_{33}^H	$25 \dots 30 \cdot 10^3$	N/mm ²
	c_{33}^B	$50 \dots 55 \cdot 10^3$	N/mm ²
Kopplungsfaktor	k_{33}	$\dots 0,75$	
Spezif. elektr. Widerstand	ρ_{el}	$0,6 \cdot 10^{-6}$	$\Omega \cdot m$
Druckfestigkeit	T_t	700	N/mm ²
Zugfestigkeit	T_p	28	N/mm ²
Wärmeleitfähigkeit	λ	1100	W/m K
Spezif. Wärmekapazität	c_w	300...400	W s/kg K
Curie-Temperatur	ϑ_C	380	°C
Dichte	ρ	$9,25 \cdot 10^3$	kg/m ³

Kenndaten TERFENOL-D

Lieferform: Rundstäbe \varnothing 4 bis 50 mm
 Herstellung: Bridgeman-Verfahren (Kristallisation aus der Schmelze) und Schwebzone-Verfahren (Schmelzzone schwebt durch die Oberflächenspannung)



Kennlinienverläufe S(H) bei unterschiedlicher mechanischer Vorspannung



Kennwerte	
max. Last	500 N
max. Auslenkung *)	50 μ m
max. Strom	2 A
max. Erregung	50 kA/m
Abmessung des Wändlers	$\varnothing 60 \times 75$ mm
Abmessung des Terfenolstabes	$\varnothing 6,4 \times 50$ mm

*) bei höherer Last verändert sich die Auslenkung

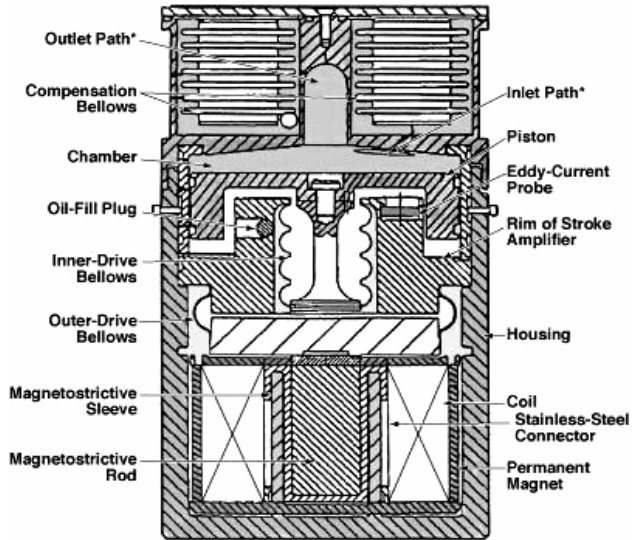
Prinzip eines magnetostruktiven Wandlers
 Von entscheidender Bedeutung für die Charakteristik ist die Wahl der mechanischen Vorspannung und der Vormagnetisierung mittels Permanentmagneten.

5.3.4.1. Werkstoff

Der magnetostruktive Effekt, der bei Legierungen mit den Bestandteilen Eisen, Nickel oder Kobalt Dehnungen im Bereich von 10 bis 30 μ m/m verursacht, erreicht in hochmagnetostruktiven Werkstoffen wie TERFENOL-D¹⁰ Werte bis 2000 μ m/m. Der Name steht für die Verbindung Tb_{0,3}Dy_{0,7}Fe₂. Die beiden ersten Silben stehen für Terbium und für Ferrum, die dritte erinnert an den Ort der Werkstoff-Entwicklung: Naval Ordnance Laboratory. Das D sagt aus, dass zur Minimierung der Anisotropieenergie das Element Dysprosium benutzt wird.

5.3.4.2. Anwendungen

- Unterwasser-Sonarsysteme
- Hochdruck-Einspritzventile
- Pumpen und Ventile



* Outlet and inlet paths include check valves not shown here.

Pumpe 30 ml/s, 5 psi, 25 W Inputleistung
 TERFENOL Stab: \varnothing 19 x 76 mm, Hub 50 μ m

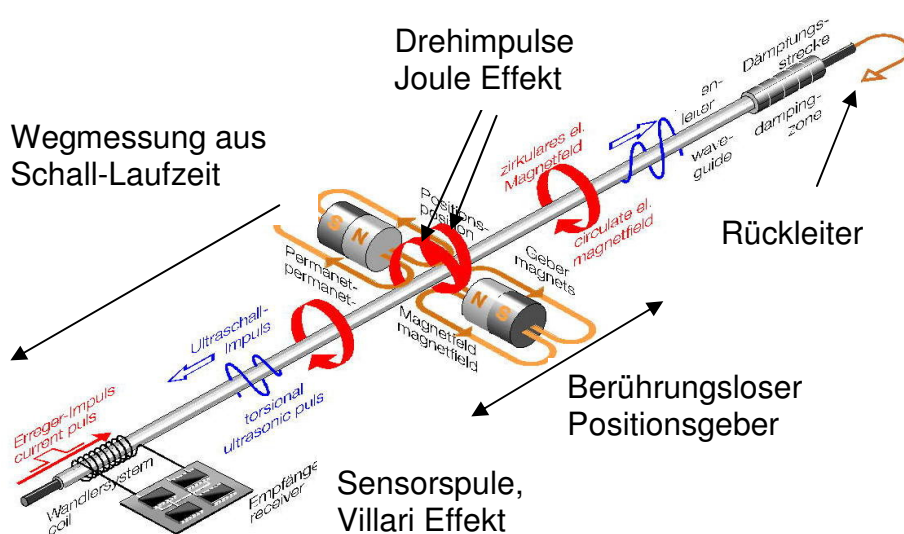
Vorteile:

- Grosse Kräfte bei hoher Steifigkeit
- Hoher Wirkungsgrad und Energiedichte
- Hohe Curie-Temperatur von 380 °C

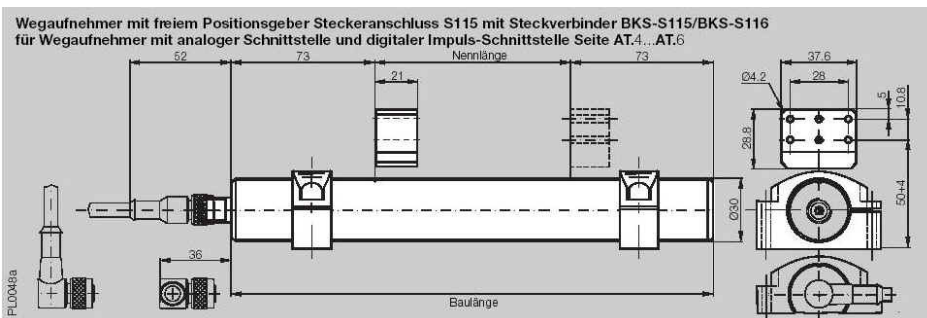
Nachteile:

- Teuer, schlecht verfügbar
- Starke magnetische Felder erforderlich

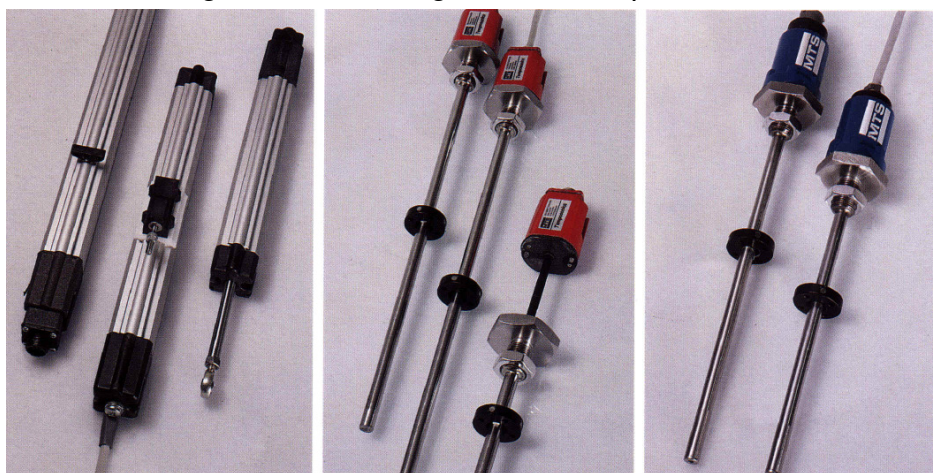
5.3.4.3. Magnetostruktiver Aktor als Wegsensor



Messprinzip magnetostruktiver Wegsensor



Micropulse AT Wegaufnehmer Balluff, Baureihe BTL6
Nennlänge 50 bis 1500 mm, Linearität < 0.04 % F.S.
Positioniermagnet seitlich mit grossem Luftspalt.



Temposonic-Wegsensoren MTS (Erfinder der magnetostruktiven Sensoren). Nennlängen bis 10 m, Auflösung 16 Bit / 25 μ m

Anwendung:

- Direkter, druckfester Einsatz in Hydraulikzylinder
- Positionierungsaufgaben mit Explosionsschutz-Auflagen

Das Messelement ist ein \varnothing 0.7 mm Rohr aus magnetostruktivem Material mit einem Innenleiter. Durch einen Stromimpuls wird ein zirkularer Magnetfeld-Impuls auf der ganzen Länge ausgelöst. An der zu messenden Position befindet sich ein Permanentmagnet, dessen Feldlinien rechtwinklig zum Impulsfeld verlaufen. An dieser Stelle entsteht nach J.P. Joule durch Torsion eine Schallwelle, die sich mit 2830 m/s (materialabhängig) auf beide Seiten ausbreitet. Die zur Sensorspule laufende Welle bewirkt nach E. Villari durch Formänderung eine Permeabilitätsänderung und löst damit einen Stromimpuls aus. Aus der Laufzeit kann der Ort des Positioniermagnets auf < 5 μ m genau ermittelt werden.

Vorteile:

- Absolutmessung
- Berührungslos
- Vibrationsfest bis 50 g
- Ex-geschützt
- F.S. Länge beliebig
- Auflösung < 0.005 %
- Linearität < 0.03 %
- Temp. -40 bis + 75 °C

Nachteile:

- Sampl.Rate < 1.5 kHz
- Externer Magnet kann Eisenstaub anziehen

5.4. Thermische und elektrochemische Aktoren

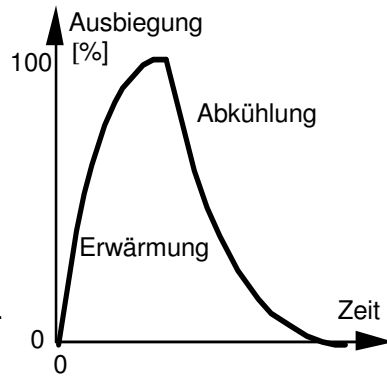
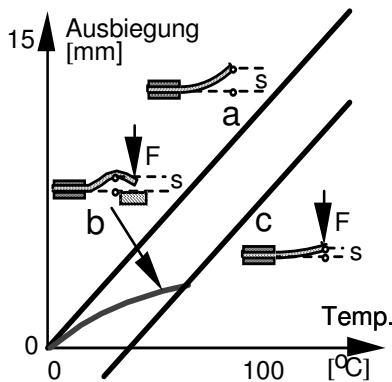
5.4.1. Kurzvergleich der verschiedenen Aktoren

Kriterium	Thermo- bimetalle	Memory- Legierungen	Dehnstoff- Elemente	Elektro- chemische
Aktor-Material	Eisen-Nickel-Legierungen	Nickel-Titan, CuZnAl, CuNiAl	Wachs, Paraffin, Silikonöl	Wasser, Luft, Ag/Pt-Elektroden
Steuer-grösse	Temperatur, einige Watt Heizleistung	Temperatur, 50-1000 mW Heizleistung	Temperatur, einige Watt Heizleistung	Strom für Elektrolyse, 1 – 4 A bei ca. 2V
Physi- kalischer Effekt	Unterschiedliche thermische Ausdehnung zweier Metalle	Verformung durch reversible Martensit-Austenit-Umwandlung	Volumenzunahme durch thermische Ausdehnung	Sauerstoff- oder Wasserstoff-Entwicklung
Bauformen	Streifen, Wendel U-Streifen, Spiralen, etc.	Drähte \varnothing 25 μ m-1.5 mm, Federn, Streifen, Balken	Zylinder mit Kolben, Dose mit Membran	Metallfaltbalg, Dose mit Membran
Kennlinie	linear	sprunghaft	quasilinear	nichtlinear
Reaktions-zeit	3 – 15 sec (gekühlt: <1sec)	1 – 2 sec (gekühlt: msec)	8 – 50 sec	20 – 50 sec
Max. Stell- wege	0.1 bis ca.10 mm	3 – 4 % der Drahtlänge	5 – 15 mm	0 – 5 mm
Max. Hub- oder Zugkraft	0.01 bis ca. 1 N	0.1 bis ca. 10 N	250 bis 1500 N	0 bis 250 N Druck < 4 bar
Hysterese	sehr klein	gross	gross	sehr gross
Reproduzier- barkeit	sehr gut	Anfangs- und Endpunkt gut	schlecht	schlecht
Temperatur- bereich	– 50 bis + 600°C	–150 bis +150°C Umwandlungs- intervall 10 – 30K	– 20 bis +120°C	vorwiegend Raumtemperatur (Gasgesetz)
Halteenergie	gross	mittel	gross	sehr gering
Zyklenzahl	>10 ⁶	10 ³ -10 ⁵ unter Last	abhängig von Dichtung	10 ⁴ -10 ⁶ , abh. von Dichtung
Kosten	sehr klein	mittel	klein	mittel

Bei den **thermischen Aktoren** liegt der Energie-Umsetzungs-Wirkungsgrad weit unter einem Prozent. Das mechanische Leistungs-Gewicht-Verhältnis hingegen ist beachtlich, z. B. werden bei NiTi-Memory-Drähten bis zu 250 W/kg erreicht!

Bei den **elektrochemischen Aktoren** werden Wirkungsgrade bis ca. 0.8 % erzielt. Alle diese Aktoren bestechen durch Einfachheit und Geräuschlosigkeit.

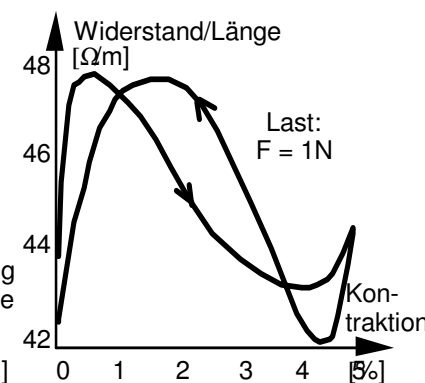
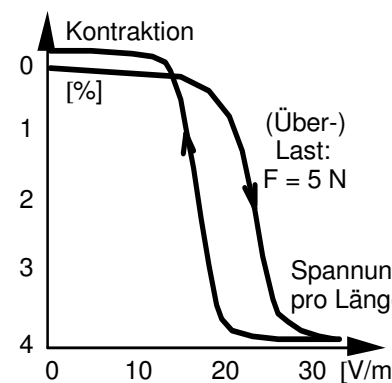
5.4.2. Kennlinien-Vergleiche



Thermobimetal

Links: Ausbiegung eines Streifens von 1 mm Dicke, 10 mm Breite und 100 mm freier Länge.

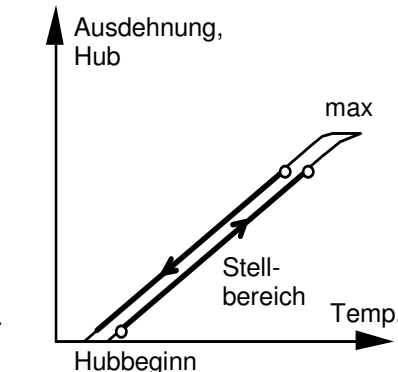
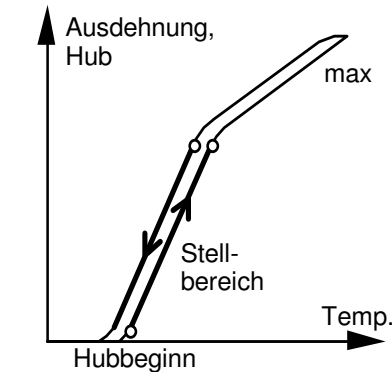
a: ohne Belastung, frei
 b: 3 N-Belastung, aufgestützt
 c: 3 N-Belastung, frei
 Rechts: Zeiteffekt



Memory-Legierung

NiTi-Draht Ø 0.156 mm
 Links: Kontraktion bei 250 % der Nennlast in Funktion der Steuerspannung

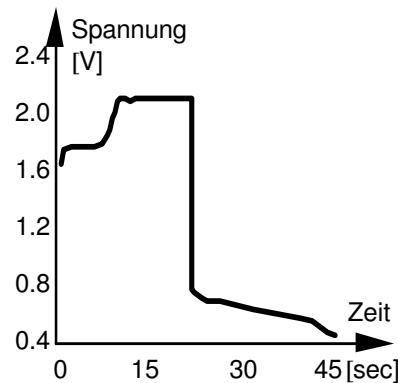
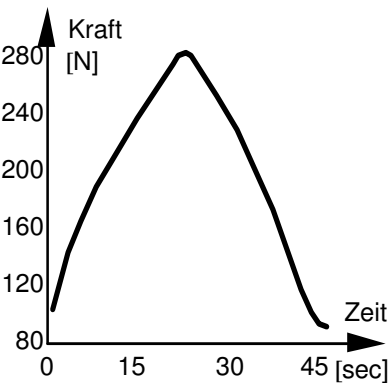
Rechts: Widerstand/Länge in Funktion der Kontraktion (Sensorfunktion, ev. zur Rückmeldung geeignet)



Dehnstoff-Element

Links: **Kohlenwasserstoffe**, grosse Volumenzunahme im Schmelzbereich (Temperaturbereich ca. 15 K), danach flüssige Phase

Rechts: **flüssige Dehnstoffe**, grösserer linearer Regelbereich, aber kleinerer spezifischer Hub



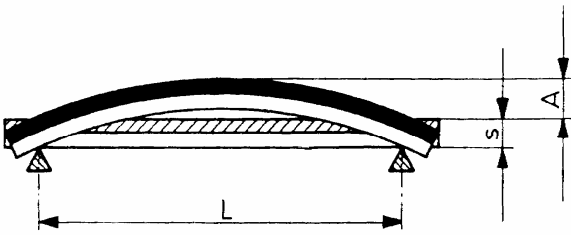
Elektrochemischer Aktor

Elektroden: Ag und C/Pt mit 20 cm² Fläche, alkalischer Elektrolyt, H₂-Erzeugung
 Krafterzeugung: Strom 1–4A
 Krafthaltung: stromlos
 Rückstellung: Kurzschluss

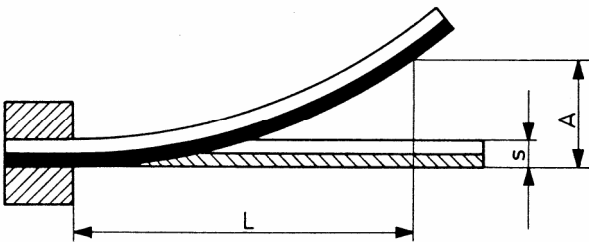
Links: Kraftverlauf bei Konstantstrom

Rechts: Spannungsverlauf bei Konstantstrom

5.4.3. Thermobimetalle



Ausbiegung eines beidseitig abgestützten Thermobimetallstreifens



Ausbiegung eines einseitig eingespannten Thermobimetallstreifens

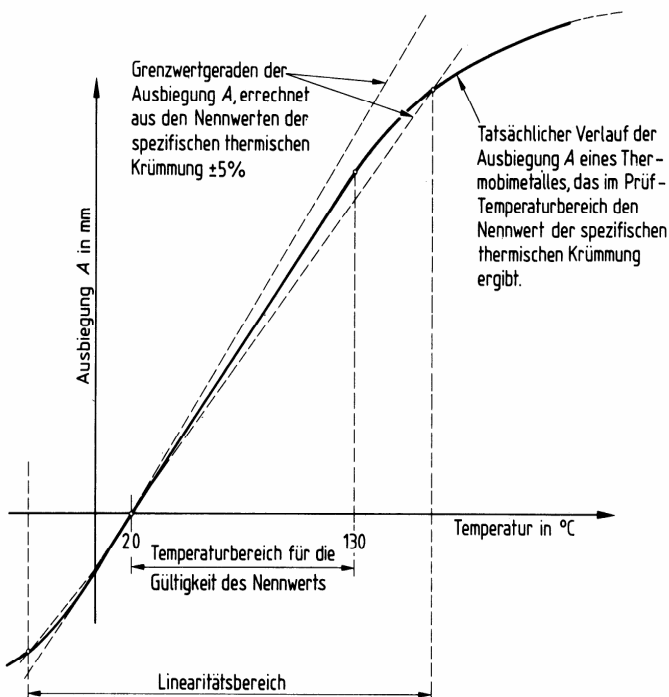


Bild 10
Schematische Darstellung der Ausbiegungskurve eines Thermobimetalls

Ausbiegungskurve eines Thermobimetalls

5.4.3.1. Physikalischer Effekt

Thermobimetalle sind Schichtverbundwerkstoffe aus mindestens zwei Komponenten mit unterschiedlichen Wärmeausdehnungskoeffizienten.

Bei Erwärmung dehnt sich die **aktive** Komponente ($TK > 15 \cdot 10^{-6}/K$) etwas mehr aus als die sogenannte **passive** Komponente ($TK < 5 \cdot 10^{-6}/K$).

Die inneren Spannungen führen zur Ausbiegung **A** mit Krümmungsradius **r**.

Für $A \leq 0.05L$ gilt die Näherungsformel für die **spezifische Krümmung k**:

$$k = \frac{8As}{L^2 \Delta T}$$

Damit lässt sich die Krümmung **K** (oder der Krümmungsradius **r**) für einen Streifen der Dicke **s** berechnen:

$$K = \frac{1}{r} = k \frac{\Delta T}{s}$$

Das wirtschaftlich und technisch günstigste der Standard-Thermobimetalle ist TB 1577. Die aktive Komponente ist eine Eisen-Nickel-Mangan-Legierung (FeNi20Mn6), die passive besteht aus Invar (FeNi 36).

Die Kennwerte des Standard-Thermobimetalls TB 1577 (DIN 1715) lauten:

Spezif. Krümmung k:	$28.5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$
Spezif. Ausbiegung A:	$15.5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$
Linearitätsbereich:	-20 bis +150°C
Anwendungsgrenze:	450°C
Dichte:	$8.1 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$
Elastizitätsmodul:	$1.7 \cdot 10^5 \text{ N/mm}^2$
Zuläs. Biegespan.:	200 N/mm ²
Wärmeleitfähigkeit:	13 W/m K
Spezif. Wärmekapaz.:	460 W s/kg K
Spezif. el. Widerstand:	$0.78 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega\text{m}$

5.4.3.2. Einsatzbeispiele von Thermobimetallen

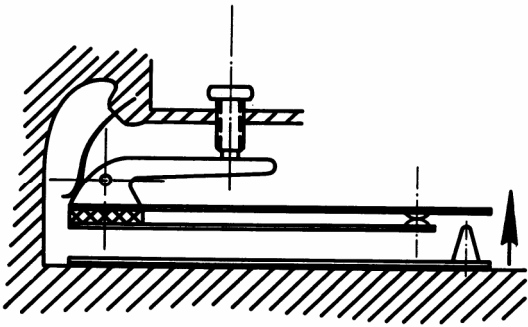
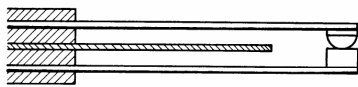
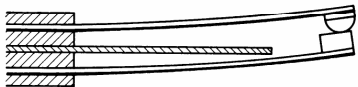


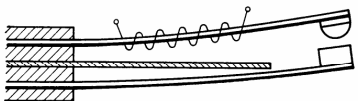
Bild 22: Temperaturregler



a) Ruhelage



b) durch Umgebungstemperatur erwärmt



c) Arbeitsbimetall elektrisch beheizt

Bild 23: Temperaturkompensation

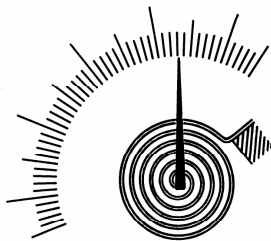


Bild 34 Thermobimetallspirale als Thermometer

Bild 35 Wendel für Tauchthermometer

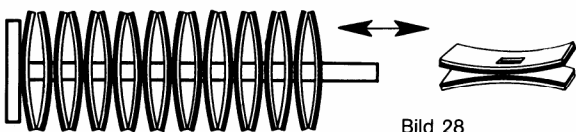


Bild 28 Paket aus beiderseitig abgestützten Streifen

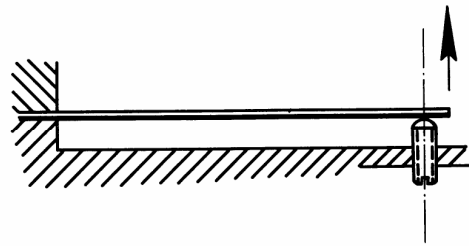


Bild 21a: Einfacher elektrischer Temperaturbegrenzer



Bild 21b: Temperaturbegrenzer mit Stellglied

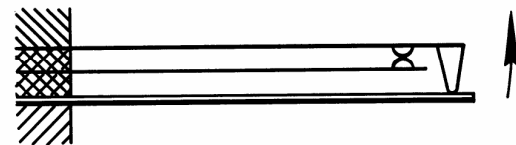


Bild 21c: Temperaturbegrenzer mit elektrisch getrennter Kontaktgabe

Bild 24 Impulsgeber

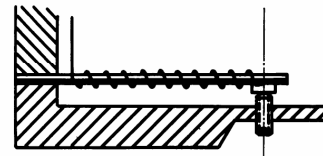


Bild 25 Verzögerungsrelais

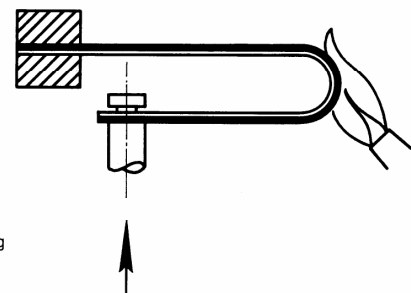
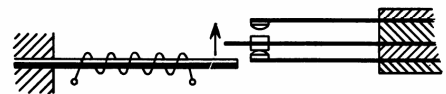
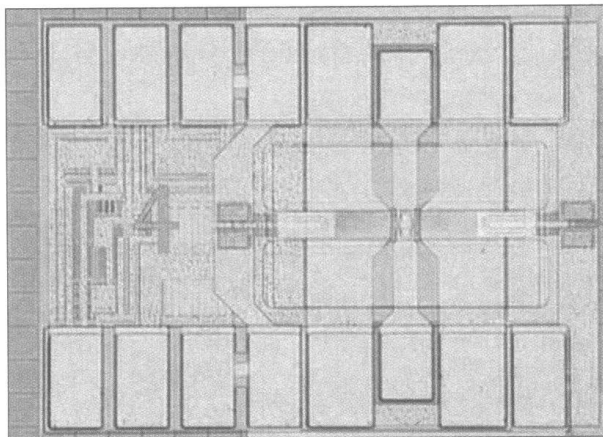
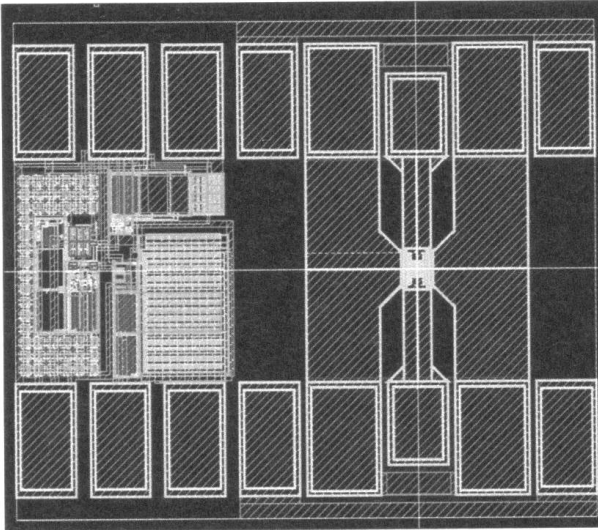


Bild 29 Zündflammersicherung

5.4.3.3. Thermobimetalle in MEMS



Der HF-Schalter auf MEMS-Basis lässt sich auf einen Chip, der in dem Standard-ST-Prozess BiCMOS7 hergestellt wurde, nach einer abschließenden Metallisierungslage aufbringen („Above IC“-Integration). oben) Layout; unten) Chip-Implementierung.

Prototyp eines MEMS-HF-Relais

Oben links: Steuerschaltung BiCMOS

Oben rechts: Kontaktschiene

Unten rechts: Beidseitig abgestützter

Thermobimetall-Stab $400 \times 50 \mu\text{m}$

mit einer Ausbiegung von $3 \mu\text{m}$

Der MEMS Schalter wird als Aufsatz auf dem Chip produziert, nachdem sämtliche CMOS-Fertigungsschritte abgeschlossen sind. Spezielle Bondungsverfahren sind somit nicht erforderlich.

Als Beispiel von Thermobimetallen in MEMS (Micro-Electro-Mechanical System) und von SoC (System on Chip) wird hier ein HF-Relais von STMicroelectronics gezeigt, das zurzeit von CEA-LETI im ST-Werk Croles 1 in Frankreich entwickelt wird.

Das bewegliche Element des Schalters besteht aus einem $400 \times 50 \mu\text{m}$ grossen und an beiden Enden befestigten Stab aus Siliziumnitrid. Der Stab umfasst Heizwiderstände aus Titannitrid, elektrostatische Halteelektroden und je einen Aluminiumblock an jedem Ende.

Thermische Ausbiegung:

Durch elektrische Erwärmung biegt sich der Stab aufgrund der unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten von Aluminium und Siliziumnitrid bis er mit einem Goldhocker der HF-Leitung in Kontakt kommt.

Elektrostatische Haltung:

Sobald der Schalter eingeschaltet ist, wird eine Spannung an die Halteelektroden gelegt, die eine elektrostatische Kraft erzeugt, die den Stab auch ohne Heizung in der erreichten Stellung hält.

Vorläufige technische Daten:

Thermobimetall:	Siliziumnitrid/Aluminium
Kontaktabstand:	$3 \mu\text{m}$
Heizenergie:	2 V, 20 mA, 0.2 msec ($8 \mu\text{J}$)
Haltespannung:	15 V (geplant 10 V)
Schaltzyklen:	10^9 (erste Versuche)
Einfügedämpfung:	0.15 dB @ 2 GHz
Isolation:	57 dB @ 2 GHz

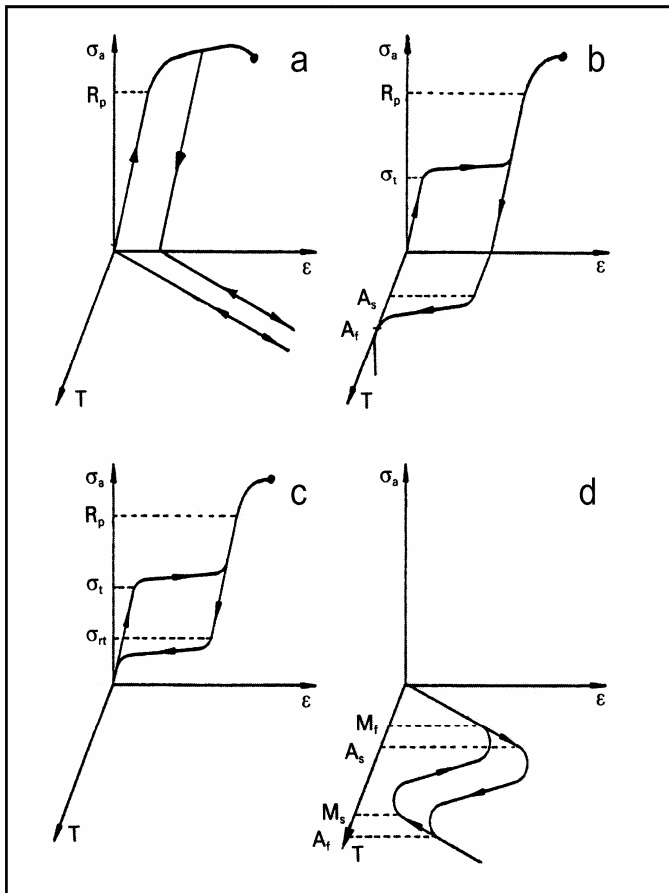
Vorteil:

- kleine Versorgungsspannung
- geringe Schalt- und Halteleistung

Anwendung:

HF-Relais für Mobiltelefon, 2 GHz Bereich

5.4.4. Shape Memory-Legierungen



Spannungs-Dehnungs-Temperatur-Diagramme

5.4.4.1. Physikalischer Effekt

Eine **Shape Memory-Legierung** (Formgedächtnis-Legierung) bildet in Abhängigkeit der Temperatur und/oder einer mechanischen Spannung zwei Kristallstrukturen (**Austenit**, **Martensit**) unterschiedlicher **Packungsdichte**.

Die Zusammenhänge können in Form von dreidimensionalen Spannungs-Dehnungs-Temperatur-Diagrammen (σ - ϵ -T) anschaulich dargestellt werden.

a: **Normales Werkstoffverhalten**

b: **Einwegeffekt**

Eine grosse bleibende Verformung geht bei Erwärmung um wenige Grad Celsius vollständig zurück.

c: **Pseudoelastizität**

Ein gummiartiges Verhalten bewirkt, dass nahezu konstante Kräfte auch über sehr grosse Verformungswege ausgeübt werden.

d: **Zweiwegeffekt**

Das Metall erinnert sich scheinbar an vorher eingeprägte Formen und nimmt diese durch Erwärmen und Abkühlen abwechselnd ein.

Kennwerte von Memory-Legierungen

Kriterium	Einheit	NiTi	CuZnAl	CuNiAl
Max. Einwegeffekt	[%]	8	4	5
Max. Zweiwegeffekt	[%]	5	1	1.2
Max. A_s -Temp.	[°C]	120	120	170
Überhitzbar bis	[°C]	400	160	300
Bruchdehnung	[%]	40-50	10-15	5-6
Zugfestigkeit	[10^3 N/mm ²]	0.8-1.0	0.4-0.7	0.7-0.8
Spezif. Widerst.	[10^{-6} Ω m]	0.65-1.0	0.08-0.13	0.11-0.14
Dichte	[10^3 kg/m ³]	6.4-6.5	7.8-8.0	7.1-7.2

NiTi-Drähte Flexinol (4% Kontraktion, 70°C A_s)

draht \varnothing	Wid/Länge.	Kraft	Strom	Abkühlzeit
[Inch]	[Ω /Inch]	[N]	[mA]	[s]
0.001	45.0	0.07	20	0.1
0.002	13.0	0.35	50	0.3
0.003	4.3	0.8	100	0.5
0.004	3.8	1.5	180	0.8
0.005	1.7	2.3	250	1.6
0.006	1.25	3.3	400	2.0
0.008	0.8	5.9	610	3.5
0.010	0.5	9.3	1000	5.5

5.4.4.2. Werkstoffe

Die technisch interessantesten, kommerziell verfügbaren Memory-Metalle basieren auf Nickel-Titan, daneben sind mehr als 12 andere Legierungen genau untersucht worden.

Aus eigenen Erfahrungen mit NiTi-Drähten treten folgende Probleme auf:

- Die **Stabilität** des Memory-Effektes ist stark von der Legierungs- und Fertigungsqualität abhängig.
- Nach längerer Ruhezeit sind mehrere **Bewegungszyklen** notwendig, um wieder die volle Kontraktion und Extension zu erreichen.
- Die **Betriebskraft** soll 25 bis 80 % der Nennkraft betragen, damit die volle Rückstellung und andererseits keine vorzeitige Ermüdung auftritt.

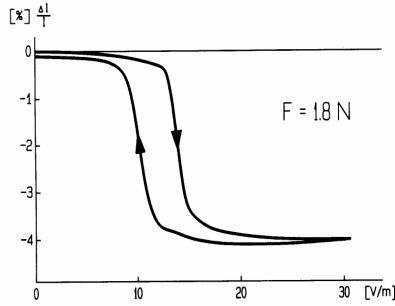


Fig. 4. Contraction vs. voltage at a load of 1.8 N for a standard NiTi wire.

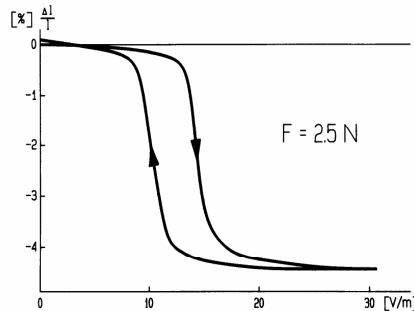


Fig. 5. Contraction vs. voltage at a load of 2.5 N for a standard NiTi wire.

Kontraktionsmessung an NiTi-Drähten

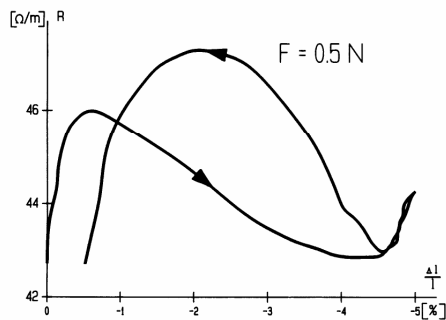


Fig. 11. Resistivity vs. contraction at a load of 0.5 N during slowly changing ambient temperature between 25° and 170°C for a trained NiTi wire.

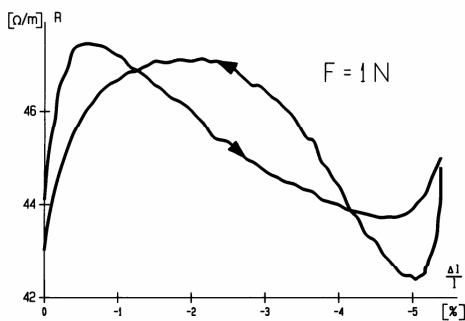


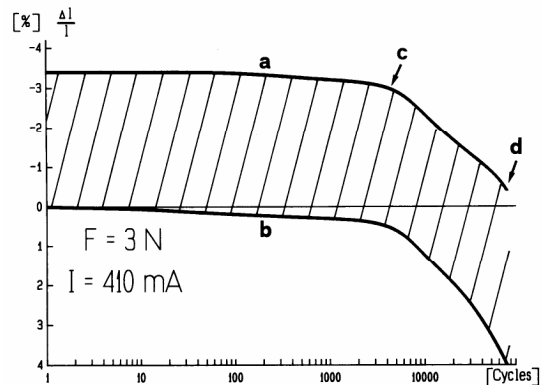
Fig. 12. Resistivity vs. contraction at a load of 1 N during slowly changing ambient temperature between 25° and 170°C for a trained NiTi wire.

Sensoreigenschaften von NiTi-Drähten
 Spezifischer Widerstand versus Kontraktion im Temperaturintervall von 25 bis 170°C

5.4.4.3. Messungen an NiTi-Drähten von 0.156 mm Ø

Unter dem Handelsnamen BioMetal ist von der Firma Toki ein NiTi-Draht von 0.156 mm Durchmesser erhältlich. Nach Werkangaben soll eine Betriebskraft von 2 N bei 300 mA und über eine Million Lastspiele erreicht werden.

Unsere Untersuchungen ergaben, dass bei Nennlast nach 1800 – 50 000 Zyklen eine remanente Verlängerung und nach 23 000–260 000 Zyklen ein Bruch auftritt.



Ausdauerstest bei 50 % Überlast
 a: Kontraktion b: Extension d: Bruch

Besondere Eigenschaften

Bei der Kontraktion des NiTi-Drahtes vergrößert sich sein Durchmesser. Dies hat zwei Konsequenzen:

- Befestigung

Crimpen ist die beste Methode um einen NiTi-Draht in einem Gerät zu befestigen. **Löten** und Kleben sind **nicht geeignet**, weil sich der Draht mit der Zeit herausarbeitet.

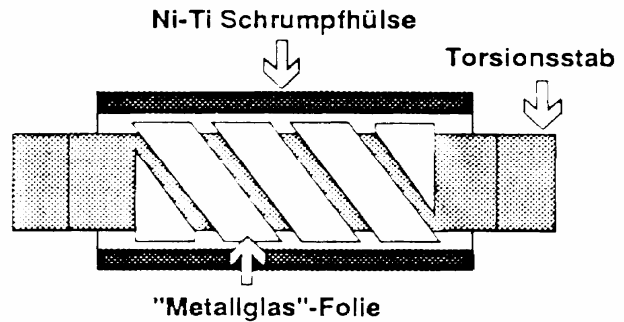
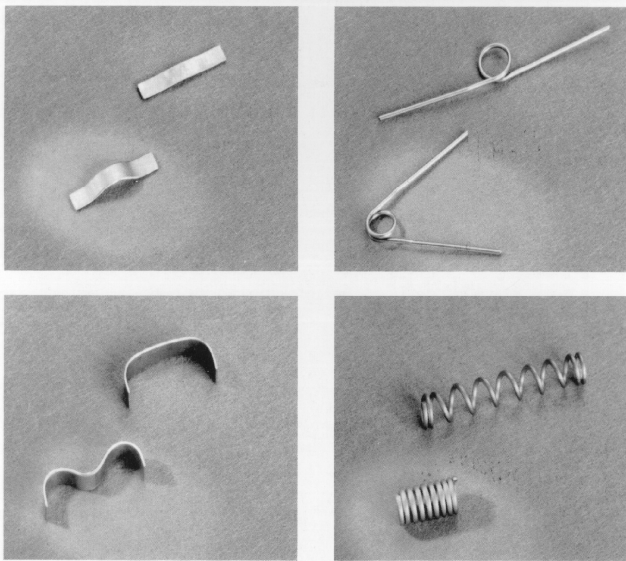
- Sensoreigenschaften

Durch die Kontraktion erniedrigt sich der Widerstand. Aus den Diagrammen ist ersichtlich, dass die Widerstandskurve Wendepunkte aufweist und eine starke Hysterese auftritt. Weiter hängt der Widerstand von der Betriebslast ab.

Diese Sensoreigenschaften können für eine **grobe Kontraktions-/Extensions-Überwachung** eingesetzt werden.

Für einen **geregelten linearen Aktorbetrieb** hingegen sind zusätzliche Weg- und Temperatursensoren erforderlich.

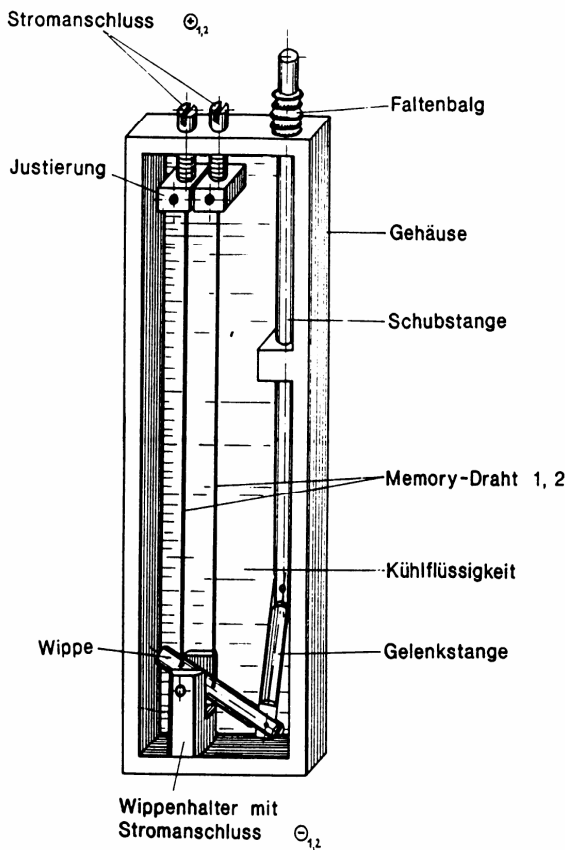
5.4.4.4. Bauformen und Einsatzbeispiele von Shape Memory-Legierungen



Schrumpfhülsen und -Ringe

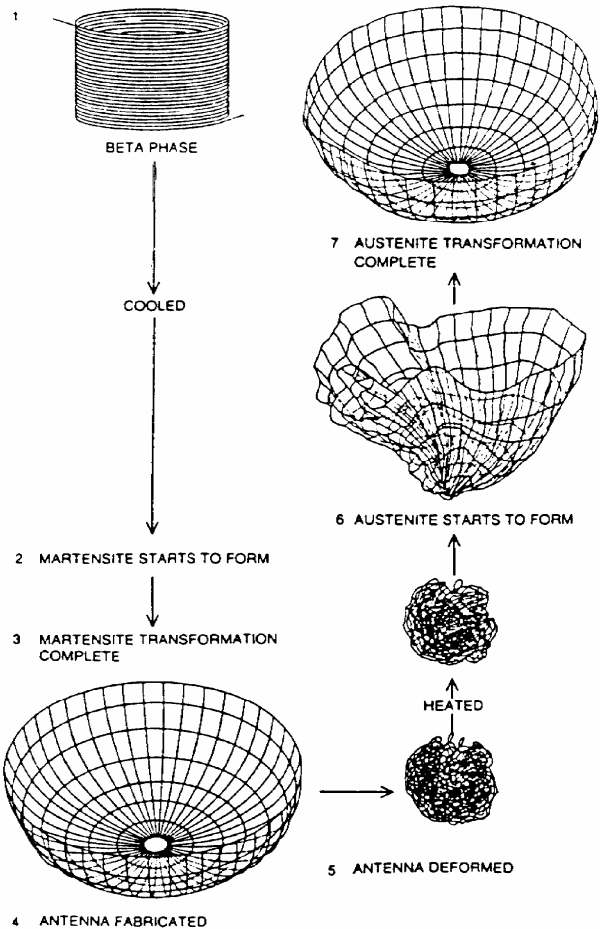
- Befestigung von Torsionsstäben
- Hochdruck-Rohrverbinder ≤ 350 bar (seit 1968 im Flugzeugbau)
- Unterwasser-Gasleitungen seit 1977
- Abschirmungs-Befestigung an hochbeanspruchten Steckverbindungen

Beispiele von Memory-Legierungen (Werkbild A.M.T.)



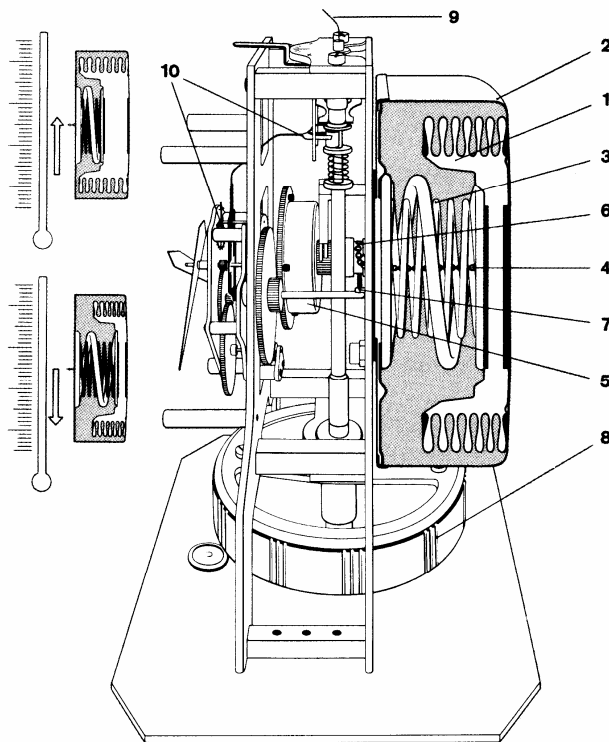
MEMAC Memory Actuator

Bistabil, mit zwei abwechselungsweise kurzzeitig aktivierten NiTi-Drähten



Zusammenlegbare Richtantenne (Goodyear Aerospace Corp.)

5.4.5. Dehnstoff-Elemente



Atmos, die Uhr die von der Luft lebt

- 1: Expansionskammer mit Gas-/Flüssigkeits-Gemisch
- 2: Messingbüchse mit Faltenbalg
- 3: Zug-/Druckfeder-Kombination für Kraftausgleich
- 4: Kettchen für Kraftübertragung auf Trommel
- 5: Antriebsfeder mit Klinkensperre
- 6: Aufzugstrommel mit Klinkensperre
- 7: Rückzugsfeder für Kettchen
- 8: Unruh für zwei Halbschwingungen pro Minute
- 9: Elinvar-Draht als Torsionsfeder
- 10: Ankerhemmung

5.4.5.1. Physikalischer Effekt

Bei Dehnstoff-Elementen wird die starke Volumen-Temperaturabhängigkeit von festen und flüssigen Stoffen mit grossen Wärmeausdehnungskoeffizienten genutzt. Eine mit wachsender Temperatur auftretende Volumenzunahme wird mit konstruktiven Mitteln in die Hubbewegung eines Arbeitskolbens umgesetzt.

Die Rückbewegung des Kolbens bei Temperaturabnahme wird meistens durch ein Federelement unterstützt.

5.4.5.2. Dehnstoffe

a: Kohlenwasserstoffe

Wachs und Paraffin zeigen im Schmelzbereich innerhalb ca. 15 K eine höhere Volumenzunahme als in der anschließenden flüssigen Phase.

b: Flüssige Dehnstoffe

Silikonöl z. B. weist einen grösseren linearen Regelbereich, aber einen kleineren spezifischen Hub auf.

c: Phasenübergang Flüssig/Gas

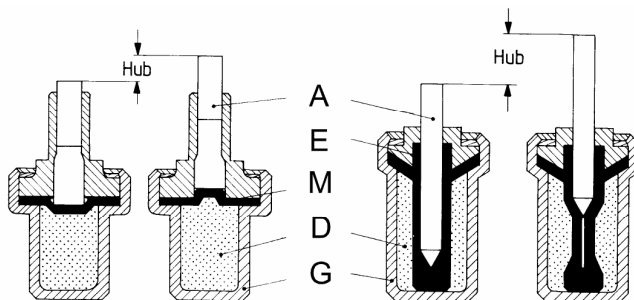
Hier werden grosse Volumenänderungen bei geringem Druck erzeugt, z. B. für Antriebe von Klappen bei Gewächshäusern.

5.4.5.3. Beispiel Atmos-Uhr

Bei der 1928 konstruierten Atmos-Uhr wird bei einer Temperaturabnahme von **einem Grad** die Antriebsfeder für eine Gangreserve von **zwei Tagen** aufgezogen!

Nach Werkangaben beträgt die benötigte Antriebsleistung nur 0.25 μ W.

Kommerzielle Dehnstoff-Elemente



M: Membran

E: Elastomereinsatz

A: Arbeitskolben, D: Dehnstoff, G: Gehäuse

Dehnstoff-Elemente weisen meist eine Hubübersetzung auf. Mit der Membran **M** können Dehnstoff-Elemente mit kleiner Bauhöhe, mit einem hutförmigen Elastomereinsatz **E** grosse Hübe bei gleichzeitig grosser Last hergestellt werden.

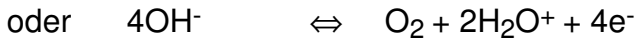
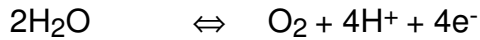
Technische Daten:

Arbeitstemp. bereich:	- 20 bis + 120° C
Hub im Stellbereich:	5 bis 15 mm
Max. Hub:	6 bis 25 mm
Max. Stellkraft:	150 bis 1500 N
Reaktionszeit:	8 bis 50 sec

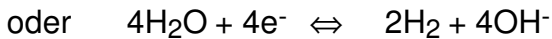
5.4.6. Elektrochemische Aktoren

Brennstoffzellenreaktion

Positive Elektrode:

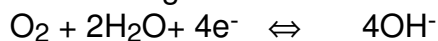


Negative Elektrode:



Sauerstoffpumpe

Luftkathode mit Gegenreaktion:

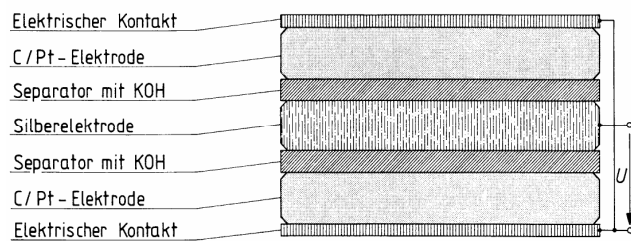


Festkörperreaktion

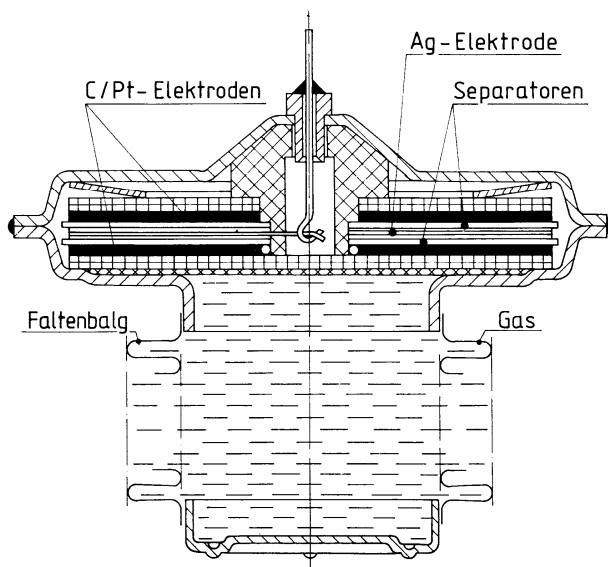
Silberelektrode:



Gegenelektrode C/Pt:



Elektrochemische Festkörperzelle



Elektrochemischer Festkörperaktor

5.4.6.1. Physikalisches Prinzip

Das physikalische Prinzip des elektrochemischen Aktors beruht auf einer Gasentwicklung, die beim Anlegen einer kleinen Gleichspannung einsetzt; dabei wird in einem geschlossenen System Druck aufgebaut. Durch Umpolen oder Kurzschluss geschieht der Druckabbau.

5.4.6.2. Reaktionsbeispiele

Brennstoffzellen (langsam)

Durch Elektrolyse wird Wasserstoffgas gebildet. Die Rückreaktion bei Kurzschluss setzt H_2 wieder zu Wasser um.

Sauerstoffpumpe (sehr langsam)

Hier wird Sauerstoff bei geringem Potential umgesetzt. Dies bedeutet bei Druckaufbau Transport von O_2 aus der Luft über die Flüssigkeitsphase in den Druckraum. Bei der Rückreaktion wird O_2 wieder an die Luft abgegeben. Aufgrund dieser Funktionsweise muss das System einseitig offen sein.

Festkörperreaktion (relativ schnell)

Hier findet eine Reaktion einer Silberelektrode mit einem alkalischen Elektrolyt statt. Beim Druckaufbau entsteht an der Gegenelektrode Wasserstoff, während das Silber oxidiert wird.

5.4.6.3. Ausführungsbeispiel mit Festkörperelektroden

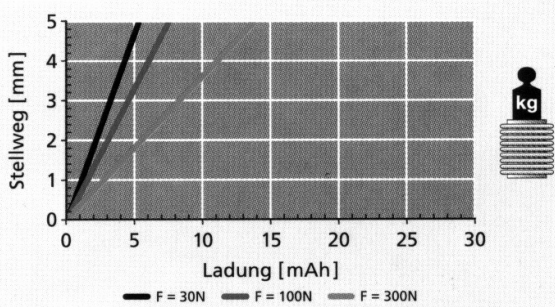
Die Metall-Faltenbalgelemente sind aus Ni-Cr-Mo-Stahl gefertigt und sind für einen Innendruck von 4 bar ausgelegt.

- Elektroden: Silberdrahtgewebe 20 cm², 3 Gramm und Kohle/Platin
- Elektrolyt: Separator mit KOH
- Treibspannung: 2.2 V
- Rückstellung mit Energienutzung: 0.8 V
- Stellgeschwind.: 0.1 mm/sec
- Maximale Kraft: 240 N
- Maximaler Hub: 4 mm
- Anzahl Zyklen: > 10 000

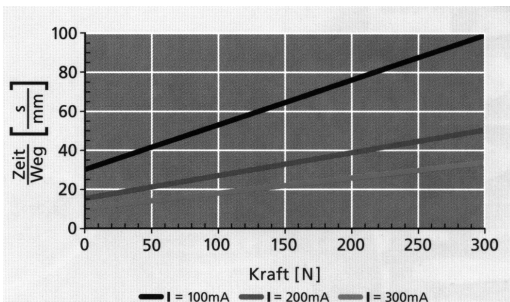
5.4.6.4. Technische Daten eines kommerziell verfügbaren elektrochemischen Aktors



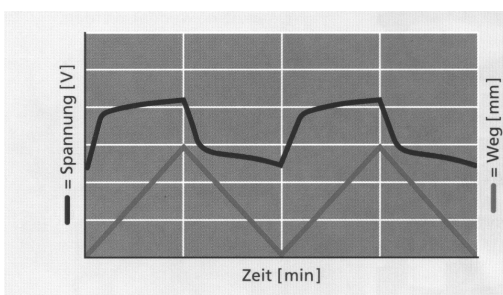
Elektromechanischer Aktor ECA



Stellweg versus Ladung und Kraft



Stellzeit versus Kraft und Strom



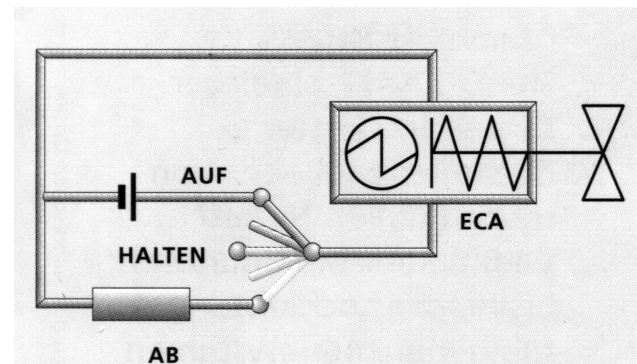
Spannungsverlauf bei Konstantstrom

Technische Daten

Der vorliegende Aktor besteht aus einem Faltenbalg mit mehreren in Serie geschalteten Festkörperzellen

- Durchmesser: 37 mm
- Höhe: 30 mm
- Maximaler Hub: bis 5 mm
- Hubkraft: bis 300 N
- Stellzeit: ca. 60 Sekunden
- Steuerspannung: 12 V (DC)
- Betriebsstrom: bis 300 mA
- Einsatztemperatur: -5 bis +60 °C
- Lagertemperatur: -30 bis +80 °C
- Gewicht: ca. 39 g
- Lebensdauer: > 100 000 Zyklen
- Hubstabilität: > 97% / 240h

Einsatzbeispiel



Schalbild einer Ventilsteuerung

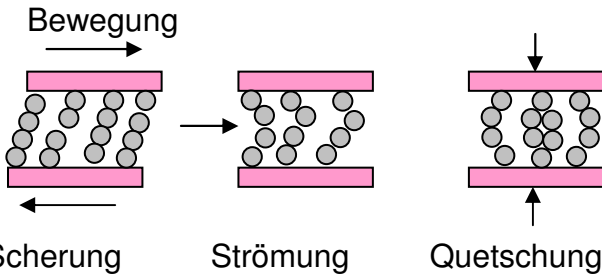
Vorteile:

- Geringer Energiebedarf
- Keine Haltenergie erforderlich
- Rückgewinnung der elektrischen Energie, funktioniert wie ein Akkumulator mit einer Anzeige des Energieinhaltes
- Keine bewegten Teile
- Geräuschloser Betrieb

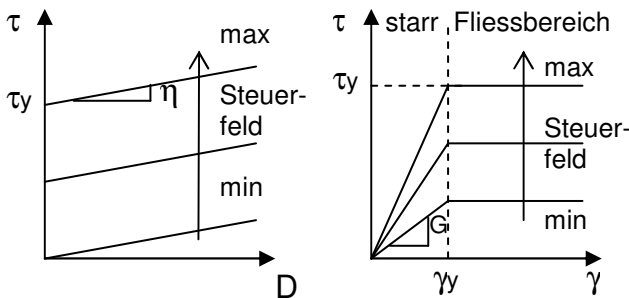
Nachteile:

- Relativ langsam
- Dichtungsprobleme (Gasverlust bei extremer Langzeitanwendung)
- Stellweg hängt von Gegenkraft ab, gegebenenfalls Wegerfassung notwendig
- Begrenzter Maximalhub

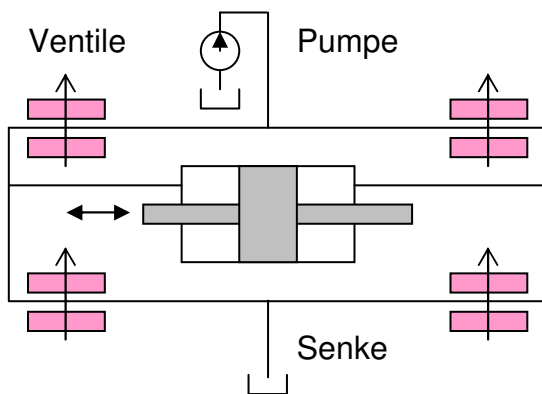
5.5. Elektro- und Magneto-Rheologische Flüssigkeiten



Beim Anlegen eines Feldes bilden die Feststoffteilchen aneinander haftende Ketten.



Fließkurve und Schubspannungsdiagramm bei idealen ERF/MRF Flüssigkeiten. (Scherrate $D = dv_x/dy$, Einheit 1/s, siehe Lit.) Unter Feldeinfluss kann eine Strömung bis zu einem bestimmten Differenzdruck aufgehalten werden, ohne Feld setzt die Strömung ein.



Doppeltwirkender Hydraulikzylinder mit in Brücke geschalteten ERF Proportionalventilen. Die Antriebsenergie stammt von der Hydraulikpumpe, die Steuerung geschieht durch die Ventile mit einer Schaltzeit von < 1 msec. Damit wird eine hohe Dynamik erzielt.

5.5.1. Physikalisches Prinzip

Suspensionen aus einer Trägerflüssigkeit mit dispergierten polarisierbaren resp. magnetisierbaren Feststoffteilchen zeigen beim Anlegen eines elektrischen (ERF) resp. magnetischen Feldes (MRF) eine deutliche Viskositätszunahme.

Dieser Effekt tritt nur in **schmalen** Spalten bis 1.6 mm Breite deutlich auf.

Eine ideale ERF/MRF Suspension verhält sich ohne Feldeinfluss wie eine Newtonsche Flüssigkeit, d.h. die **Schubspannung τ** hängt **linear** von der **Scherrate D** ab, wobei der Proportionalitätsfaktor η als dynamische Viskosität bezeichnet wird.

Nach Anlegen eines Feldes **erstarrt** sie und beginnt erst wieder zu fließen, wenn die **Grenzschubspannung τ_y** überwunden ist. Vor dem Erreichen der **Fließgrenze** nimmt die Schubspannung τ proportional mit dem Deformationswinkel γ zu und die ideale Suspension verhält sich wie ein **Festkörper** mit Schubmodul G.

Nach dem Überwinden der Fließgrenze entsteht zunächst eine eindimensionale laminare Strömung. Das Fließverhalten wird durch den sog. Bingham-Körper beschrieben, bei dem die Fließgrenze τ_y mit wachsender Feldstärke zunimmt:

$$ERF : \tau(E, D) = \tau_y(E) + \eta D$$

$$MRF : \tau(H, D) = \tau_y(H) + \eta D$$

Bei steigender Strömungsgeschwindigkeit entsteht eine turbulente Strömung. Bei entsprechender Dimensionierung kann dieser Effekt zur völligen Verschliessung des Spaltes genutzt werden.

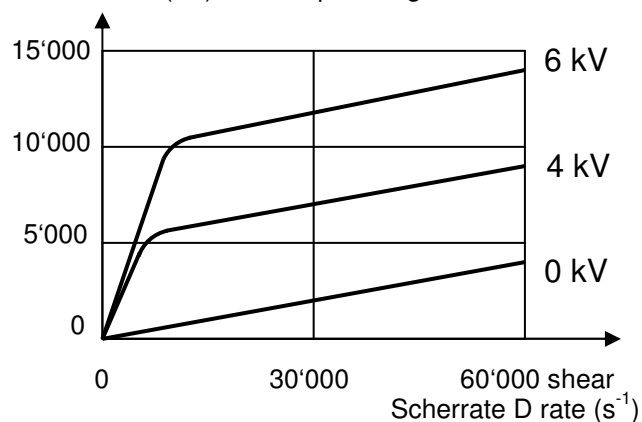
5.5.2. Anwendungsbeispiele

Neben Hydraulikantrieben sind adaptive Dämpfungssysteme (z.B. für Fahrzeuge) und Drehkupplungen für elektrisch steuerbare Bremsmomente realisierbar.

5.5.3. Moderne, verfügbare ERF und MRF

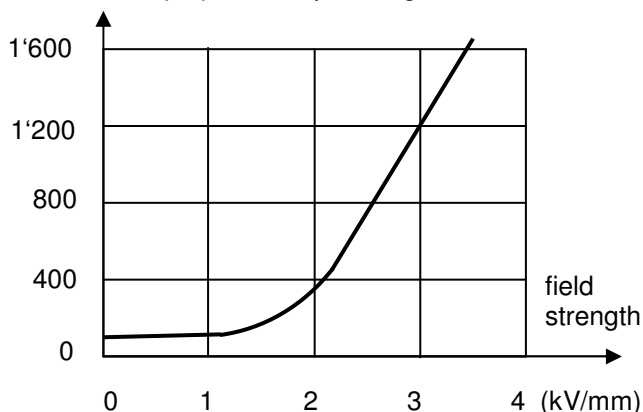
Electrorheological effect

shear stress (Pa), Schubspannung τ



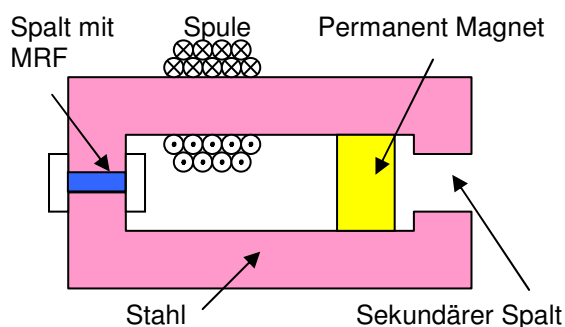
Control characteristics

shear stress (Pa), Schubspannung τ



ERF-Daten von Fluidicon: - 40°C bis 150°C

Density (20°C, DIN 51757)	1.041g/cm ³
Volume expansion coefficient	82 · 10 ⁻⁵ K ⁻¹
Solidification point (ISO 3016)	< 60°C
Boiling point (DIN 53171)	180°C
Flash point (DIN 51758)	118°C (Flammpunkt)
Ignition temp. (DIN 51794)	435°C



MRF-Beispiel von Lord: Ventil ohne Haltestrom, Öffnung bei Power-on, - 40°C bis 150°C

Frühere ERF und (MRF) zeigten Probleme, die für einen praktischen Einsatz sehr ungünstig waren. Grundsätzlich handelt es sich um Suspensionen einer nichtpolaren (nichtmagnetischen) Trägerflüssigkeit mit geringer elektrischer Leitfähigkeit wie z.B. Paraffine und Silikonöle, in die polarisierte (weichmagnetische) Feststoffteilchen von 4 bis 11µm (resp. 0.01µm bis 100µm) dispergiert sind. Erst durch Kapselung der Feststoffteilchen und Angleichung der spezifischen Dichte an die Dichte der Trägerflüssigkeit konnten folgende Anforderungen zumindest annähernd erfüllt werden:

- Gute Alterungsstabilität
- hoher reproduzierbarer Effekt
- keine Abrasivität der dispergierten Phase
- Wasserfreiheit (besonders bei ERF)
- hohe Sedimentationsstabilität
- geringe Viskosität ohne Steuerfeld
- geringe Leitfähigkeit
- weiter Temperaturbereich
- Verträglichkeit mit Elastomeren (Dichtungsmaterialien)

Kurzvergleich ERF mit MRF

Kriterium	ERF	MRF
Basisviskosität	65 mPs	250 mPs
Spez. Dichte	ca. 1 gcm ⁻³	4 gcm ⁻³
Feldstärken	2-8 kV/mm	0.2-0.8 T
Grenzscherpsp. τ_y	5-15 kPa	4-20 kPa
Halteleistung	gering	(gross)
Standzeit	>20 kh	15-25 kh
Kosten pro Liter	190 €	600 €
Reaktionszeit	< 1 msec	< 1 msec

(ideale Elektronik, induktionsarme Spulen)

Gebrauchsdauer: abhängig von der Betriebstemperatur und Abnutzung. MRF darf nicht mit Zahnradpumpen behandelt werden, damit die Feststoff-Ummantelung erhalten bleibt, weiter spielt die aufgenommene (Brems-)Energie eine wichtig Rolle.

220c

6. Fernmessen und Fernsteuern

6.1. Einleitung

Die **Telemetrie**, ein Spezialgebiet der Mess- und Datentechnik, ist ein unumgängliches Hilfsmittel zur Fernüberwachung von technischen Abläufen und Prozessen sowie auch für Fernwirkaufgaben. Die Anfänge der Telemetrie liegen in den fünfziger Jahren, als sich Spezialfirmen aus dem Umfeld der Luft- und Raumfahrt in technisch immer anspruchsvollere Bereiche hineinwagten. Grosse Bedeutung erlangte die Telemetrie in der Medizinaltechnik und in der Prototyp-Prüfung von komplexen Maschinen im realitätsnahen Einsatz.

Die Telemetrie ist nur dann sinnvoll, wenn direkte **Kabelverbindungen unmöglich** sind oder die zu messende Grösse unzulässig beeinflussen. In vielen Fällen ist die drahtlose Übertragungsstrecke nur sehr kurz, z. B. bei physiologischen Signalen von inneren Körperorganen durch die intakte Haut oder bei drehenden Maschinenteilen durch einen Luftspalt.

Obwohl heute eine Vielzahl von Telemetriegeräten zur Verfügung stehen, ist es im konkreten Anwendungsfall fast nie möglich, ein bereits bestehendes Telemetriegerät ohne wesentliche Anpassungen einzusetzen. Neben der gewünschten Reichweite und dem Miniaturisierungsgrad spielt die **Übertragungs-Bandbreite** eine entscheidende Rolle:

$$\begin{array}{ccccccc}
 \text{Übertragungs-} & & \text{Anzahl} & & \text{Obere Signalgrenz-} & & \text{Signalauflösung} \\
 \text{Bandbreite} & & \text{Kanäle} & & \text{frequenz der Datenkanäle} & & \text{(Anzahl Stufen)} \\
 \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\
 \mathbf{B_{tot} = k \cdot n \cdot 2 \cdot f_{gr} \cdot \log_2 [1 + S/N]} \\
 \uparrow & & & & & & \uparrow \\
 \text{Faktor 1–100, abhängig von Codier-} & & & & & & \text{Signal-Rausch-} \\
 \text{und Modulations-Methoden} & & & & & & \text{Verhältnis} \\
 & & & & & & \uparrow \\
 & & & & & & \text{Anzahl Bit für die} \\
 & & & & & & \text{Amplituden-Codierung}
 \end{array}$$

Diese Formel erklärt den grossen Bandbreitenbedarf der hochwertigen Datenübermittlung, z. B. bei einer 8-Kanal-Anlage mit 16 Bit Auflösung und einem Frequenzgang von DC-5000 Hz ist mit mindestens 3.2 MHz Übertragungsbandbreite zu rechnen.

Für weniger als 4 Kanäle eignet sich die **Frequenzmultiplex**-Methode mit nach **IRIG**-Norm gestaffelten Unterträgern, deren Frequenzen durch die Amplitude der Mess-Signale gesteuert werden, üblicherweise mit einem Hub von $\pm 7.5\%$ der Mittenfrequenz. Die nutzbare Signalbandbreite beträgt DC bis ca. 1.5% der Unterträgerfrequenz (z. B. IRIG-Kanal Nr. 10, Mittenfrequenz 5400 Hz, Bandbreite DC bis 81 Hz, Auflösung 0.1 %).

Bei mehr als 4 Kanälen, oder wenn besonders hohe Signalaufösungen gefordert werden, eignet sich die **Zeitmultiplex**-Methode. Mit einer Abtastrate, die mindestens der 5fachen Signalgrenzfrequenz entsprechen soll, werden die Mess-Signale quantisiert und in einen 8- bis 32-Bit-Code umgewandelt. Zusammen mit einem Synchronisations-byte werden die Datenbytes seriell weitergeleitet.

Diese aufbereiteten Signale werden auf den **Sendeträger moduliert** und übermittelt.

6.2. Übersicht über Telemetriemethoden

6.2.1. Kurzvergleich der verschiedenen Telemetriemethoden

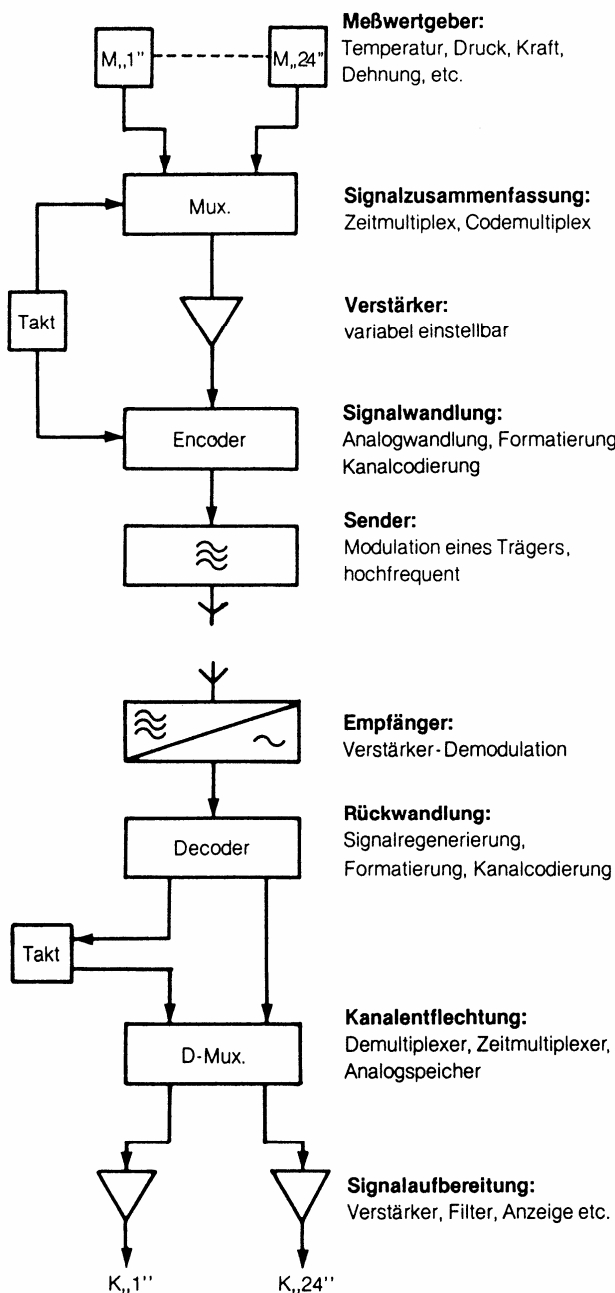
Kriterium	Funk Telemetrie	Optische Telemetrie	Passive Telemetrie	Speicher Telemetrie
Träger Medium	Radiowellen ca. 1–5000 MHz	Sichtbares Licht, Infrarot, Laser	Magnetisches Wechselfeld	Speicherchip, Magnetband
Übertragungs-Distanz	Meist < 100 m, aber theoretisch unbeschränkt	Meist < 0.2 m, in geschlossenen Räumen < 6 m	Meist < 0.1 m, theoretisch bis ca. 10 m	Unbeschränkt, weil Speicher transportiert wird
Übertragungs-strecke	Luft, Vakuum, Grossdistanzen in Wasser nur bei $f < 1$ MHz	Luft, Vakuum, Lichtleiter, transparente Flüssigkeiten	Luft, Vakuum, biologische und dielektrische Materialien	Keine Einschränkung
Übertrag.-bandbreite	Postvorschriften, 25 – 100 kHz	Kurze Distanzen > 10 MHz	10 % von Träger > 1 MHz	Speicherkapazität < 100 Hz
Energiebedarf aus Bordbatterie	Mittel: abhängig von Reichweite und Bandbreite	Gross: besonders bei rundstrahlenden IR-Sendern	Keine Batterie: Energie wird von aussern zugeführt	Klein: Speicher- erhaltungs- Energie
Betriebsdauer	Meist kurz: Minuten/Tage	Meist sehr kurz: Minuten	Sehr lang: Monate/Jahre	Meist kurz: Minuten/Tage
Störeinflüsse	Funkstörungen, Abschirmeffekte, Reflexionen	Störlicht, Abschattung, Reflexionen	Sehr gering; z. B. durch nahe Metallstrukturen	Gering z. B. Vibration bei Bandspeichern
On-Line Daten	Ja	Ja	Ja	Nein
Funktionsprüfung	Nein	Nein	Ja	Nein
Fernsteuern auf gleichem Trägermed.	Nein	Nein	Ja Fernbedienung und Aktorbetrieb	Nein
Temperaturbereich	-10<T<+60°C Batterie, IC, Elko	-10<T<+60°C Batterie, IC, Elko	-50<T<+150°C Halbleiter	-10<T<+60°C Batterie, IC, Elko
Kosten	sehr gross	mittel	klein	mittel

In diesem Vergleich nicht enthalten sind die Aufwendungen für die Sensoren und ihre Signalverstärker, die je nach Miniaturisierungsgrad sehr gross sein können.

Bei drahtgebundenen Signalverarbeitungsanlagen können **Gain** und **Offset** den jeweiligen Sensor-Signalamplituden angepasst werden. Bei unidirektionalen Telemetrieanlagen ist dies **im Messeinsatz nicht möglich**. Lösungen zu diesem Problem sind programmierbare oder adaptive Sensorverstärker, sowie passive Telemetriesysteme, die von Hause aus bidirektionale Funktionen anbieten.

Achtung: Die grossen Datenmengen verlangen ein gutes Datenverarbeitungskonzept!

6.3. Funk- oder Radiotelemetrie



Prinzipielles Funktionsschema eines Zeitmultiplex-Telemetrie-Systems

Abmessungen einer Sendeanlage
(ohne Sensoren, Batterie und Antenne)

- < 2cm³ mit ASIC-Bauweise
- < 20cm³ mit Hybrid-Bauweise
- < 200cm³ mit SMD-Bestückung

6.3.1. Prinzip

Bei Mehrkanalanlagen wird vorwiegend das Zeitmultiplex-Verfahren eingesetzt. Man unterscheidet folgende Funktions-ebenen:

- **Sensorebene**
resp. Signalaufbereitung auf der Empfängerseite
- **Signalzusammenfassung**
resp. Kanalentflechtung
- **Signalwandlung**
resp. Rückwandlung
- **Modulation**
resp. Demodulation
- **HF-Sender**
resp. Empfänger
- **Sendeantenne**
resp. Empfangsantenne

Für die serielle Datenübermittlung wird vorwiegend Phasenmodulation verwendet.

6.3.2. Praktische Probleme

Ein grosses Problem stellt die Sendeantenne dar. In den wenigsten Fällen können genügend grosse, d. h. $\lambda/4$ -lange Stabantennen mit genügend grossem Gegengewicht eingesetzt werden. Meistens wird die Sendeantenne auch durch das Messobjekt selbst beeinträchtigt.

Da es aus physikalischen Gründen nicht möglich ist, isotrope Strahler zu realisieren, ist der Funkkontakt nicht bei jeder beliebigen Antennenorientierung gewährleistet. Als Empfangsantenne eignen sich wiederum $\lambda/4$ -Stabantennen und bei bekannter Richtung grosse Richtantennen.

Neben den normalen Funkstörungen muss bei Frequenzen oberhalb 100 MHz mit störenden Reflexionen gerechnet werden. Grösstes Handikap ist aber die durch die PTT beschränkte HF-Bandbreite und Sendeleistung. Beispielsweise sind seit 1997 kostengünstige, gebührenfreie S/E Module für 433 MHz / 10 mW mit RS 232-Schnittstelle für 9600 Baud erhältlich.

6.3.3. Telemetriemodule für 433 MHz bis 2.4 GHz

Seit dem Jahr 2000 sind kleine, günstige Funkmodule, besonders Bluetooth Transceivers, für die lizenzfreien ISM Bänder bei 433 MHz, 870 MHz (ca. 10 kbit/s) und 2.4 GHz (ca. 1 Mbit/s) erhältlich. Mit geringem Aufwand können Telemetrie- und Remote Control Systeme für Reichweiten bis 10 m realisiert werden, bei 2.4 GHz allerdings nur bei dämpfungsfreier Umgebung.

Telemetrisches Messsystem

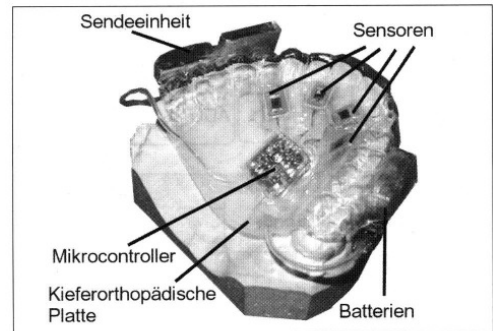
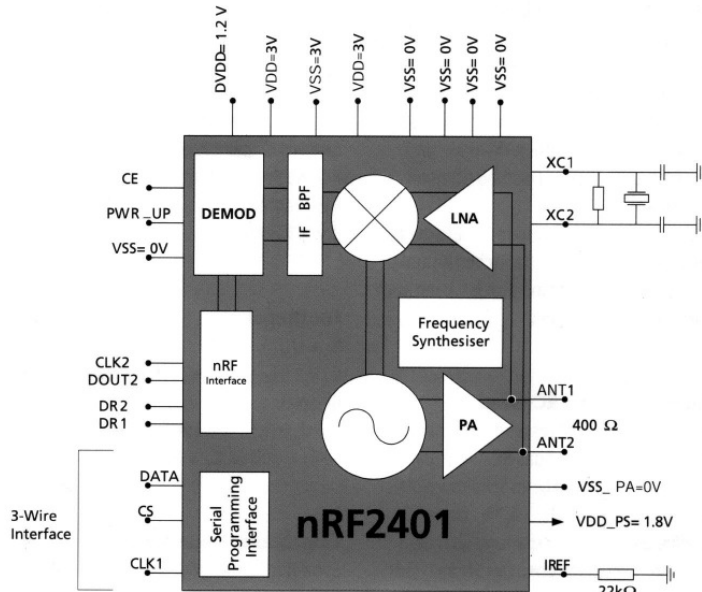


Bild 3. Meßsystem im Mundraum zur Messung des Zungendrucks



Das Messsystem besteht aus 4 piezoresistiven Silizium-Drucksensoren, einem Mikrokontroller, einem Senderchip mit Antenne sowie zwei Knopfzellen für eine Betriebsdauer von 35 Minuten.

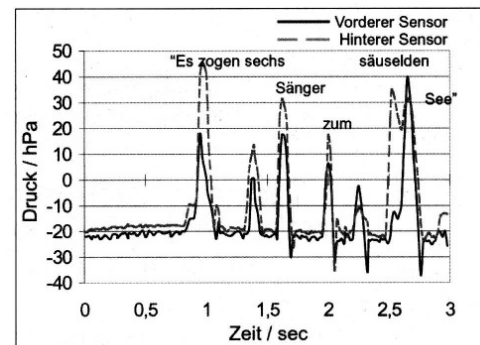


Bild 6. Druckwerte beim Sprechen eines Satzes.

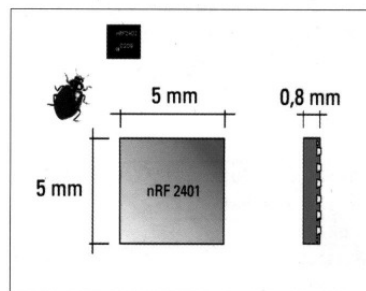
Kenndaten

- 2,4 GHz-Betrieb
- 79 Basiskanäle, 49 Zusatzkanäle
- Kanalschaltung < 200 µs
- 1,9 bis 3,6-V-Speisung
- Datenrate bis 1 Mbit/s
- Sendeleistung 0dBm
- Kein SAW-Filter nötig
- -40 bis +50 °C Betrieb
- 24-Pin QFN-Gehäuse

Niedriger Stromverbrauch

TX @ -5 dBm,	
20 kbit/s continuous-burst mode	0,5 mA
TX @ -20 dBm, 1 Mbit/s	6,5 mA
TX @ -10 dBm, 1 Mbit/s	7 mA
TX @ -5 dBm, 1 Mbit/s	8 mA
TX @ -0 dBm, 1 Mbit/s	10 mA
RX Empfang auf einem Kanal, 1 Mbit/s	15 mA
RX Empfang auf zwei Kanälen, 1 Mbit/s	20 mA

nRF2401 mit allen benötigten externen Bauteilen



Verfügbarkeit und Preis

Ab Lager Zürich lieferbar.
Richtpreis: € 3.50 bei 10 000 Stück.



Beispiel Datenblatt Nordic nRF 2401

Weitere Modelle sind verfügbar mit 12 Bit A/D Wandler und Kanal-Multiplexer, meistens mit Evaluation Board. Hinweis: Für neue, kritische Applikationen lohnt sich (siehe rechts) ein Outsourcing bei Ascom Systec AG!

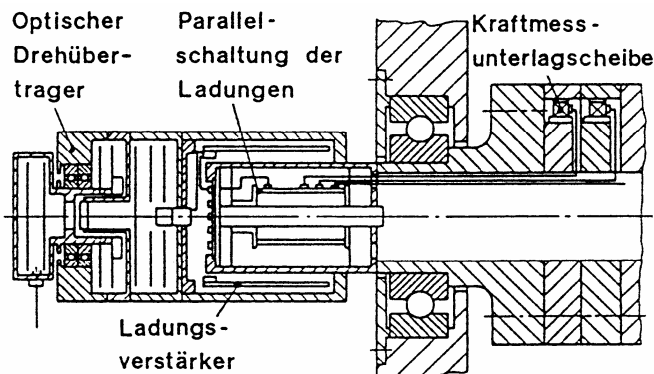
Ausserhalb des Mundraumes werden die Daten von einem Empfangs-IC aufgenommen und via Mikrokontroller über RS 232, einem PC mit LabVIEW™ zur Verarbeitung zugeführt.

Generelle Probleme:

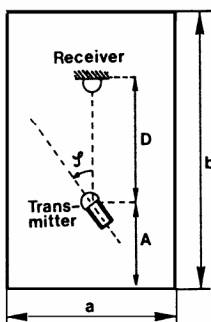
Langzeitbeständige wasserdichte Verpackung der HF- Schaltung, Antenne und Batterie. Das Dielektrikum der Vergussmasse verstimmt die HF-Kreise, das Ausgasen der Batterie kann die Vergussmasse nachträglich chemisch auflösen.

Kleine, effiziente Sendeantennen

6.4. Optische Telemetrie

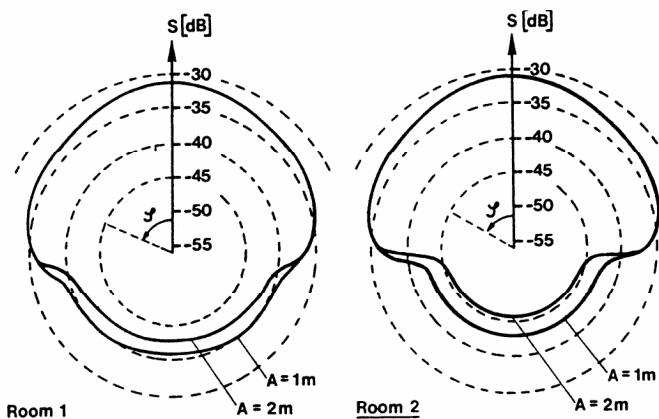


Optischer Drehübertrager bei einer Walzenkraft-Messeinrichtung



Raum 1:
2,7 x 4,5 Meter

Raum 2:
6,1 x 6,5 Meter



Reflexionseigenschaften von Infrarotstrahlung in zwei Räumen

Die Signalstärke S ist als Funktion des Winkels ζ zwischen Sender – Empfänger aufgetragen; der Abstand D beträgt 2 m.

6.4.1. Prinzip

Licht als Träger für die Signalübermittlung wurde schon in der Antike verwendet. Moderne Anwendungen sind Kopfhörer und Fernbedienungen von TV-Geräten mit Infrarotträgern.

Als Lichtquellen eignen sich GaAs-Infrarotdioden und modulierbare Laser.

Grundsätzlich lassen sich alle von der Radiotelemetrie her bekannten Codierungsverfahren anwenden. Zur Modulation eignet sich vor allem die stromsparende Puls-Position-Modulation.

Gegen Fremdlichteinflüsse helfen schmalbandige optische Filter oder eine zusätzliche Trägermodulation.

6.4.2. Kurzdistanz-Telemetrie

Bei kurzen Distanzen und aufeinander ausgerichteten Lichtsendern/Empfängern können mit wenig Aufwand einige Mbit/s störungsfrei übertragen werden.

Bei Hohlwellen-Drehübertragern können geeignete Kunststoffringe als Lichtsammelleiter ausgebildet werden. Staub kann die Übertragung dämpfen.

6.4.3. Telemetrie in Räumen

Die Reflexionseigenschaften von Infrarot in Räumen sind besser als erwartet, einzig Glasflächen reflektieren schlecht und sind mit Vorhängen abzudecken.

Die folgenden Experimente wurden mit 7 in Serie geschalteten GaAs-Dioden bei 200 mA Spitzenstrom durchgeführt. Sowohl Sender als auch Empfänger hatten einen Strahlungs- bzw. Empfangsbereichswinkel von 180° .

Bei Sichtverbindung und 8 m Abstand betrug das Signal-Rauschverhältnis 25 dB, bei 0,25 m Abstand 75 dB.

Die zusätzliche Dämpfung des Signals bei indirektem Empfang hängt von der Raumgröße ab und ist mit 10 bis 15 dB erstaunlicherweise ziemlich konstant und relativ klein.

6.4.4. Telemetrie mit diffuser Lichtstreuung nach Rake Methode

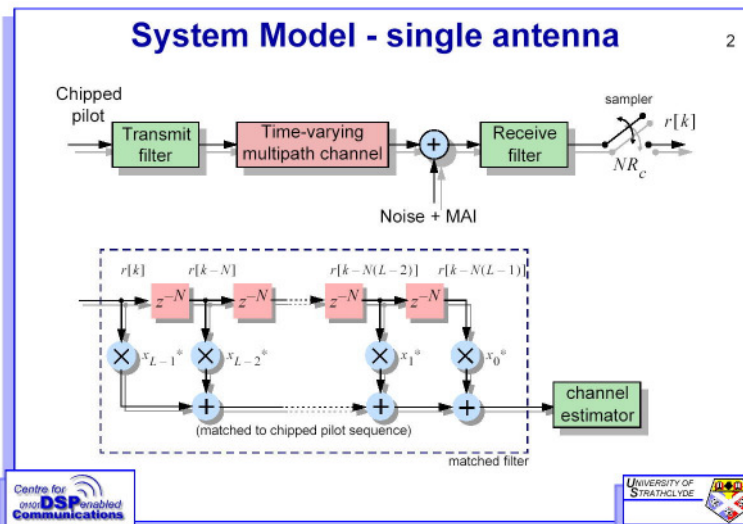
Kurzübersicht (Entwurf)

Am 17. International Symposium on Biotelemetry 2003 wurde eine optische Telemetriemethode vorgestellt, die mit diffus gestreutem Licht arbeitet.

Hauptmerkmale (Simulierte Daten!)

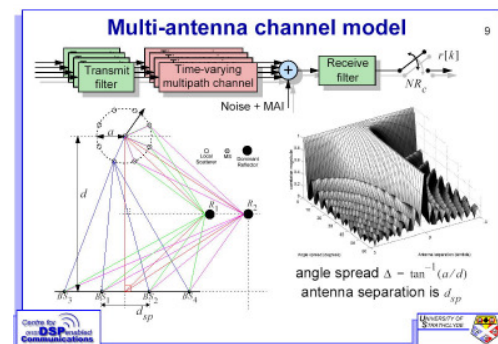
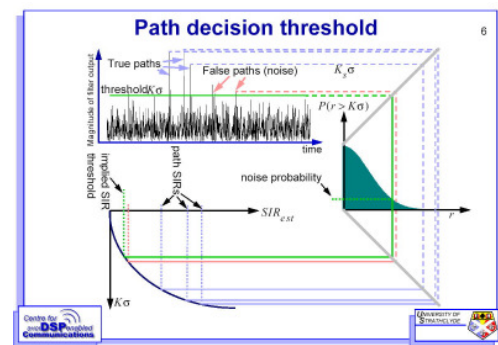
- 5 unabhängige Lichtsender streuen gleichzeitig in einem grossen, geschlossenen Raum ohne direkten Sichtkontakt zum Lichtempfänger.
- Informationskapazität bis 300 kbps
- Nur geringe Lichtleistung erforderlich
- Anwendung der Rake Methode mit CDMA (Code Division Multiple Access)
- Erfordert hohe Rechenleistung (1 ns/ 30 cm Weg!)

Rake Methode bei Funkverbindung:



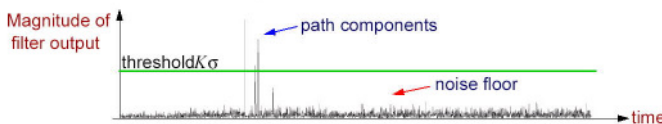
Rake Methode

Bei einer Mehrfach-Streuung weisen die empfangenen Signale unterschiedliche Laufzeiten auf. Die Rohsignale werden mit verschiedenen Verzögerungen ausgewertet und vom Noise befreit. Weil das Modulationsmuster bekannt ist, können die Modulationssignale durch Auto-Korrelation demoduliert werden.



Components of matched filter output

- Filter output consists of:
 - noise samples due to **interference** and **self noise** terms;
 - peaks indicating correlation due to **multi-path** reflections.



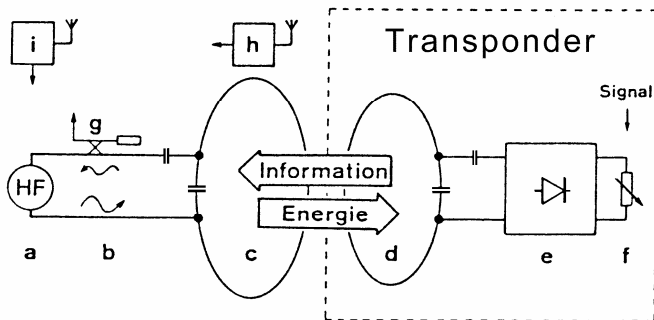
- Must distinguish between paths and noise;
- Apply threshold based on measurement of **noise** standard deviation σ .

Conclusions

- New algorithm for channel estimation was presented;
- **Performance:** more accurate control over probability of false path detection, and an increase in sensitivity;
- **Complexity:** less complex than 2D RAKE (2D RAKE involves eigenvalue calculation per sample rather than per block of L samples for eigenbeamformer);
- **Robustness:** works with any channel which meets coherence time assumptions of WMSA.

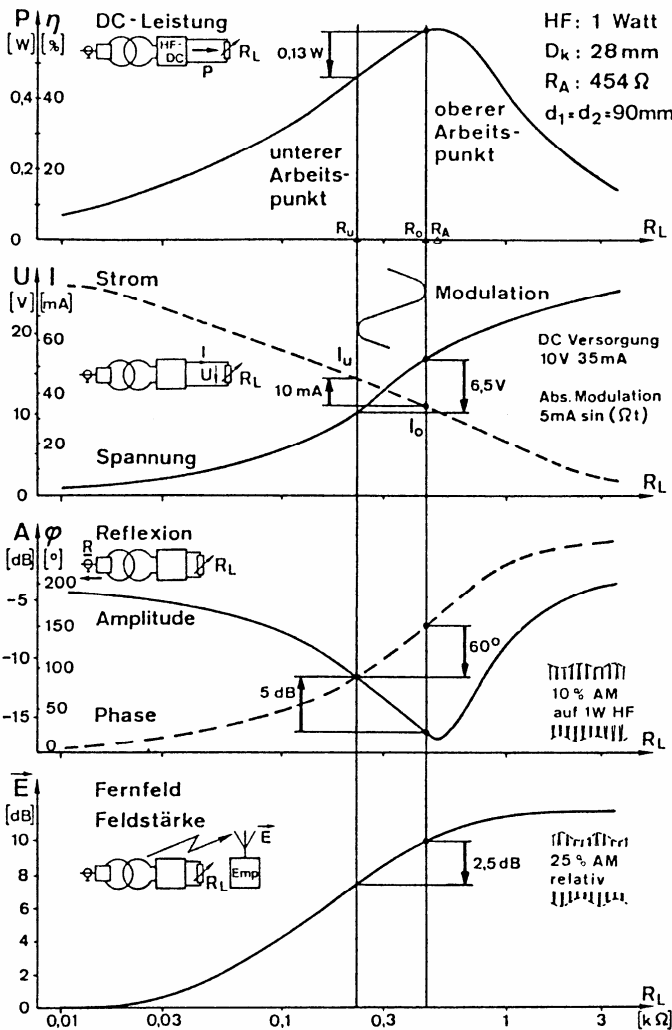
Siehe Quellenangabe sowie die Einführung zur Rake Methode:
<http://www.physics.ncsu.edu:8380/optics/wireless/CISS01.pdf>

6.5. Passive Telemetrie



Prinzip der Absorptions-Modulation

- a: HF-Quelle
- b: Leitung
- c: Schleifenantenne 1
- d: Schleifenantenne 2
- e: HF-DC-Konverter
- f: Variabler Widerstand
- g: Richtkoppler
- h: Nahfeld-Empfänger
- i: Fernfeld-Empfänger



Arbeitskennlinien für variable Lasten R_L
 HF: Hochfreq.leistung 1W, D_K : Koppeldistanz 28 mm
 R_A : Last bei Anpassung, d_1, d_2 : Antennendurchmesser

6.5.1. Prinzip

Unter Passiver Telemetrie versteht man eine Fernmessmethode, bei der die Messdatensender (Transponder) ohne eigene Energiequellen arbeiten.

Bekannte Methoden sind:

- Normale Telemetriesender mit induktiver Fernspeisung
- Responder, die eine Anregungsfrequenz vervielfachen
- Resonatoren, die mit Dirac-Stößen angeregt werden
- Resonatoren, deren Resonanzfrequenzen durch Modulation mit einem Signal verändert werden.

Neu ist das Prinzip der **Absorptions-Modulation**: Einem im Raum vorhandenen elektromagnetischen Feld wird **partiell** und **pulsierend** Energie entzogen.

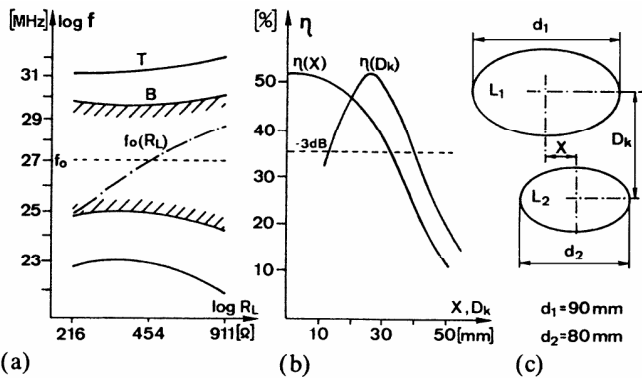
Damit wird eine **propagierende Feldstörung** und eine **Energie-Zufluss-Störung** erzeugt, die die Nachricht überträgt.

Eine starke HF-Quelle **a** speist über eine lange Leitung **b** eine Schleifenantenne **c**. Durch enge Kopplung mit der messwertsenderseitigen Schleifenantenne **d** wird HF-Energie übertragen und durch den HF-DC-Konverter **e** in Gleichstromenergie umgewandelt. Das Mess-Signal steuert den DC-Energieverbrauch, dargestellt durch den variablen Widerstand **f**, und bewirkt eine variable **HF-Absorption**.

Diese wirkt sich vor allem auf die reflektierte **rücklaufende Welle** aus und deren **Amplitude A** und **Phase φ** werden mit dem Richtkoppler **g** detektiert. Weiter kann auch die sehr geringe Amplitudenvariation der **HF-Quellenspannung** detektiert werden.

Gleichzeitig kann im **Nahfeld** mit Empfänger **h** oder im **Fernfeld** mit Empfänger **i** eine Amplituden- und Phasenvariation gemessen werden.

6.5.2. Eigenschaften der Passiven Telemetrie



Bandbreite und Wirkungsgrad des Antennen-Systems

- a: Betriebsbandbreite B und Abstimmbereich T bei konstantem Koppelabstand D_k von 28 mm
- b: Wirkungsgrad η in Funktion des Koppelabstands D_k und der Exzentrizität X
- c: Antennen-System
 L_1 : Speisende Antenne, L_2 : Gegenantenne

- Reichweite

Die Reichweite entspricht bei richtiger Abstimmung der Antennen ungefähr dem Durchmesser der speisenden Schleifenantenne. Bei gleich grosser Gegenantenne erhält man bei dieser Distanz einen Energie-Übertragungswirkungsgrad von ca. 10 %.

- Übertragungs-Bandbreite

Die Bandbreite ist allein durch das Antennensystem bestimmt und beträgt rund 10 % der Betriebsfrequenz. Somit ist es möglich, auch bei 27 MHz eine hochwertige Telemetrieverbinding mit ca. 1 Mbit/s zu betreiben.

- Aktive und passive EMV

Die in das **Fernfeld** abgestrahlte Störstrahlung beträgt nur ca. -50 dB der HF-Quellenleistung, so dass fremde Funkdienste nicht gestört werden.

Umgekehrt wird die Passive Telemetrie auch durch starke fremde HF-Quellen nicht gestört, weil das magnetische **Nahfeld** im Antennensystem relativ stark ist (5 A/m bei 0.2 m \varnothing Speiseantenne, 1 Watt HF-Quelle).

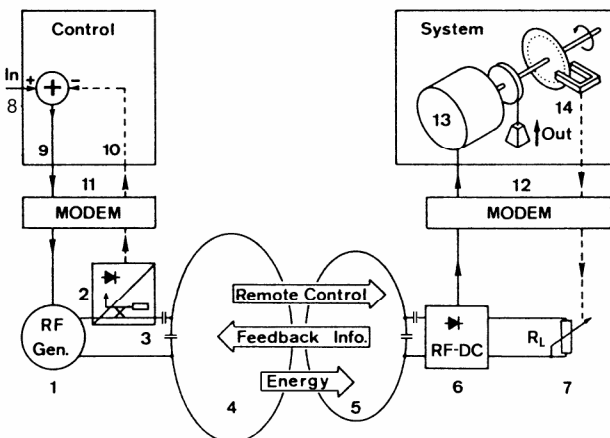
- Bidirektionaler Datenverkehr

Durch konventionelle Modulation der HF-Quelle können auch in **umgekehrter Richtung** Signale übermittelt werden, z. B. für die **Fernsteuerung von Aktoren**, die, wie oben bereits beschrieben, durchaus viel Energie konsumieren dürfen.

- Technischer Aufwand

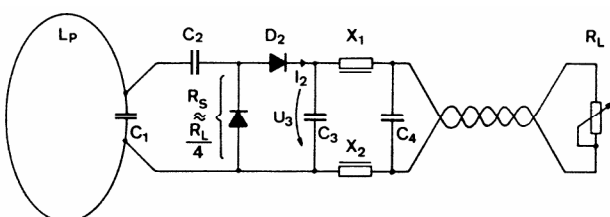
Die für die Übermittlung nötige Schaltung des **Transponders** (Messwertsender) besteht lediglich aus Antennenkreis, HF-DC-Konverter und einer modulierbaren Last.

Alle bekannten Codier- und Untermodulations-Verfahren können mit dieser Absorptions-Modulation kombiniert werden. Für 1-Kanalsysteme eignen sich besonders FM-Unterträger.



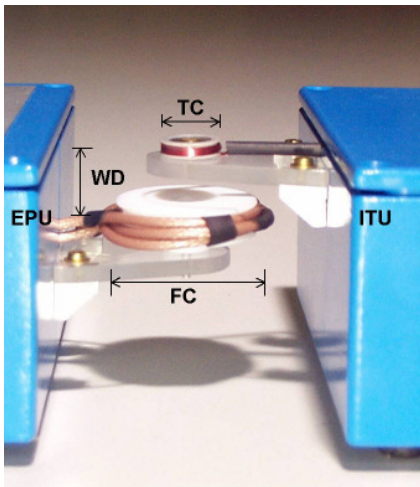
Drahtlos geschlossener Regelkreis

- 1: HF-Quelle, 2: Richtkoppler, 3: Leitung,
- 4: speisende Antenne, 5: Gegenantenne,
- 6: HF-DC-Konverter, 7: Variable Last, 8: Sollwert,
- 9: Fehlerabweichung (Steuersignal), 10: Istwert, 11, 12: Modulatoren und Demulatoren,
- 13: Aktor, 14: Sensor

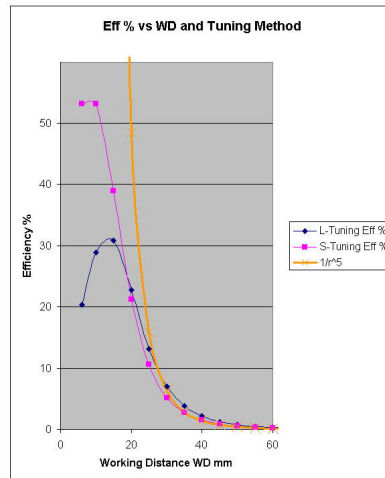


Antennenkreis mit HF-DC-Konverter

6.5.3. „Black Holes“ in der passiven Telemetrie und Design Rules



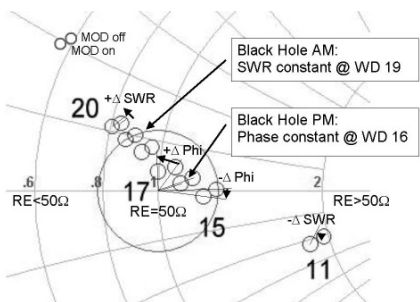
Spulensystem bei 28 MHz
 FC: Speisespule 35 mm
 WD: Arbeitsabstand 17 mm
 TC: Transponderspule 13 mm



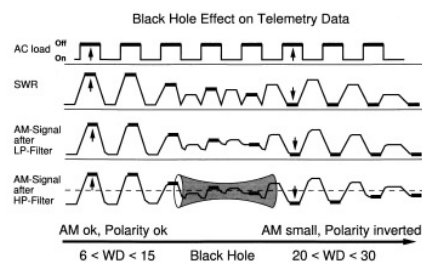
Übertragungswirkungsgrad, L-Tuning ($r > WD$) und S-Tuning ($r = WD$), sowie Energie-Abstand Gesetz $1/r^5$

Erklärung Black Hole

Normalerweise wird das gekoppelte Spulensystem beim verlangten Arbeitsabstand WD auf maximale Energieübertragung abgestimmt (S-Tuning, $r = WD$). Beim Betrieb mit leicht grösseren Abständen kann es vorkommen, dass die Telemetrie-Information verschwindet, obwohl die Energieversorgung des Transponders gewährleistet ist. Solche **Regionen**, die sehr klein sind, nennen wir hier „Black Holes“.



Messdaten WD 11 bis 20 mm



Einfluss Black Hole auf Daten

Smith-Chart bei S-Tuning, Absorptionsmodulation:
 MOD off = AC-Last 48 Ω
 MOD on = AC-Last 41 Ω.
 Bei WD = 19 mm sind die SWR-Werte von MOD off/on gleich gross, bei WD = 16 bleibt die Phase konstant.

Bei Arbeitsabständen von 16 mm < WD < 19 mm verschwindet das am HF-Generator abgreifbare Modulationssignal, weiter wechselt das Vorzeichen vor und nach dem Black Hole.

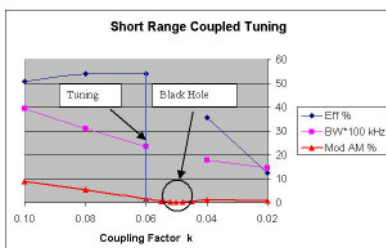
Im Falle eines Black Holes ist der **Energiezustand** des gesamten Spulensystems für MOD off gleich gross wie für Mod on. Der am Generator gemessene Reflektionsfaktor SWR (Standing Wave Ratio) oder eine E/H-Feldmessung zwischen den Spulen zeigen **gleiche Werte**, obwohl die vom Transponder aufgenommene Energie bei AC-Last MOD off und bei MOD on deutlich unterschiedlich ist.

Design Rules

Optimales Verhältnis von FC Durchmesser zu WD zu TC Durchmesser: 3 : 2 : 1
 Abstimmung bei 120 % des verlangten, maximalen Arbeitsabstandes WD.

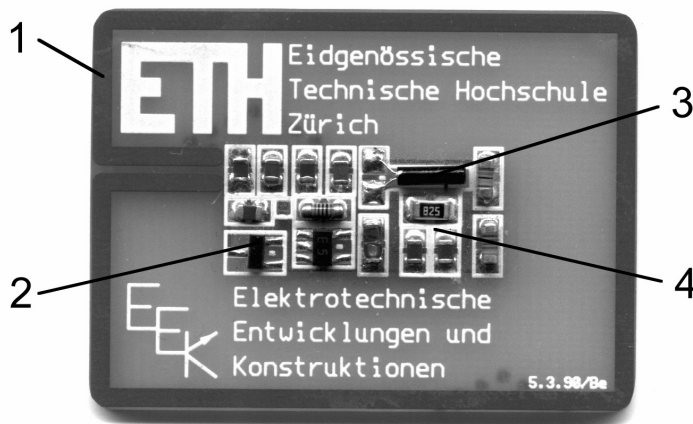
Die Impedanzen der Spulen sollen gleich gross sein wie die Betriebsimpedanz des HF-Generators resp. des Transponders.

Die pSpice Simulation der gekoppelten Spulensysteme bestätigt dieses Verhalten: Bei einer Abstimmung mit einer Kopplung $k = 0.06$ tritt das Black Hole auf bei der leicht geringeren Kopplung $k=0.05$. (Die Komponenten-daten müssen sehr genau bestimmt werden!)



Resultate aus Simulation: Übertragungswirkungsgrad, Bandbreite und Modulation

6.5.4. Beispiele von Passiver Telemetrie



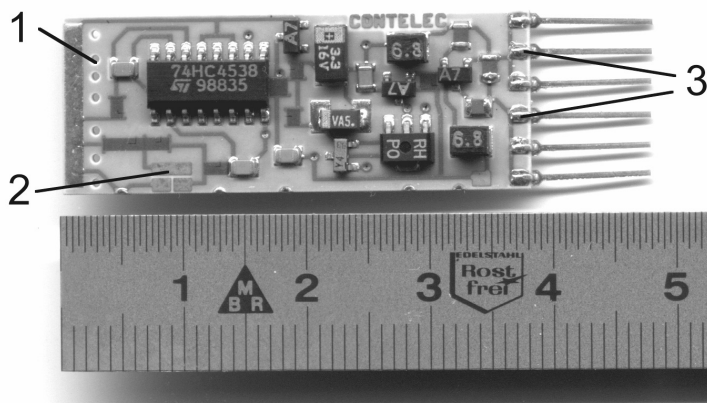
- Einkanal-Transponder für Temperaturmessung

SMD-Print 30 x 42 mm:

- 1: Schleifenantenne 27 MHz
- 2: HF-DC-Konverter
- 3: Quarz-Tempersensor
- 4: Quarz-Oszillatorschaltung

Dieser in Kunststoff gekapselte Transponder übermittelt **direkt** die von der Temperatur linear abhängige Quarzfrequenz von ca. 262 kHz (- 40 bis +125 ° C).

Bei gleich grosser Speiseantenne beträgt die Sendedistanz 50 mm bei 200 mW-HF-Leistung.



- Fernsteuerbarer 7-Kanal-Transponder

SMD-Hybrid, 15 x 38 mm, doppelseitig, sichtbar auf Oberseite sind HF-DC-Konverter und Adress-Decoder:

- 1: Eingänge für sieben hochohmige resistive Sensoren
- 2: Jumper für vier Adressen
- 3: Antennenanschluss 27 MHz

- Basisgerät, Loopantenne und einer von den vier 7-Kanal-Transpondern

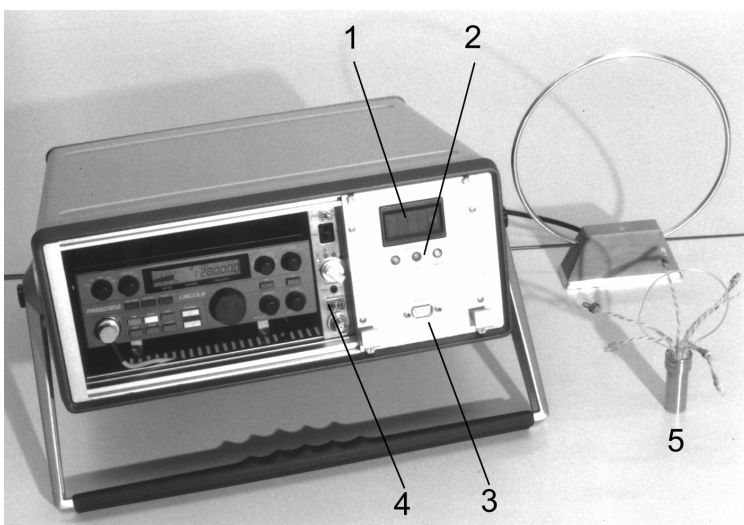
1: Frequenzanzeige der Absorptions-Modulation
2: LED-Monitor für die Prüfung von Stromversorgung, HF-Output und Modulations-Qualität

3: Anschluss RS-232 für die Fernbedienung durch PC

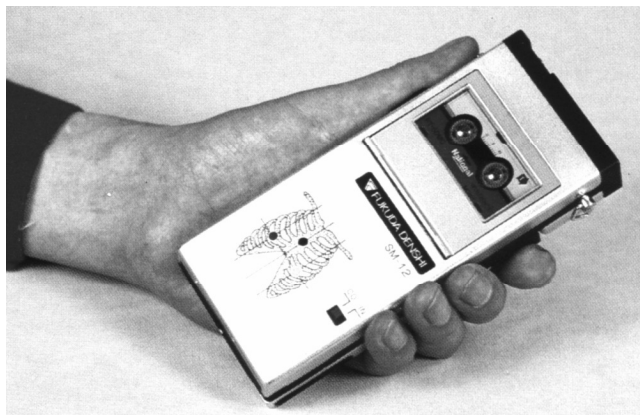
4: Bedientableau für manuellen Betrieb und Service

5: Transponder mit 7 Sensoren

Als HF-Quelle dient ein unverändertes CB-Gerät von ca. 2 W, die Reichweite beträgt ca. 300 mm.

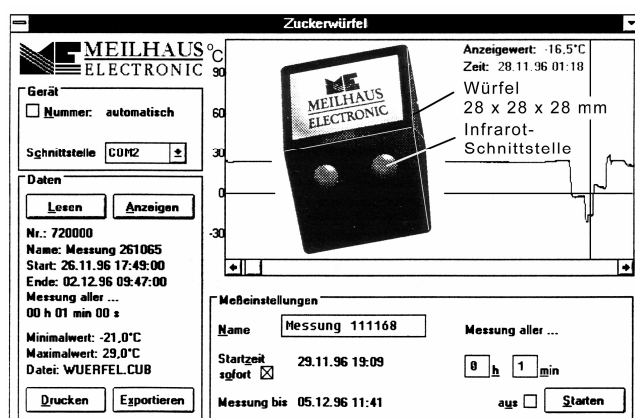


6.6. Speicher-Telemetrie



EKG-Recorder mit Mikrokassette

Aufzeichnungsdauer: 90 Minuten kontinuierlich oder 24 Stunden mit 0.5-Minuten-Sequenzen alle 10 Minuten, 1-Kanal-EKG + Ereignismarken (Ab 2002 auch Mini-Digital-Videokassetten, 1 Gbyte)



Temperatur Logger mit Messprotokoll

-40 bis +85 °C, 32k Messwerte, Auflösung 0.1 °C, Infrarot-Schnittstelle, Abtastrate progr. 1 s bis 24 h, Datenerhaltung ca. 10 Jahre ohne Batterie. Weitere Modelle für Feuchte, Beschleunigung etc.



Ø 35 x 50 mm

Tinytag-Temp: -40...+75°C

Temperatursensor integriert



55 x 50 x 33 mm

Tinytag-Counter: 0...50Hz

für Zähl- und Impulseingänge, inkl. Anschlusskabel.



55 x 50 x 33 mm

Tinytag-Shock: 0...50.0G

Beschleunigungs- und Erschütterungsüberwachung.

Data Logger auch für externe Sensoren

1 Kanal mit 8 Bit Auflösung für Feuchte, Taupunkt, Temperatur, Schock, Impulse, elektrische Signale, 16k Messwerte, Abtastrate programmierbar von 1 s bis 10 d, 4 Jahre Batterielaufzeit, -40 bis +85 °C

6.6.1. Prinzipien

Die Formel für die Berechnung der Übertragungsbandbreite (siehe Kapitel 6.1.) bestimmt die für eine gewisse Aufzeichnungsdauer nötige Speicherkapazität.

Bandspeicher

Für längere Aufzeichnungen von sich rasch veränderlichen Signalen kommen auch heute nur Bandgeräte in Frage. Auf dem Markt werden HF-Spezial-Bandgeräte mit ausgereiften Codier- und Modulationsverfahren mit einer Speicherkapazität mit zurzeit 16 Gbyte angeboten.

Halbleiterspeicher

Für kurze Aufzeichnungen oder für die stichprobenartige Messung quasistatischer Größen wie z. B. der Temperatur eignen sich Speicher von 1 bis 1000 kByte.

Technologie	Speichergrösse	Kosten 1998
EEPROM	32 kByte	30 Fr/MByte
S-RAM	2 MByte	100 Fr/MByte
Flash-RAM	64 MByte	15 Fr/MByte

Von vielen Herstellern werden Memory-cards und Speicher mit geringer Leistungsaufnahme angeboten. Zu beachten sind aber die für bestimmte Anwendungen nicht ausreichenden Betriebstemperaturen.

6.6.2. Datenreduktion

Sind die Mess-Signale von der Natur her bekannt, lohnen sich Datenreduktionsmassnahmen:

- Herzfrequenz statt EKG

Ein lesbares EKG benötigt einen Signalfrequenzbereich von 0.1 bis 25 Hz und eine Auflösung von mindestens 8 Bit. Die Herzfrequenz hingegen ist eine Zahl von 30 bis 200, die z. B. nur alle 5 Minuten eingelesen werden muss.

- Differenzwert-Erfassung

Beispielsweise bleibt die Körpertemperatur lange Zeit konstant. Hier lohnt es sich, nur die im Messintervall auftretende Messwertveränderung sowie ca. alle Stunden einen Kalibrierwert zu speichern.

