

Lehrstuhl für Integrierte Systeme

**Meßverfahren zur Eliminierung von
Erdungseinflüssen bei kapazitiven Detektoren
und ihre Anwendung zur
Sitzbelegungserkennung in Kraftfahrzeugen**

Christian Marschner

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. techn. J. A. Nossek

Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. I. Ruge, em.
2. Univ.-Prof. Dr.rer.nat. G. Wachutka

Die Dissertation wurde am 11.03.2003 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 03.02.2004 angenommen.

Kurzfassung

Kapazitive Sensoren werden in der Technik vor allem zur Weg- und Winkelmessung eingesetzt. Dabei sind meist mehrere Elektroden gegeneinander drehbar oder verschiebbar in einem Gehäuse angeordnet, beispielsweise nach dem Prinzip des Differential-Kondensators. Es gibt jedoch auch Ansätze, kapazitive Meßverfahren in Detektoren einzusetzen. Diese zeichnen sich dadurch aus, daß hier die Anwesenheit, Art oder Position von Objekten oder Personen bestimmt wird. Die dazu erforderlichen Elektroden sind mit einigem Abstand räumlich verteilt.

Ausgehend von dem Funktionsprinzip und dem Stand der Technik dieser berührungslos arbeitenden Detektoren werden in der vorliegenden Arbeit die bestehenden Verfahren unter Anwendungsgesichtspunkten erörtert. Dabei wird ein bislang ungelöstes Problem identifiziert, das einem Einsatz unter realistischen Bedingungen im Wege steht: die Meßwerte der Detektoranordnung sind stark von der Erdung des detektierten Objekts abhängig.

Im Rahmen dieser Arbeit werden erstmalig neue Meßverfahren entwickelt und vorgestellt, die diese Erdungseinflüsse eliminieren. Die Wirksamkeit der Verfahren wird experimentell bestätigt. Dazu wird eine geeignete elektronische Schaltung beschrieben sowie die erzielte Meßgenauigkeit ermittelt.

Die Anwendung der neuen Detektorverfahren wird anhand eines Beispiels aus der aktuellen Automobilentwicklung, im Bereich der passiven Sicherheit, betrachtet. Um eine adaptive Auslösung der Rückhaltesysteme in modernen Personenkraftwagen zu ermöglichen, ist unter anderem eine Sensorik zur Klassifizierung der aktuellen Belegung der Fahrzeugsitze nötig. Es wird untersucht, inwieweit die dargestellten kapazitiven Detektoren zur automatischen Sitzbelegungserkennung beitragen können.

Darauf aufbauend und anhand einer Darstellung der relevanten theoretischen Grundlagen wird eine geeignete Methode zur Entwicklung eines Klassifizierungsalgorithmus für das System erarbeitet. Dabei wird untersucht, welche Klassen durch das System zu unterscheiden sind. Anhand von Meßdaten wird ein einfacher statischer Algorithmus zur Unterscheidung zwischen Personen und Kindersitzen entwickelt.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand bei der BMW AG in der Fachabteilung Elektronik für Sicherheitssysteme des Fachbereichs Entwicklung Elektronik, sowie in Kooperation mit dem Lehrstuhl für Integrierte Schaltungen der Technischen Universität München.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. I. Ruge und Herrn Dipl.-Ing. J. Mahalek, die diese Arbeit ermöglichten und unterstützten, sowie durch zahlreiche Gespräche zum Gelingen beitrugen. Ebenso möchte ich Herrn Prof. G. Wachutka für die offene Bereitschaft zur Übernahme des Korreferats danken sowie Herrn Prof. E. Schrüfer für die konstruktiven Verbesserungsvorschläge zur ersten Fassung der Dissertation.

Meinen Kollegen Dipl.-Ing. L. Eisenmann und Dipl.-Ing. R. Griebach, sowie den vielen anderen Kolleginnen und Kollegen bei EE-53 danke ich für die offene Aufnahme, die Unterstützung, sowie die fachlichen Diskussionen und Anregungen. Für die tatkräftige Hilfe beim Einsatz des Tools LabView danke ich Herrn Dipl.-Ing. M. Weidner.

Den Mitarbeitern des Lehrstuhls für Integrierte Systeme von Prof. Ruge, insbesondere Herrn Dr. W. Stechele und Herrn Dipl.-Ing. Ch. Drewes, danke ich für die Begleitung der Arbeit und für die intensive fachliche Auseinandersetzung.

Vielen Dank auch den Geschwistern Streidl sowie Herrn Dr. J. Urbahn für das ausdauernde Lesen und die konstruktive Kritik.

Nicht zuletzt möchte ich all den liebevollen Menschen, allen voran meinen Eltern und meiner Frau Ulrike für ihre moralische Unterstützung danken.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und physikalische Grundlagen	1
1.1	Sensoren in technischen Systemen	1
1.2	Kapazitive Sensoren und Detektoren	3
1.3	Zielsetzung der Arbeit und Übersicht	4
1.4	Elektrostatische Felder und Kapazitäten	6
1.4.1	Maxwellgleichungen und elektrisches Potential	6
1.4.2	Geladene Leiter und ihre Kapazitätsmatrix	7
1.5	Dielektrisches Verhalten von Materie	13
1.5.1	Frequenzabhängigkeit der Polarisation	15
1.5.2	Dielektrische Eigenschaften von Körpergewebe	18
1.5.3	Erfassung der Dispersion	20
1.6	Funktionsweise kapazitiver Detektoren	22
1.6.1	Bestimmung der Kapazitätsmatrix	23
1.6.2	Einfluß eines Körpers	24
1.6.3	Die Begriffe <i>Lademodus</i> , <i>Koppelmodus</i> , <i>Übertragungsmodus</i> und <i>Abschattungsmodus</i>	25
1.6.4	Abschirmung der Elektroden	27
2	Stand der Technik	29
2.1	Kapazitätsmessung	29
2.1.1	Gleichspannungsmessung	30
2.1.2	Frequenzmessung	30
2.1.3	Brückenschaltung	30
2.1.4	Strommessung	31
2.2	Anwendungen und bestehende Systeme	31
2.2.1	Historie	31
2.2.2	Metalldetektoren	32
2.2.3	Robotersensorik	33
2.2.4	Kapazitive Bediener-Schnittstellen	33
2.2.5	Sensorik für Kraftfahrzeuge	34
2.3	Bewertung der bestehenden Methoden	34
2.3.1	Geometrische Randbedingungen	34
2.3.2	Erzielbare Reichweite	35
2.3.3	Umwelteinflüsse	36
2.3.4	Störung durch variable Erdung	36

3	Kompensation des Erdungseinflusses	39
3.1	Elektronische Schaltung	40
3.1.1	Funktionsprinzip und Anforderungen	40
3.1.2	Umsetzung	45
3.1.3	Meßgenauigkeit	48
3.2	Auswertung der Strom-Matrix	54
3.2.1	Physikalisches Modell	54
3.2.2	Die Kenngröße <i>Masseindifferenz</i>	57
3.2.3	Experimentelle Überprüfung des Modells	58
3.2.4	Interpretation der Strom-Matrix bei schwacher Kopplung	65
3.3	Aktive Stromkompensation	67
3.3.1	Funktionsprinzip	67
3.3.2	Wirkung des Verfahrens	68
3.4	Vergleich und Bewertung	72
4	Anwendung zur Sitzbelegungserkennung	75
4.1	Passive Sicherheit im Automobil	75
4.1.1	Komponenten moderner Rückhaltesysteme	75
4.1.2	Verletzungsgefahr durch Airbags	77
4.2	Sitzbelegungserkennung	78
4.2.1	Definition	78
4.2.2	Anforderungen	78
4.2.3	Bestehende Ansätze zur Realisierung	81
4.3	Einsatz der neuen kapazitiven Meßverfahren	87
4.3.1	Allgemeines zur Klassifizierung	87
4.3.2	Lösungsmethoden	92
4.3.3	Separierbare Klassen	96
4.3.4	Geeignete Grenzflächen	99
4.3.5	Bewertung der Meßpunkte	103
4.3.6	Sicherstellung der geforderten Fehlerraten	106
4.4	Automobilspezifische Randbedingungen	110
4.4.1	Physiologische Aspekte	110
4.4.2	Einflüsse durch Umweltparameter	113
4.4.3	Strategien zur Entstörung	120
4.4.4	Verfahren zur Eigendiagnose	122
5	Zusammenfassung und Ausblick	125
	Literaturverzeichnis	129

Abbildungsverzeichnis

1.1	Sensoren und Aktoren bilden die Schnittstelle zwischen elektronischen Systemen und ihrer Umgebung	1
1.2	Entwicklung vom reinen Sensorelement zum intelligenten, busfähigen Sensor	2
1.3	Verschiedene Arten kapazitiver Sensoren	3
1.4	Schematische Darstellung eines Mehrleitersystems	9
1.5	Teilkapazitäten eines Mehrleitersystems	12
1.6	Polarisation eines Materials im homogenen elektrischen Feld eines Plattenkondensators	13
1.7	Verlauf von Real- und Imaginärteil der Dielektrizitätskonstante beim Lorentz-Oszillatormodell	16
1.8	Verlauf von Real- und Imaginärteil der Dielektrizitätskonstante beim einfachen Relaxationsprozeß	17
1.9	Schematische Darstellung der drei wichtigsten Dispersionsgebiete in biologischem Gewebe, vgl. [Foster, Schwan 1986]	19
1.10	Ersatzschaltbild zur Messung der Dispersion eines Körpers in einem kapazitiven Detektor	21
1.11	Zusammensetzung der Gesamtimpedanz Z_G bei einem kapazitiven Detektor mit zwei Elektroden und guter Kopplung an den Körper	22
1.12	Ersatzschaltbild für eine kapazitive Detektoranordnung mit zwei Elektroden und einem leitfähigen Objekt oder Körper	24
1.13	Die Meßprinzipien „Lademodus“ und „Koppelmodus“	26
1.14	Die Fälle „Übertragungsmodus“ und „Abschattungsmodus“ bei Koppelmodusmessungen	26
1.15	Fokussierung der Empfindlichkeit des Sensors durch eine Abschirmung hinter der Elektrode	27
2.1	Schaltung zur Messung der Gleichspannungsvariation	30
2.2	Kapazitätsmeßbrücke, nach [Lindner et al. 1984]	31
2.3	Aufbau eines klassischen Theremins	32
2.4	Capaciflector Sensor-Array, aus [Vranish 1996]	33
2.5	Elektrodenanordnung im Fahrzeugsitz nach a): [Gerstenmaier et al. 1997] und b): [Höwing 1998]	37

2.6	a): Bei [Höwing 1998] angenommenes, stark idealisiertes Ersatzschaltbild für die „massefreie“ Kapazitätsmessung	
	b): realistisches Ersatzschaltbild, mit kapazitiver Kopplung der Elektroden an Masse	37
3.1	Schaltung zur Messung des Empfangsstroms einer Elektrode . . .	40
3.2	Schaltung zur Messung des Sendestroms einer Elektrode	42
3.3	Messung des Empfangsstroms unter Berücksichtigung einer Abschirmung hinter der Elektrode	43
3.4	Messung des Sendestroms unter Berücksichtigung einer Abschirmung hinter der Elektrode	44
3.5	Verstärkung der OPs TLC271 und TLE2237 über der Frequenz (nach [TI 1995])	47
3.6	Kalibrierung der Elektronik mit Meßwiderständen R_m	48
3.7	Kalibrierung der Elektronik mit Meßkapazitäten C_m	49
3.8	Änderung des Meßsignals bei Variation der Kapazität C_{GT} zwischen Abschirmung und Sendeelektrode	53
3.9	Konfiguration der Elektroden im Sitz	54
3.10	Ersatzschaltbild mit Elektrode E_1 als Sender	55
3.11	Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit Elektrode E_1 als Sender . . .	55
3.12	Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit Elektrode E_2 als Sender . . .	56
3.13	Zeitverläufe der gemessenen Spannungen der zwei Elektroden, ohne Erdung (oE) und mit Erdung (mE) einer im Sitz sitzenden Person	
	oben: Elektrode E_1 sendet / unten: Elektrode E_2 sendet	60
3.14	Ermittelte Masseindifferenzen des neuen Verfahrens gegenüber herkömmlichen Koppelmodus- und Lademodusmessungen bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition sowie bei Messungen an speziellen Puppen in Kindersitzen (4)	63
3.15	Ermittelte Masseindifferenzen des neuen Verfahrens mit erweitertem Ersatzschaltbild gegenüber herkömmlichen Koppelmodus- und Lademodusmessungen bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition sowie bei Messungen an speziellen Puppen in Kindersitzen (4)	65
3.16	Verbesserung der Masseindifferenzen des Verfahrens durch Annahme des erweiterten Ersatzschaltbildes bei den verschiedenen Sitzbelegungsklassen	66
3.17	Ersatzschaltbild beim Senden mit mehreren Elektroden	68
3.18	Die gemessenen Kapazitäten in Abhängigkeit vom Abstand des Rückens der Versuchsperson von der Sitzlehne beim Senden nach verschiedenen Prinzipien, ohne Erdung (oE) und mit Erdung (mE) der Person	69

3.19	Die relative Änderung der gemessenen Kapazitäten aufgrund des Erdungseinflusses in Abhängigkeit vom Abstand des Rückens der Versuchsperson von der Sitzlehne beim Senden nach verschiedenen Prinzipien	70
3.20	Ermittelte Masseindifferenzen des Verfahrens <i>aktive Stromkompensation</i> gegenüber herkömmlichen Lademodusmessungen mit einer Elektrode (L1) bzw. mit zwei Elektroden (L2) bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition	72
3.21	Verbleibender Erdungseinfluß bei den neuen Verfahren <i>Auswertung der Strom-Matrix</i> und <i>aktive Stromkompensation</i> bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition	73
4.1	„Aktive“ Systeme zur Erhöhung der „passiven“ Sicherheit	76
4.2	Warnhinweis-Aufkleber in den Vereinigten Staaten	77
4.3	Simulation des TNO Crash-Safety Research Centre zur Gefährlichkeit des Airbags in einer <i>Out of Position</i> -Situation	80
4.4	Schema eines Transponder-Systems von Siemens	82
4.5	Drucksensor-Array der Firma IEE Luxemburg und menschliches Einsitzprofil	83
4.6	Optische Entfernungsbestimmung durch Triangulation	84
4.7	Sitzbelegungserkennung mit Hilfe von Ultraschallsensoren	85
4.8	Kamerabild eines Kindersitzes, nach [Koch 1999]	85
4.9	Quadratische und lineare Separation zweier Normalverteilungen	93
4.10	Unterschied zwischen Projektion und Schnitt bei mehrdimensionalen Daten	95
4.11	Abhängigkeit der gemessenen Kapazität vom Körpergewicht bei unterschiedlicher Bekleidung, mit und ohne Kugelmatte	97
4.12	Kapazitätswerte in der Sitzfläche bei Personen und Kindersitzen	99
4.13	Anordnung der Elektroden bei den Messungen zur Klassifizierung	100
4.14	Kapazitätswerte der vier Elektroden bei Personen und Kindersitzen	101
4.15	2-dimensionale Projektionen der Meßwerte der Personen	102
4.16	Stückweise linearer Verlauf von $p_l(\mathbf{C})$	105
4.17	Sitzflächen- und Lehnenkapazitäten von Personen und Kindersitzen ohne Kugelmatte	107
4.18	Erweiterung des Parameterraums durch einen zusätzlichen Sensor B	108
4.19	Rechteckförmige Verteilungen bei statistisch unabhängigen Parametern	109
4.20	Zugelassene Grenzwerte der Stromdichte im menschlichen Körper in Abhängigkeit von der Frequenz	112
4.21	Verlauf von Kapazität und Verlustwinkel einer Elektrode im Fahrzeugsitz bei Begießen mit Wasser	115

4.22	Verlauf von Kapazität und Verlustwinkel einer Elektrode im Fahrzeugsitz beim Trocknen des nassen Sitzes	116
4.23	Schematischer Aufbau eines Autositzes mit Elektroden	117
4.24	Feldverlauf und Elektrodenkapazität im trockenen, unbelegten Sitz	118
4.25	Impedanzen im nassen, unbelegten Sitz	118
4.26	Verlauf des komplexen Leitwerts einer Elektrode beim Begiessen mit Wasser und beim Trocknen	119
4.27	Verlauf des komplexen Leitwerts einer Elektrode beim Trock- nen, unbelegter und belegter Sitz	120
4.28	Messung von C_{GE} zur Diagnose der Sensoren	124

Tabellenverzeichnis

1.1	Elektrische Eigenschaften eines Literwürfels Körpergewebe bei zwei verschiedenen Frequenzen	20
2.1	Größenordnung des Erdungseinflusses bei Personen und Kindersitzen	36
2.2	Größenordnung der relevanten Kapazitäten, die Kopplung der Elektroden an Masse übersteigt die Koppelkapazität C_{12} zwischen ihnen um ein Vielfaches	38
3.1	Relative Standardabweichungen der gemessenen Spannungen . .	59
3.2	Erdungseinfluß bei verschiedenen Sitzbelegungen, Ströme in μA , Kapazitäten in pF	62
3.3	Erdungseinfluß bei erweitertem Ersatzschaltbild, Kapazitäten in pF	64
4.1	Gewünschte Auslösestärke (*) eines zweistufigen Airbags für verschiedene Sitzbelegungen bei mittlerer Unfallschwere	79
4.2	Verschiedene bekannte Ansätze zur kapazitiven Sitzbelegungs-erkennung im Fahrzeug	86
4.3	Variation der Dielektrizitätskonstante von Luft, aus [Baxter 1997]	114
4.4	Mögliche Fehler der Sensoren und Auswirkung auf die Messung	123

Kapitel 1

Einleitung und physikalische Grundlagen

1.1 Sensoren in technischen Systemen

Die moderne Prozeß- und Automatisierungstechnik, aber auch andere Gebiete wie die Konsum- und Automobilelektronik wären ohne Sensorik undenkbar. Die Sensoren liefern die Eingangsgrößen der Umgebung an die von diesen Parametern beeinflusste Elektronik, die ohne diese aufzunehmenden Größen „blind“ wäre und ihre vorgegebenen Funktionen nicht ausführen könnte. Gemeinsam

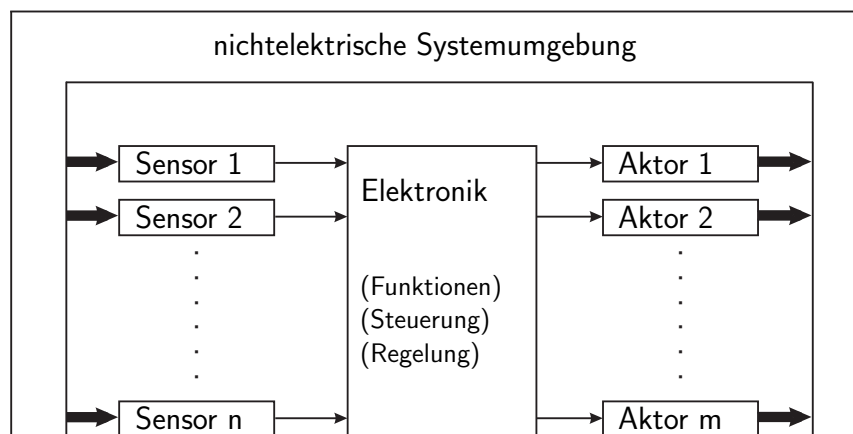


Abbildung 1.1: Sensoren und Aktoren bilden die Schnittstelle zwischen elektronischen Systemen und ihrer Umgebung

mit den Aktoren, welche eine Ausgabe von Aktion oder Information an die Umgebung ermöglichen, bilden die Sensoren die Schnittstelle zwischen elektronischen Systemen und ihrer Umgebung. Dies ist in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt.

Sensorelemente formen physikalische, chemische oder biologische Meßgrößen

in elektrische Meßsignale um. Dabei lassen sich *aktive* und *passive* Fühler unterscheiden:

- Aktive Fühler, beispielsweise Fotoelemente oder Thermoelemente, erzeugen elektrische Energie durch Energieumformung und liefern direkt ein elektrisches Signal als Spannung, Strom oder Ladungsänderung.
- Bei passiven Fühlern wird hingegen eine elektrische Meßgröße des Sensorelements (Widerstand, Induktivität oder Kapazität) durch die aufzunehmende nichtelektrische Größe beeinflusst. Zur Gewinnung des Sensorsignals wird dieser Effekt unter Verwendung einer Hilfsspannung in einer Auswertungsschaltung detektiert. Zu den passiven Sensorelementen zählen beispielsweise die Dehnungsmeßstreifen.

In beiden Fällen werden die erhaltenen elektrischen Meßsignale mit Hilfe einer aktiven Meßschaltung verarbeitet und in ein normiertes, analoges Meßsignal verstärkt. In modernen digitalen elektronischen Systemen werden die normierten Analogsignale in ein digitales Signalformat umgesetzt und durch einen Mikrocontroller verarbeitet. Durch einen Buskoppler erfolgt die Anpassung an eine digitale Bus-Schnittstelle.

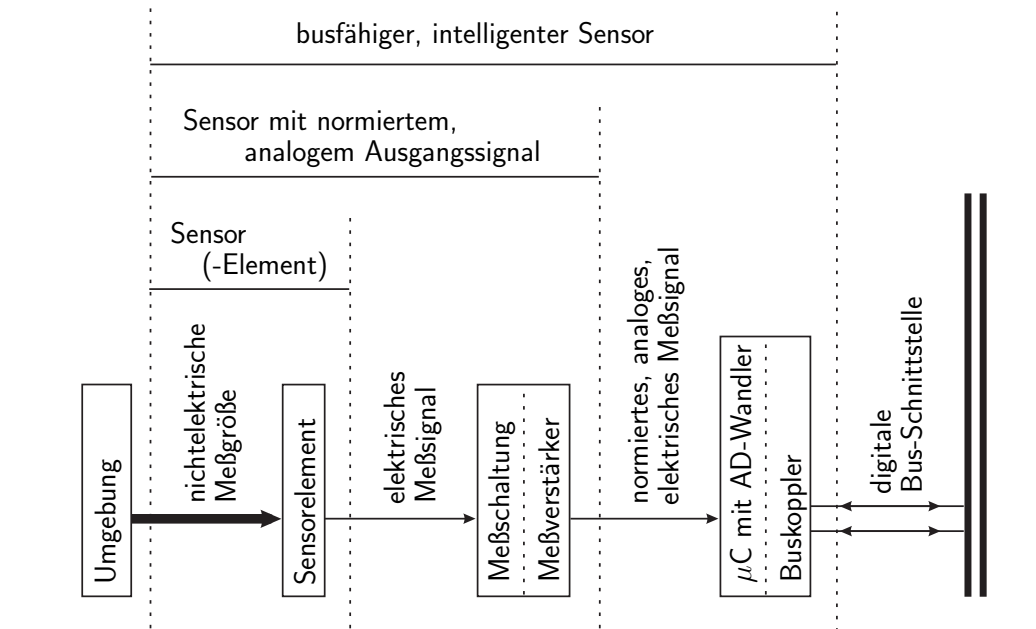


Abbildung 1.2: Entwicklung vom reinen Sensorelement zum intelligenten, busfähigen Sensor

Die Evolution der Sensortechnik, getrieben durch die Impulse aus der Mikroelektronik, führt zu einer vermehrten Integration dieser Funktionen. Die Entwicklung geht von reinen Sensorelementen über Sensoren mit analogem, normiertem Ausgangssignal hin zu intelligenten Sensoren mit busfähiger digitaler Schnittstelle (Abbildung 1.2).

1.2 Kapazitive Sensoren und Detektoren

Kapazitive Sensoren lassen sich in drei Gruppen einteilen:

1. Kapazitive Drehwinkel- und Wegsensoren
2. Kapazitive Berührungssensoren
3. Kapazitive Detektoren

Diese drei Gruppen unterscheiden sich essentiell in ihrem Anwendungsgebiet, den technischen Anforderungen und der Realisierung.

Bei den Sensoren der ersten Gruppe sind mehrere Elektroden gegeneinander drehbar oder verschiebbar in einem Gehäuse angeordnet. Die Kapazitäten zwischen den Elektroden hängen von ihrer Überlappung und ihrem Abstand

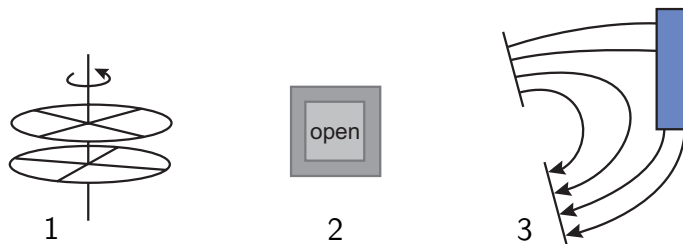


Abbildung 1.3: Verschiedene Arten kapazitiver Sensoren

ab. Bei der Entwicklung derartiger Sensoren geht es vor allem darum, mechanische und elektrische Toleranzen durch geschickte Aufteilung der Elektroden in Segmente und durch geeignete Auswerteschaltungen auszugleichen. Siehe hierzu z. B. [Brosseur, Eberharter 1992].

Sensoren der zweiten Gruppe reagieren auf unmittelbare Berührung durch eine Person oder durch eine Substanz mit sehr großer Dielektrizitätskonstante. Dabei ändert sich die Kapazität der Tast-Elektrode gegen Masse in der Größenordnung 60 dB, wodurch die Sensoren sehr robust gegen Störungen sind und keine hohen Anforderungen an die Meßgenauigkeit stellen. Da sie keine verschleißanfälligen mechanischen Teile enthalten, finden sie vermehrt Einsatz als Füllstandssensor oder als Schalter zur Bedienung von elektronischen Geräten oder Aufzügen.

Bei den kapazitiven Detektoren wird der Einfluß durch Objekte oder Personen auf die Kapazität oder Kapazitätsmatrix einer oder mehrerer Elektroden ohne direkten Kontakt bestimmt. Die hier auftretenden Kapazitäten fallen mit zunehmender Entfernung stark ab und sind von der Größenordnung Femtofarad bis Pikofarad. Sie müssen mit hoher Genauigkeit bestimmt werden.

1.3 Zielsetzung der Arbeit und Übersicht

Diese Arbeit wurde durch die Fachabteilung Sicherheitselektronik der Bayerischen Motoren Werke initiiert und ermöglicht. Im Mittelpunkt des Interesses stand der Einsatz kapazitiver Detektorverfahren zur Sitzbelegungserkennung im Fahrzeug. Da es sich bei diesem komplexen und sicherheitsrelevanten Thema um technisches Neuland handelt, wurde es durch eine Kooperation mit der Technischen Universität München wissenschaftlich aufbereitet.

Es wurden folgende Arbeitsschwerpunkte definiert:

- Recherche des Stands der Technik
- Analyse und Bewertung bestehender Methoden
- Weiterentwicklung der Meßverfahren
- Untersuchung von humanbiologischen Aspekten
- Berücksichtigung automobilspezifischer Randbedingungen
- Erarbeitung und Bewertung von Auswerte-Algorithmen

Das Ziel dieser Arbeit kann also nicht in einem serientauglich entwickelten Erkennungssystem gesehen werden. Es waren vielmehr grundlegende Aufgaben zu lösen, die zwar durch die konkrete Anwendung motiviert waren, deren Ergebnisse jedoch auch auf andere Anwendungen übertragbar sind.

Die Arbeit ist wie folgt gegliedert:

- Im zweiten Teil des ersten Kapitels sind die für das Verständnis der kapazitiven Sensorik relevanten physikalischen Grundlagen zusammengestellt. Nach einer mathematischen Beschreibung der physikalischen Begriffe „Kapazität“ und „Kapazitätsmatrix“ wird die Funktionsweise von kapazitiven Detektoren erläutert. Im darauf folgenden Abschnitt werden die dielektrischen Eigenschaften von Materie, insbesondere von biologischem Gewebe dargestellt. Dabei wird auch untersucht, inwieweit die spezifischen Eigenschaften von Körpergewebe zu einer Erkennung genutzt werden können.
- Die Historie und der aktuelle Stand der Technik der kapazitiven Detektoren werden in Kapitel 2 betrachtet. Es werden verschiedene Implementierungsvarianten der Kapazitätsmessung vorgestellt, sowie ein Überblick über aktuelle Forschungsaktivitäten und Anwendungen gegeben. Es folgt eine Bewertung der bestehenden Methoden. Dabei werden verschiedene Nachteile der bekannten Verfahren aufgezeigt, die ihre Anwendbarkeit einschränken. Als Hauptprobleme lassen sich Störungen durch veränderliche Umweltparameter, sowie der Einfluß der unbekanntem Erdung des Meßobjekts identifizieren. Es wird gezeigt, daß das einzige, aus Patenten bekannte Verfahren zur Reduzierung von

Erdungseinflüssen nicht zielführend ist.

- In Kapitel 3 wird zunächst die, zur Durchführung der Messungen im praktischen Teil der Arbeit implementierte, elektronische Schaltung vorgestellt. Ausgehend von dem Funktionsprinzip werden die Anforderungen an die Schaltung dargestellt, eine Dimensionierung der wichtigsten Bauelemente vorgenommen, ein geeigneter Operationsverstärker bestimmt sowie die erzielbare Meßgenauigkeit ermittelt. Daran anschließend wird der unerwünschte Erdungseinfluß detailliert behandelt. Es wird ein neues kapazitives Meßverfahren zu seiner Eliminierung entwickelt und optimiert. Die Wirksamkeit wird durch Versuche nachgewiesen. Es wird noch ein zweites, im Rahmen dieser Arbeit entstandenes Verfahren vorgestellt und untersucht. Die verschiedenen kapazitiven Meßprinzipien werden anschließend bewertet und verglichen. Das für einen Einsatz im Fahrzeug am besten geeignete wird ermittelt.
- Das Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Anwendung der neuen Meßverfahren zur Insassendetektion im Automobil. In einer Einführung wird der Begriff *Sitzbelegungserkennung* definiert und die Notwendigkeit derartiger Systeme erläutert. Nach einer Darstellung der Anforderungen wird ein Überblick über bestehende Lösungsansätze gegeben. Dabei werden auch bekannte Patente und Entwicklungen zur kapazitiven Sitzbelegungserkennung vorgestellt. Daran anschließend werden relevante theoretische Grundlagen zur Klassifizierung und zur Bestimmung von Fehlerraten vermittelt sowie verschiedene Herangehensweisen an die Implementierung eines Klassifikators aufgezeigt. Daraus wird eine für das betrachtete System passende Methodik abgeleitet. Schließlich wird anhand von Meßreihen mit verschiedenen Versuchspersonen und Kindersitzen untersucht, welche Klassen durch ein derartiges System zu unterscheiden sind und es wird ein einfacher, statischer Algorithmus zur Personenerkennung vorgestellt. Darauf aufbauend werden Erweiterungsmöglichkeiten zur Kopplung von verschiedenen Erkennungssystemen aufgezeigt. Der Abschnitt endet mit einer Betrachtung der Möglichkeiten zur Sicherstellung geforderter Fehlerraten. Der letzte Abschnitt des vierten Kapitels widmet sich den automobilspezifischen Randbedingungen, die in einer derartigen Anwendung berücksichtigt werden müssen. Zunächst werden die physiologischen Aspekte der Sensorik und die Möglichkeit einer gesundheitlichen Beeinträchtigung untersucht. Darauf folgt eine Analyse der Einflüsse durch variable Umweltparameter. Nach einer Darstellung der relevanten Schwankungsbereiche der wichtigsten Parameter, sowie deren Auswirkung auf die kapazitive Messung, wird die Feuchtigkeit des Fahrzeugsitzes als wesentlicher Einfluß identifiziert. Zu einer Sicherstellung der korrekten Funktion eines kapazitiven Erkennungssystems muß die Feuchtigkeit diagnostiziert werden. Anhand von Versuchen wird ein dazu geeignetes Verfahren vorgestellt und seine Leistungsfähigkeit wird analysiert. Weiterhin wird der Frage nachgegangen, ob bei Feuchtigkeit noch eine Klassifizierung vorgenommen werden kann. Schließlich werden verschiedene Strategien zur Minderung elektromagnetischer Störungen vorgestellt. Der letzte Abschnitt beschäftigt

sich mit der, bei Sicherheitssystemen essentiellen, Eigendiagnose der Elektronik.

- Kapitel 5 stellt eine Zusammenfassung der Arbeit dar und bietet einen Ausblick auf die Anwendung, Weiterentwicklung und sinnvolle Ergänzung der vorgestellten Verfahren.

1.4 Elektrostatische Felder und Kapazitäten

Der Begriff der elektrischen Kapazität ist im allgemeinen eng an die entsprechenden elektrischen Bauteile, die Kondensatoren, geknüpft. Zum Verständnis der kapazitiven Detektoren ist es jedoch erforderlich, diesen Kapazitätsbegriff zu erweitern. Ein kapazitives Detektorsystem mit mehreren Elektroden läßt sich nicht durch eine einzelne Kapazität beschreiben, sondern durch eine Kapazitätsmatrix. Die Funktion des Detektors basiert auf der Erfassung und Interpretation der Änderung der Kapazitätsmatrix durch ein Objekt oder eine Person. Dieser Abschnitt behandelt den physikalischen Hintergrund der Begriffe „Kapazität“ und „Kapazitätsmatrix“.

1.4.1 Maxwellgleichungen und elektrisches Potential

Elektromagnetische Felder gehorchen den Maxwell-Gleichungen:

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon_0} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 \\ \vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{B} &= \mu_0 \cdot \left(\vec{j} + \varepsilon_0 \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right).\end{aligned}\tag{1.1}$$

Hier bezeichnet \vec{E} das elektrische Feld, \vec{B} die magnetische Flußdichte, ρ die Ladungsdichte und \vec{j} die Stromdichte. ε_0 ist die elektrische und μ_0 die magnetische Feldkonstante.

Kapazitive Detektoren arbeiten mit quasistatischen elektrischen Feldern bei Frequenzen bis ca. 1 MHz und Wellenlängen oberhalb 300 m [Gershenfeld 1996]. Da die Anordnung der Sensoren immer um ein vielfaches kleiner ist als die Wellenlänge, treten keine Wellenphänomene wie Beugung, Brechung oder Reflexion auf. Formal folgt dies aus der Vernachlässigung der zeitlichen Ableitungen $\frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$ und $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$. Damit vereinfachen sich die Maxwell-Gleichungen für quasistatische elektrische Felder zu:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0}\tag{1.2}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = 0. \quad (1.3)$$

Ein Einfluß magnetischer Felder ist bei kapazitiven Detektoren zu vernachlässigen. Da die Rotation eines Gradienten stets verschwindet, läßt sich das elektrische Feld als Gradient eines Potentials schreiben:

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}\varphi. \quad (1.4)$$

Damit und mit Gleichung 1.2 folgt für das Potential φ die *Poissongleichung*:

$$\Delta\varphi = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}. \quad (1.5)$$

Im ladungsfreien Raum wird daraus die *Laplacegleichung*:

$$\Delta\varphi = 0. \quad (1.6)$$

1.4.2 Geladene Leiter und ihre Kapazitätsmatrix

In einem elektrischen Leiter bewegen sich die freien Ladungen so, daß sein Inneres feldfrei ist. Mit Gleichung 1.2 folgt daraus, daß im Inneren keine freien Ladungen sind. Sie erzeugen an der Oberfläche die Flächenladung $\vec{\sigma}$. Die Gesamtladung Q berechnet sich aus dem Integral über die Oberfläche O des Körpers:

$$Q = \oiint_O \sigma dA. \quad (1.7)$$

Das elektrische Feld an der Oberfläche steht senkrecht auf dieser. Sein Betrag E_O ergibt sich, wie mit der Integralform von Gleichung 1.2

$$\oiint_A \vec{E} d\vec{A} = \frac{1}{\varepsilon_0} \cdot \iiint_V \rho dV \quad (1.8)$$

nachvollziehbar, zu:

$$E_O = \frac{\sigma}{\varepsilon_0}. \quad (1.9)$$

Aus Gleichung 1.4 läßt sich die Potentialdifferenz (Spannung) zwischen zwei Punkten aus dem elektrischen Feld berechnen:

$$U_{21} = \varphi(\vec{r}_2) - \varphi(\vec{r}_1) = \int_{\vec{r}_2}^{\vec{r}_1} \vec{E}(\vec{r}) d\vec{r}. \quad (1.10)$$

Da im Leiter $\vec{E} = 0$ gilt, hat er an jedem Punkt das gleiche Potential ϕ_L . Zu seiner Berechnung integriert man von dem Leiter zu einem unendlich weit entfernten Punkt und definiert dort:

$$\phi_\infty = 0. \quad (1.11)$$

Der Zusammenhang zwischen Ladung und Potential von Leitern führt zum Begriff der *Kapazität*.

Kapazität des Plattenkondensators

Das bekannteste Beispiel stellt der ideale Plattenkondensator dar, bei dem die Randfelder vernachlässigt werden. Bei diesem tragen die Platten die gegengleiche Ladung Q und $-Q$, im Inneren besteht das homogene Feld E , das äußere Feld verschwindet. Für die Spannung zwischen den Platten gilt nach Gleichung 1.10:

$$U = E \cdot d. \quad (1.12)$$

Hier ist d der Abstand der Platten. Der Zusammenhang zwischen Q und E ergibt sich aus Gleichung 1.8 zu:

$$E = \frac{Q}{\varepsilon_0 \cdot A} = \frac{\sigma_K}{\varepsilon_0}. \quad (1.13)$$

Dabei bezeichnet A die Fläche des Plattenkondensators und $\sigma_K = Q/A$ seine Flächenladungsdichte. Für die Kapazität $C = Q/U$ des idealen Plattenkondensators gilt somit:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{d}. \quad (1.14)$$

Kapazität des Kugelkondensators

Ein zweiter bekannter Sonderfall ist der ideale Kugelkondensator aus zwei konzentrischen Kugeln mit Radius R_i und R_a ($R_i < R_a$). Die Kugeln tragen auch hier die gegengleiche Ladung Q (innen) und $-Q$ (außen). Das Feld zwischen den Kugeln weist radial nach außen. Innerhalb der inneren und außerhalb der äußeren Kugel verschwindet es. Die Feldstärke ist abhängig vom Abstand r zum Mittelpunkt der Kugeln. Nach Gleichung 1.8 ergibt sich:

$$\begin{aligned} E(r) &= 0, & \text{für } r < R_i \\ E(r) &= \frac{Q}{4\pi\varepsilon_0 r^2}, & \text{für } R_i \leq r \leq R_a \\ E(r) &= 0, & \text{für } r > R_a. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Durch Integration nach Gleichung 1.10 erhält man die Spannung der inneren Kugel gegen die äußere:

$$U = \int_{R_i}^{R_a} \frac{Q}{4\pi\varepsilon_0 r^2} \cdot dr = \frac{Q}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \left(\frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_a} \right). \quad (1.16)$$

Die Kapazität $C = Q/U$ des Kugelkondensators ergibt sich damit zu:

$$C = \frac{4\pi\varepsilon_0}{\left(\frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_a} \right)}. \quad (1.17)$$

Läßt man den Radius der äußeren Kugel gegen unendlich gehen, so wird der Term $1/R_a$ vernachlässigbar und man erhält die Kapazität einer einzelnen Kugel mit Radius $R = R_i$ im leeren Raum:

$$C = 4\pi\varepsilon_0 R. \quad (1.18)$$

Kapazitäten im Mehrleitersystem

In Abbildung 1.4 ist exemplarisch für drei Leiter der allgemeine Fall einer Konfiguration von N Leitern dargestellt. Die umhüllende Metallfläche \mathbf{S}_0 ist geerdet, besitzt also das Potential $\phi_\infty = 0$. Läßt man die Größe der Fläche

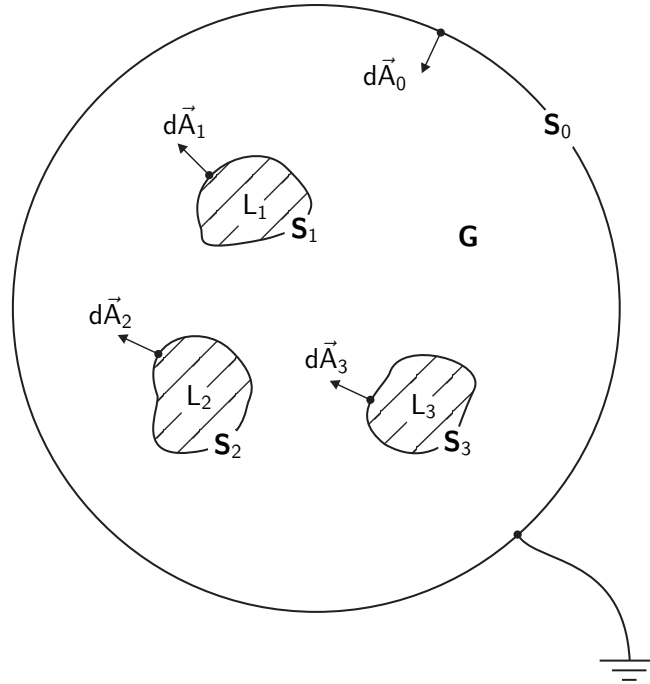


Abbildung 1.4: Schematische Darstellung eines Mehrleitersystems

\mathbf{S}_0 gegen unendlich gehen, so fällt sie mit der „Fernkugel“ zusammen (vgl. [Kröger, Unbehauen 1993]) und man erhält wie im Fall des Kugelkondensators das Bild der N Leiter im leeren Raum.

Auch im Mehrleitersystem besteht ein eindeutiger und linearer Zusammenhang zwischen den Ladungen und den Potentialen der Leiter, der nur von der Geometrie der Anordnung abhängt, d. h. von der Gestalt und der relativen Lage der Körper sowie der umhüllenden Metallfläche. Dies läßt sich durch eine Betrachtung der folgenden Randwertaufgaben zeigen, wobei zunächst der Sonderfall betrachtet wird, daß nur einer der Leiter ein von Null verschiedenes Potential aufweist:

$$\begin{aligned} \Delta \varsigma_l(\vec{r}) &= 0, & \vec{r} \in \mathbf{G} \\ \varsigma_l(\vec{r}_k) &= \delta_{kl}, & \vec{r}_k \in \mathbf{S}_k. \end{aligned} \tag{1.19}$$

Dabei gilt $k = 0, \dots, N$ und $l = 1, \dots, N$. Die Funktion $\varsigma_l(\vec{r})$ ist also die Lösung der Laplacegleichung mit den Randbedingungen $\varsigma_l = 1$ am Leiter L_l und $\varsigma_l = 0$ an den übrigen Leitern sowie an der umhüllenden Metallfläche. Das zugeordnete elektrische Potential erhält man mit $\varphi_l(\vec{r}) = \phi_l \varsigma_l(\vec{r})$.

Die Randwertaufgaben 1.19 haben eindeutige Lösungen (vgl.

[Kröger, Unbehauen 1993]). Für jede einzelne Lösung $\varphi_l(\vec{r})$ ergeben sich die Ladungen $Q_k^{(l)}$ auf den Leitern mit Hilfe der Gleichungen 1.4, 1.7 und 1.9 zu:

$$\begin{aligned} Q_k^{(l)} &= \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\sigma}_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = \varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{E}_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = -\varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\nabla} \varphi_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = \\ &= -\phi_l \cdot \varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\nabla} \varphi_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = \phi_l \cdot c_{kl} \end{aligned} \quad (1.20)$$

mit den *Kapazitätskoeffizienten*

$$c_{kl} := -\varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\nabla} \varphi_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k. \quad (1.21)$$

Die Kapazitätskoeffizienten sind die Elemente der *Kapazitätsmatrix* des Leitersystems.

In einem zweiten Schritt wird nun das Randwertproblem 1.19 auf beliebige Leiterpotentiale erweitert:

$$\begin{aligned} \Delta \varphi(\vec{r}) &= 0, & \vec{r} \in \mathbf{G} \\ \varphi(\vec{r}_l) &= \phi_l, & \vec{r}_l \in \mathbf{S}_l, \quad l = 1, \dots, N \\ \varphi(\vec{r}_0) &= 0, & \vec{r}_0 \in \mathbf{S}_0. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Aufgrund der Linearität des Laplace-Operators hat diese Randwertaufgabe die eindeutige Lösung

$$\varphi(\vec{r}) = \sum_{l=1}^N \phi_l \varphi_l(\vec{r}). \quad (1.23)$$

Die Ladung Q_k des k -ten Leiters ergibt sich dann analog zu Gleichung 1.20:

$$\begin{aligned} Q_k &= -\varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\nabla} \varphi(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = -\varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\nabla} \sum_{l=1}^N \phi_l \varphi_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = \\ &= -\sum_{l=1}^N \phi_l \varepsilon_0 \cdot \oiint_{\mathbf{S}_k} \vec{\nabla} \varphi_l(\vec{r}_k) d\vec{A}_k = \sum_{l=1}^N \phi_l c_{kl}. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Eigenschaften der Kapazitätsmatrix

Der Zusammenhang zwischen den Ladungen und den Potentialen im Mehrleitersystem wird also durch die Kapazitätsmatrix (c_{kl}) beschrieben, deren Koeffizienten nur von den Lösungen φ_l der Randwertaufgaben 1.19, und somit wie zu zeigen war nur von der Geometrie der Anordnung abhängen. Die c_{kl} mit $k \neq l$ werden in [Greiner 1991] als *Induktionskoeffizienten* bezeichnet, in Bezug auf die elektrostatische Induktion (Influenz) zwischen den Leitern k und l . Zur

klaren Unterscheidung von der magnetischen Induktion wird dieser Terminus hier jedoch nicht übernommen.

Die Vorzeichen der Kapazitätskoeffizienten sind eindeutig festgelegt:

$$\begin{aligned} c_{ll} &> 0 \\ c_{kl} &< 0, \quad \text{für } k \neq l. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Dies läßt sich anschaulich begründen: durch eine positive Ladung des Leiters L_l erhält er ein positives Potential, durch eine negative Ladung erhält er hingegen ein negatives Potential. Also sind die Diagonalelemente der Kapazitätsmatrix positiv, da das Vorzeichen zwischen Ladung und Potential *eines* Leiters nicht invertiert wird. Die übrigen Leiter in der Umgebung des positiv geladenen Leiters L_l erhalten durch die Influenz jedoch eine negative Ladung (so wie die Leiter in der Umgebung eines negativ geladenen Leiters durch die Influenz eine positive Ladung erhalten). Also sind die Elemente außerhalb der Diagonale der Kapazitätsmatrix negativ, da das Vorzeichen zwischen Ladung und Potential *verschiedener* Leiter invertiert wird.

Die Kapazitätsmatrix ist symmetrisch, d. h. es gilt

$$c_{kl} = c_{lk}. \quad (1.26)$$

Dies läßt sich aus der Definition 1.21 der Kapazitätskoeffizienten ableiten: da die Funktion $\varsigma_k(\vec{r})$ nach den Gleichungen 1.19 auf der Fläche \mathbf{S}_k den Wert 1 hat, gilt auch:

$$c_{kl} = -\varepsilon_0 \cdot \oint_{\mathbf{S}_k} \varsigma_k(\vec{r}) \vec{\nabla} \varsigma_l(\vec{r}) d\vec{A}_k. \quad (1.27)$$

Auf allen anderen Flächen verschwindet die Funktion $\varsigma_k(\vec{r})$, so daß die Integration über \mathbf{S}_k durch die Integration über $\mathbf{S} := \mathbf{S}_0 \cup \mathbf{S}_1 \cup \dots \cup \mathbf{S}_N$ ersetzt werden kann:

$$c_{kl} = -\varepsilon_0 \cdot \oint_{\mathbf{S}} \varsigma_k(\vec{r}) \vec{\nabla} \varsigma_l(\vec{r}) d\vec{A}. \quad (1.28)$$

Hieraus erhält man durch Anwendung des ersten Green'schen Satzes und der Laplacegleichung:

$$\begin{aligned} c_{kl} &= \varepsilon_0 \cdot \iiint_{\mathbf{G}} \left(\vec{\nabla} \varsigma_k(\vec{r}) \cdot \vec{\nabla} \varsigma_l(\vec{r}) + \varsigma_k(\vec{r}) \Delta \varsigma_l(\vec{r}) \right) dV = \\ &= \varepsilon_0 \cdot \iiint_{\mathbf{G}} \left(\vec{\nabla} \varsigma_k(\vec{r}) \cdot \vec{\nabla} \varsigma_l(\vec{r}) \right) dV. \end{aligned} \quad (1.29)$$

Die behauptete Symmetrieeigenschaft der Kapazitätskoeffizienten ist aus Gleichung 1.29 unmittelbar ersichtlich.

Kapazitätskoeffizienten und Teilkapazitäten

Das Mehrleitersystem läßt sich durch eine Ersatzschaltung aus Kondensatoren („Teilkapazitäten“) darstellen, was einer elektrotechnischen Berechnung

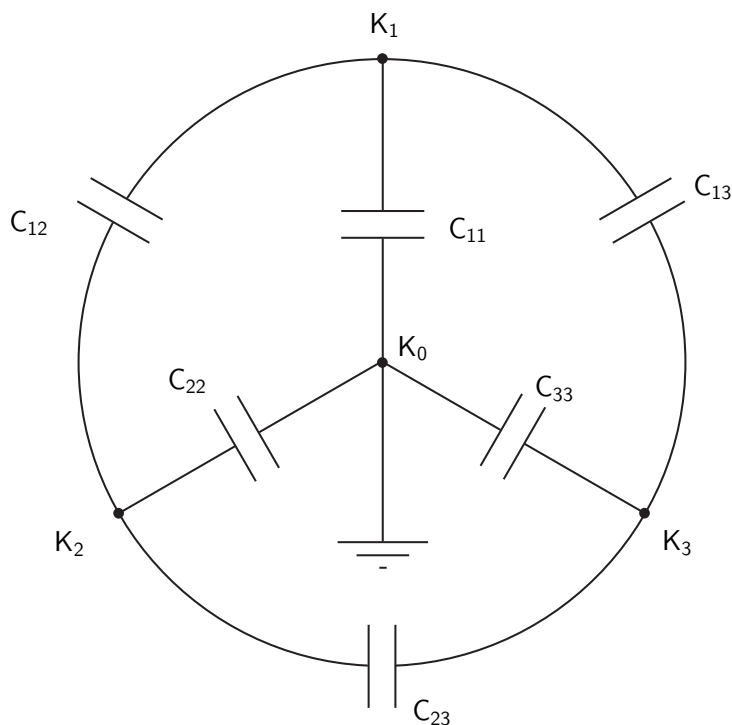


Abbildung 1.5: Teilkapazitäten eines Mehrleitersystems

entgegenkommt. Abbildung 1.5 verdeutlicht dies wieder exemplarisch für drei Leiter. Die Knotenpunkte K_1 , K_2 und K_3 sollen dabei den Leitern L_1 , L_2 bzw. L_3 entsprechen, der Knotenpunkt K_0 ist der geerdeten Metallfläche S_0 zugeordnet.

Die Ladung Q_k des k -ten Leiters ergibt sich dann als Summe der Ladungen der Kondensatorflächen, die an dem Knotenpunkt k angeschlossen sind. Diese Teil-Ladungen berechnen sich aus den an den Teilkapazitäten C_{kl} anliegenden Spannungen, also aus den Potentialdifferenzen zwischen den Leitern. Damit erhält man:

$$Q_k = C_{kk}U_{k0} + \sum_{l=1}^N C_{kl}U_{kl} = C_{kk}\phi_k + \sum_{l=1}^N C_{kl}(\phi_k - \phi_l). \quad (1.30)$$

Durch Vergleich mit Gleichung 1.24 ergibt sich der Zusammenhang zwischen den Teilkapazitäten C_{kl} und den Kapazitätskoeffizienten c_{kl} :

$$\begin{aligned} C_{kk} &= \sum_l c_{kl}, & k, l = 1, \dots, N \\ C_{kl} &= -c_{kl}, & \text{für } k \neq l. \end{aligned} \quad (1.31)$$

Umgekehrt gilt:

$$\begin{aligned} c_{kk} &= \sum_l C_{kl}, & k, l = 1, \dots, N \\ c_{kl} &= -C_{kl}, & \text{für } k \neq l. \end{aligned} \quad (1.32)$$

Die Teilkapazitäten C_{kl} zwischen den Leitern mit $k \neq l$ werden als „Koppelkapazitäten“ bezeichnet. Sie sind vom Betrag her gleich den Kapazitätskoeffizienten c_{kl} .

Die Teilkapazität C_{kk} ist die Eigenkapazität des Leiters L_k gegen Masse. Im Gegensatz dazu beschreibt der Kapazitätskoeffizient c_{kk} die Kopplung des Leiters L_k an seine gesamte Umgebung, denn c_{kk} ist ja nach Gleichung 1.32 die Summe aller Teilkapazitäten, die an dem Leiter L_k angreifen. Dies wird auch aus einer Betrachtung der Gleichung 1.24 anschaulich klar: c_{kk} beschreibt den Anteil der Gesamtladung von L_k , die der Leiter aufgrund seines eigenen Potentials ϕ_k erhält, ohne zwischen der Influenz zu den anderen Leitern und der direkten Kopplung an Masse zu differenzieren.

1.5 Dielektrisches Verhalten von Materie

Bislang wurden nur unendlich leitfähige Objekte behandelt. Um ein quantitatives Verständnis von kapazitiven Detektoren zu entwickeln, ist es jedoch erforderlich, das Verhalten realer Materie, auch von menschlichem Gewebe, unter Einwirkung elektrischer Felder zu betrachten.

Die Abbildung 1.6 zeigt einen Quader im homogenen Feld eines Plattenkondensators. Die Fläche des Quaders senkrecht zum Feld sei A , seine Ausdehnung in Richtung des Feldes betrage L . Das elektrische Feld erzeugt in dem Körper eine Polarisation \vec{P} . Sie entsteht durch Ausrichtung bestehender elektrischer Dipole

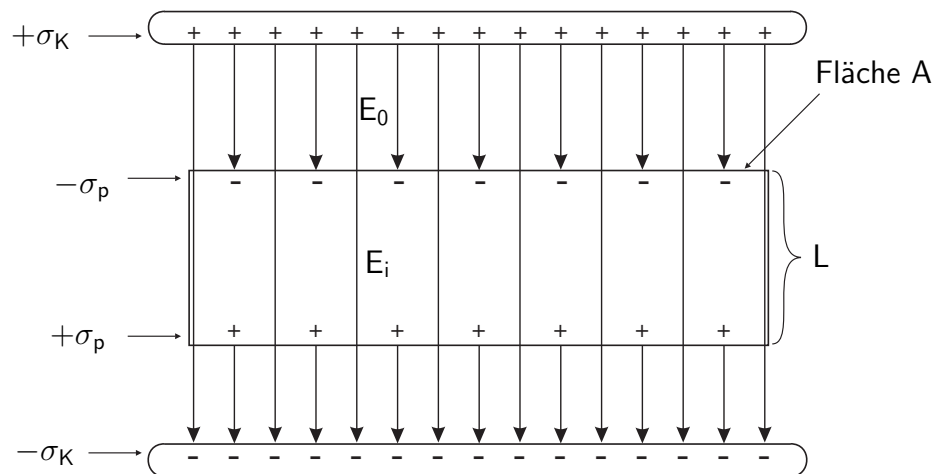


Abbildung 1.6: Polarisation eines Materials im homogenen elektrischen Feld eines Plattenkondensators

oder durch Verschiebung von Ladungen. Die Polarisation ändert nichts an der Ladungsneutralität im Inneren des Materials. Es entstehen jedoch Flächenladungsdichten $\pm\sigma_p$ an den Oberflächen, die den Kondensatorplatten zugewendet sind. Damit erhält der Körper das Dipolmoment $\vec{M} = \sigma_p \cdot A \cdot \vec{L}$.

Die Polarisation ist die „Dipoldichte“ des Mediums, also das Dipolmoment pro Volumen. Ihr Betrag entspricht also bei dem betrachteten Quader der Flächenladungsdichte σ_p :

$$P = \frac{M}{A \cdot L} = \sigma_p. \quad (1.33)$$

Die Ladung der Kondensatorplatten erzeugt nach Gleichung 1.13 das Feld $E_0 = \sigma_K / \varepsilon_0$. Die Polarisation wirkt ihrer Ursache entgegen und schwächt das Feld im Inneren des Mediums:

$$E_i = \frac{\sigma_K - \sigma_p}{\varepsilon_0} = E_0 - \frac{P}{\varepsilon_0}. \quad (1.34)$$

Der Zusammenhang zwischen E_i und der daraus entstehenden Polarisation ist durch die elektrische Suszeptibilität χ gegeben. Sie ist eine physikalische Eigenschaft des jeweiligen Materials:

$$\chi = \frac{P}{\varepsilon_0 E_i}. \quad (1.35)$$

Damit folgt aus Gleichung 1.34 :

$$E_0 = (1 + \chi)E_i = \varepsilon E_i. \quad (1.36)$$

$\varepsilon = 1 + \chi$ ist die *Dielektrizitätskonstante* des Materials.

Füllt man einen Kondensator bei konstanter Ladung vollständig mit einem Material der Dielektrizitätskonstante ε , so reduziert sich die Feldstärke in seinem Inneren gegenüber Gleichung 1.13 auf $E = \frac{\sigma_K}{\varepsilon \varepsilon_0}$. Nach Gleichung 1.12 reduziert sich damit auch die Spannung zwischen den Kondensatorplatten um den Faktor ε . Dadurch erhöht sich seine Kapazität $C = Q/U$ gegenüber Gleichung 1.14 auf:

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{d}. \quad (1.37)$$

Gleichung von Clausius-Mosotti

Ist α die Polarisierbarkeit eines Moleküls, so erhält es durch das an seinem Ort wirksame elektrische Feld \vec{E}_{lokal} ein Dipolmoment \vec{p} (vgl. [Kopitzki 1989]):

$$\vec{p} = \varepsilon_0 \alpha \vec{E}_{\text{lokal}}. \quad (1.38)$$

Mit der Teilchendichte n ergibt sich daraus die Polarisation

$$\vec{P} = n \vec{p} = n \varepsilon_0 \alpha \vec{E}_{\text{lokal}}. \quad (1.39)$$

Ist das (mikroskopische) Feld E_{lokal} mit dem (makroskopischen) Feld E_i gleichzusetzen, was beispielsweise bei Gasen der Fall ist, erhält man mit Gleichung 1.35 die elektrische Suszeptibilität

$$\chi_g = n \alpha. \quad (1.40)$$

Bei dichteren Medien muß jedoch das Feld der Nachbarmoleküle berücksichtigt werden, was zu einem Korrekturterm in Gleichung 1.40 führt.

Für einen Festkörper gibt die *Clausius-Mosotti'sche Gleichung* die Beziehung zwischen der Dielektrizitätskonstante und der Polarisierbarkeit an:

$$\varepsilon = 1 + \chi = 1 + \frac{n\alpha}{1 - \frac{1}{3}n\alpha}. \quad (1.41)$$

1.5.1 Frequenzabhängigkeit der Polarisation

Bei zeitlichen Wechselfeldern tritt eine frequenzabhängige Phasenverschiebung zwischen dem äußeren Feld und der Polarisation des Materials auf. Durch Zugrundelegen einfacher Modelle für die mikroskopischen Vorgänge kann man die Polarisation und deren Frequenzabhängigkeit quantitativ erfassen. Die wichtigsten Fälle

- *Lorentz'sches Oszillatormodell*
- *einfacher Relaxationsprozess*

werden im folgenden kurz vorgestellt, wobei zur mathematischen Beschreibung die komplexe Schreibweise mit der imaginären Zahl $i = \sqrt{-1}$ gewählt wird.

Wir betrachten Wechselfelder der Form

$$\underline{\vec{E}}(t) = \vec{E}_0 \cdot e^{-i\omega t}. \quad (1.42)$$

Damit werden die Polarisierbarkeit und die Dielektrizitätskonstante zu komplexen Zahlen $\underline{\alpha}(\omega)$ und $\underline{\varepsilon}(\omega)$, die auch die Phaseninformation enthalten und von der Frequenz abhängen.

Oszillatormodell

Das erste Modell beschreibt die Polarisation durch Verschiebung von Elektronen oder Ionen aus einer Gleichgewichtslage. Für die Auslenkung der Teilchen mit Ladung q und Masse m wird die Differentialgleichung der erzwungenen gedämpften harmonischen Schwingung

$$m\ddot{x} + m\beta\dot{x} + m\omega_0^2x = q\hat{E}_{\text{lokal}} \cdot e^{-i\omega t} \quad (1.43)$$

angesetzt. Dabei ist β die Dämpfungskonstante, ω_0 die Kreisfrequenz des ungedämpften Oszillators und \hat{E}_{lokal} die Amplitude des am Ort des Teilchens wirksamen elektrischen Wechselfeldes. Mit $p = qx$, Gleichung 1.38, Gleichung 1.41 und der Lösung der Differentialgleichung 1.43

$$x = \frac{q}{m(\omega_0^2 - \omega^2 - i\beta\omega)} E_{\text{lokal}} \quad (1.44)$$

ergibt sich für die komplexe Dielektrizitätskonstante beim Oszillatormodell:

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_1(\omega) + i\varepsilon_2(\omega)$$

$$\varepsilon_1(\omega) = 1 + \frac{nq^2}{\varepsilon_0 m} \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega^2}{(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + \beta^2 \omega^2} \quad (1.45)$$

$$\varepsilon_2(\omega) = \frac{nq^2}{\varepsilon_0 m} \cdot \frac{\beta \omega}{(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + \beta^2 \omega^2}$$

wobei gilt: $\omega_1^2 = \omega_0^2 - \frac{1}{3}n\frac{q^2}{\varepsilon_0 m}$.

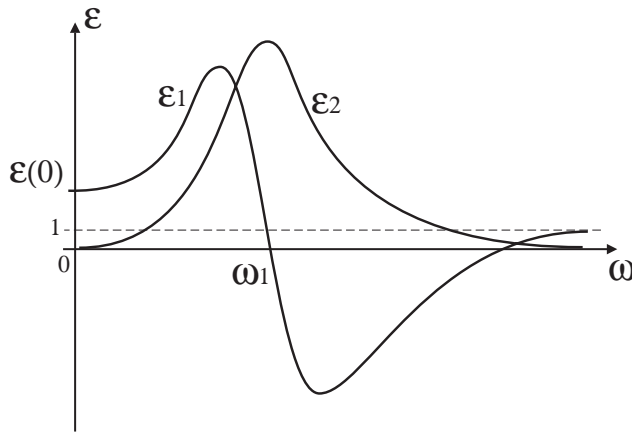


Abbildung 1.7: Verlauf von Real- und Imaginärteil der Dielektrizitätskonstante beim Lorentz-Oszillatormodell

In Abbildung 1.7 ist der typische Verlauf von $\varepsilon_1(\omega)$ und $\varepsilon_2(\omega)$ aufgetragen. Die Frequenzabhängigkeit dieser Funktionen ist durch die Resonanzstelle bei ω_1 gekennzeichnet.

Relaxation

Wenn keine Gleichgewichtslage und keine „Federkonstante“ für die Teilchen existiert ist das Oszillatormodell nicht anwendbar. Aufgrund der Beweglichkeit der Ladungsträger entsteht jedoch auch in diesem Fall eine frequenzabhängige Polarisation. Die Reaktion des Materials tritt durch Trägheits- und Reibungseffekte mit einer endlichen Verzögerung auf. Man spricht in diesem Zusammenhang von *Relaxation*.

Einfache Relaxationsprozesse werden durch lineare Differentialgleichungen erster Ordnung beschrieben und führen zu einer einfach zeitabhängigen Antwortfunktion. Es gibt auch dielektrische Prozesse, die keine einfache Zeitabhängigkeit aufweisen. Diffusionsprozesse und Ladungsumverteilungen bei großen Feldintensitäten bedingen z. B. nichtlineare Antwortfunktionen.

Wir beschränken uns im folgenden aufgrund der relativ niedrigen Frequenz und der geringen Feldintensität auf einfache Relaxationsprozesse. In diesem

Fall ist die Antwort einer Probe durch die Relaxationszeit τ charakterisiert, welche von den physikalischen Prozessen innerhalb des Materials abhängig ist. Die Relaxationszeit kann Werte im Bereich von Pikosekunden bis zu einigen Sekunden annehmen. Die Polarisation von Elektronen ist vergleichsweise so schnell, daß sie hier durch einen konstanten Beitrag ε_∞ berücksichtigt wird. Für die Polarisation des Materials als Antwort auf eine Stufe der Höhe E im elektrischen Feld zur Zeit $t_0 = 0$ gilt: (siehe z. B. [Foster, Schwan 1986])

$$\frac{P(t)}{\varepsilon_0 E} = \varepsilon_\infty - 1 + (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \cdot (1 - e^{-t/\tau}). \quad (1.46)$$

Durch eine Laplace Transformation von Gleichung 1.46 erhält man die Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante:

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + i\omega\tau} = \varepsilon_1(\omega) + i\varepsilon_2(\omega)$$

$$\varepsilon_1(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (1.47)$$

$$\varepsilon_2(\omega) = \frac{\omega\tau(\varepsilon_\infty - \varepsilon_s)}{1 + (\omega\tau)^2}$$

mit:

- ε_∞ : Dielektrizitätskonstante bei „unendlicher“ Frequenz durch die elektronische Polarisierbarkeit.
- ε_s : Dielektrizitätskonstante im statischen Fall.

Die Abbildung 1.8 zeigt wieder den prinzipiellen Verlauf von $\varepsilon_1(\omega)$ und $\varepsilon_2(\omega)$. Es tritt ähnlich wie beim Oszillatormodell eine verstärkte Dissipation im Bereich um die charakteristische Frequenz $\omega_c = 1/\tau$ auf, gekennzeichnet durch

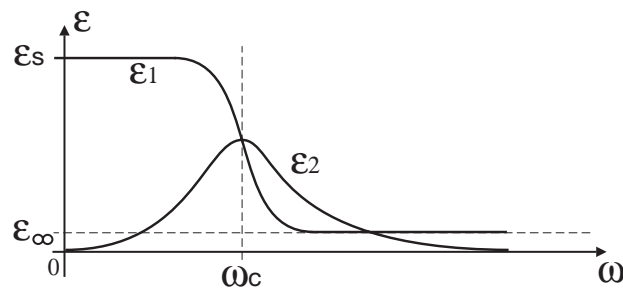


Abbildung 1.8: Verlauf von Real- und Imaginärteil der Dielektrizitätskonstante beim einfachen Relaxationsprozeß

den Imaginärteil ε_2 . Der Realteil ε_1 verläuft jedoch deutlich anders als beim Oszillatormodell. Er fällt im Bereich um ω_c von ε_s auf ε_∞ .

Überlagerung mehrerer Relaxationsprozesse

In den meisten Substanzen ist das dielektrische Verhalten durch viele überlagerte lineare und nichtlineare Relaxationsprozesse mit unterschiedlichen Relaxationszeiten gegeben. Es kann häufig durch eine Superposition von Prozessen erster Ordnung dargestellt werden.

Für den Fall, daß $\tau_1 \ll \tau_2 \ll \dots \ll \tau_N$ gilt, würde eine Darstellung der komplexen Dielektrizitätskonstante gegen die Frequenz deutlich die einzelnen aufgelösten Dispersionen zeigen:

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\Delta\varepsilon_1}{1 + i\omega\tau_1} + \frac{\Delta\varepsilon_2}{1 + i\omega\tau_2} + \dots + \frac{\Delta\varepsilon_N}{1 + i\omega\tau_N} \quad (1.48)$$

Falls sich die einzelnen Relaxationszeiten nicht separieren lassen, wird Gleichung 1.48 ersetzt durch ein Integral

$$\underline{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon_\infty + (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \cdot \int_0^\infty \frac{p(\tau)}{1 + i\omega\tau} d\tau \quad (1.49)$$

mit der Verteilungsfunktion

$$\int_0^\infty p(\tau) d\tau = 1. \quad (1.50)$$

Gleichung 1.49 stellt (unter Vernachlässigung von Resonanzphänomenen) eine komplette Beschreibung der Relaxationsphänomene dar. Es muß allerdings für jedes untersuchte Material eine geeignete Verteilungsfunktion gefunden werden. Versteht man die physikalisch relevanten Mechanismen, so läßt sich die Verteilungsfunktion aus experimentellen Daten ableiten. Die Interpretation ist in dem Fall der separierbaren Relaxationszeiten relativ einfach. Ein Beispiel hierfür sind die eindeutig in den Audio-, Radio- und Mikrowellenbereich unterteilbaren Relaxationsprozesse von Zellsuspensionen.

1.5.2 Dielektrische Eigenschaften von Körpergewebe

Seit der Entdeckung der Elektrizität vor über hundert Jahren beschäftigt sich die Wissenschaft auch mit den elektrischen Eigenschaften von biologischem Material. Genaue Meßwerte und ein detailliertes Verständnis der physikalischen Vorgänge sind vor allem im medizinischen Bereich nötig, um körperinterne Feldstärken und Ströme berechnen zu können sowie gesundheitliche Risiken einzuschätzen. Zudem finden elektrische Wechselfelder auch zunehmend Einsatz in Diagnose (z. B. [Kirchhoff 1985]) und Therapie (z. B. [Polk 1993], [Bassett 1989]).

Umfassende Tabellenwerke mit Meßdaten von verschiedenen Geweben bei unterschiedlichen Frequenzen sowie aktuelle Erkenntnisse und Theorien zur Wechselwirkung elektrischer Felder mit biologischem Gewebe finden sich

z. B. in [Geddes, Baker 1967], [Stoy et al. 1982], [Cole 1972], [Pethig 1979], [Grant et al. 1978], [Schanne und P.-Ceretti 1978]. Eine sehr gute Einführung und Übersicht bietet [Polk, Postow 1986].

Wirkleitwert

Die gemessenen Werte des spezifischen Wirkleitwerts von menschlichem Muskelgewebe im Frequenzbereich der kapazitiven Detektoren bewegen sich in der Größenordnung von 0,11 S/m bei 10 kHz und 0,5 S/m bei 100 kHz. S bezeichnet hier die Einheit *Siemens* ($1 \text{ S} = 1/\Omega$). Das bedeutet, daß ein Literwürfel des Gewebes bei diesen Frequenzen einen Wirkleitwert von 0,011–0,05 S aufweist, was einem ohmschen Widerstand von 90–20 Ω entspricht.

Dielektrizitätskonstante

Der Verlauf des Realteils der Dielektrizitätskonstante von biologischem Gewebe über der Frequenz ist in Abbildung 1.9 schematisch dargestellt. Während der Wirkleitwert mit der Frequenz wächst, sinkt die Dielektrizitätskonstante

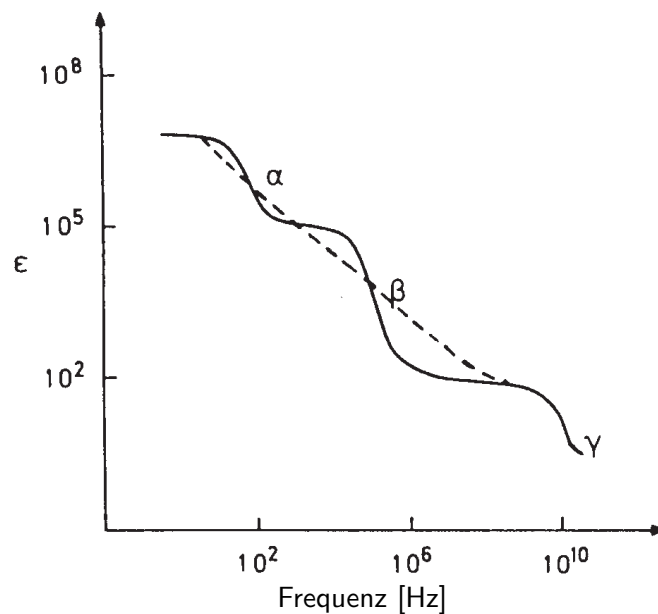


Abbildung 1.9: Schematische Darstellung der drei wichtigsten Dispersionsgebiete in biologischem Gewebe, vgl. [Foster, Schwan 1986]

mit zunehmender Frequenz. Es lassen sich drei Dispersionsgebiete unterscheiden:

- Die α -Dispersion im Bereich der Audiofrequenzen mit sehr hohen Werten von ϵ entsteht durch den sogenannten *Counterion Polarisationseffekt*.

fekt. Hierbei handelt es sich um Diffusionsprozesse von Ionen in elektrisch geladenen Doppelschichten. Zur Theorie der α -Dispersion siehe [Schwan 1981].

- Die β -Dispersion liegt im Radiofrequenzbereich. Hier wird das dielektrische Verhalten des Gewebes bestimmt durch den *Maxwell-Wagner-Effekt*, d. h. die Aufladung von dielektrischen Grenzflächen (siehe [Hanai 1968], [Dukhin 1971]).
- Die γ -Dispersion bei sehr hohen Frequenzen ist auf die dipolare Polarisation des Wassers zurückzuführen.

1.5.3 Erfassung der Dispersion

Die Messung der charakteristischen Dispersion von Körpergewebe im Radiofrequenzbereich wäre bei kapazitiven Detektoren zur Unterscheidung von Personen und Objekten sinnvoll einsetzbar. In Tabelle 1.1 sind die relevanten Größen für einen Literwürfel des Materials bei den Frequenzen 10 und 100 kHz aufgeführt. Die Kapazität C_K erhält man aus Gleichung 1.37 mit der Dielektrizitätskonstante aus Abbildung 1.9, der zugehörige Blindleitwert ergibt sich aus $B_K = \omega C_K$. Der Wirkleitwert G_K wurde im vorigen Abschnitt vorgestellt. Für die Admittanz gilt $Y_K = 1/Z_K = G_K + iB_K$. Die Beträge von Admittanz und Impedanz erhält man aus $Y_K^2 = G_K^2 + B_K^2$ und $Z_K = 1/Y_K$. Für den Verlustwinkel gilt $\tan \delta_K = \frac{B_K}{G_K}$.

	$f = 10$ kHz	$f = 100$ kHz
ε_K	75000	3000
C_K [nF]	66	3
B_K [S]	0,0042	0,0017
G_K [S]	0,011	0,05
Y_K [S]	0,012	0,05
Z_K [Ω]	85	20
δ_K [$^\circ$]	21	2

Tabelle 1.1: Elektrische Eigenschaften eines Literwürfels Körpergewebe bei zwei verschiedenen Frequenzen

Die Impedanz des Gewebes fällt also zwischen 10 und 100 kHz signifikant von ca. 85 Ω auf weniger als ein Viertel des Wertes, bei einer gleichzeitigen Änderung des Verlustwinkels von 21 $^\circ$ auf 2 $^\circ$.

Wir betrachten nun das Ersatzschaltbild in Abbildung 1.10. R_K und C_K stellen die ohmschen und kapazitiven Anteile der Admittanz des Körpers dar, wobei $R_K = 1/G_K$. C_{E_1K} und C_{E_2K} bezeichnen die Koppelkapazitäten zweier Elektroden E_1 und E_2 an den Körper. Eine direkte Kopplung an Masse wird hier vernachlässigt.

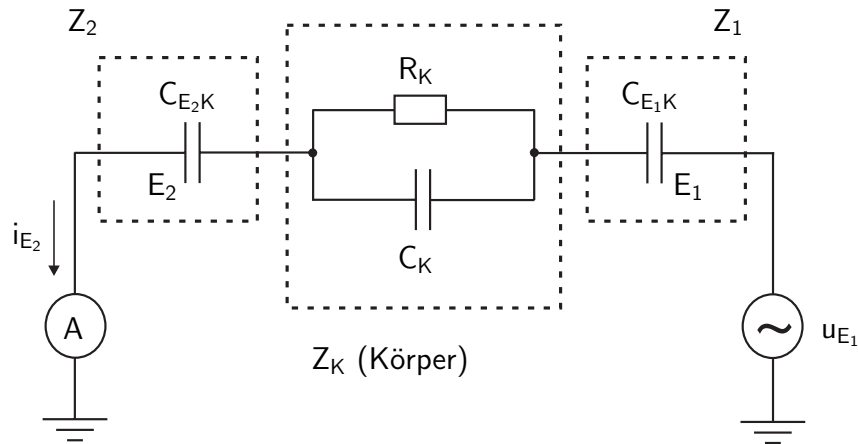


Abbildung 1.10: Ersatzschaltbild zur Messung der Dispersion eines Körpers in einem kapazitiven Detektor

Aus der Abbildung ist ersichtlich, daß in einem kapazitiven Detektor die elektrischen Größen des Körpers nicht direkt gemessen werden können. Durch Anlegen einer sinusförmigen Spannung u_{E_1} an die Elektrode E_1 und Messung des durch Elektrode E_2 gegen Masse abfließenden Stroms i_{E_2} wird vielmehr die Gesamtimpedanz der Anordnung \underline{Z}_G erfasst. Bei komplexer Darstellung gilt:

$$\underline{i}_{E_2} = \frac{\underline{u}_{E_1}}{\underline{Z}_G}. \quad (1.51)$$

Die Gesamtimpedanz \underline{Z}_G der Schaltung ergibt sich aus der Summe der Einzelimpedanzen zu:

$$\underline{Z}_G = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_K + \underline{Z}_2 = \frac{1}{i\omega C_{E_1K}} + \frac{1}{\frac{1}{R_K} + i\omega C_K} + \frac{1}{i\omega C_{E_2K}}. \quad (1.52)$$

Dieser Sachverhalt ist in Abbildung 1.11 in der komplexen Zahlenebene dargestellt. Man sieht, daß der Realteil der Gesamtimpedanz nur von der Impedanz des Körpers herrührt. Entscheidend für den gemessenen Winkel ist das Verhältnis zwischen den Koppelimpedanzen \underline{Z}_1 und \underline{Z}_2 einerseits und der Impedanz des Körpers \underline{Z}_K andererseits.

Wir betrachten nun die Elektrodenkopplung an den Körper. Bei Elektrodenflächen gegen den hier angenommenen Literwürfel von $(10 \text{ cm})^2$ und einem Abstand von nur 1 mm zwischen Elektroden und Körper betragen die Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} nach der Formel des Plattenkondensators, Gleichung 1.14, lediglich 89 pF. Bei größeren Abständen ist die Kopplung noch geringer. Bei den betrachteten Frequenzen ergeben sich damit Impedanzen Z_1 und Z_2 von über 180 k Ω bei 10 kHz und über 18 k Ω bei 100 kHz.

Dadurch ist aber der Betrag des Imaginärteils der Gesamtimpedanz mindestens um drei Größenordnungen größer als der Realteil. Der Gesamtwinkel ist immer nahe an -90° . Er variiert aufgrund der Dispersion nur in der Größenordnung $0,01^\circ$. Seine Ungenauigkeit aufgrund des unbekanntes tatsächlichen

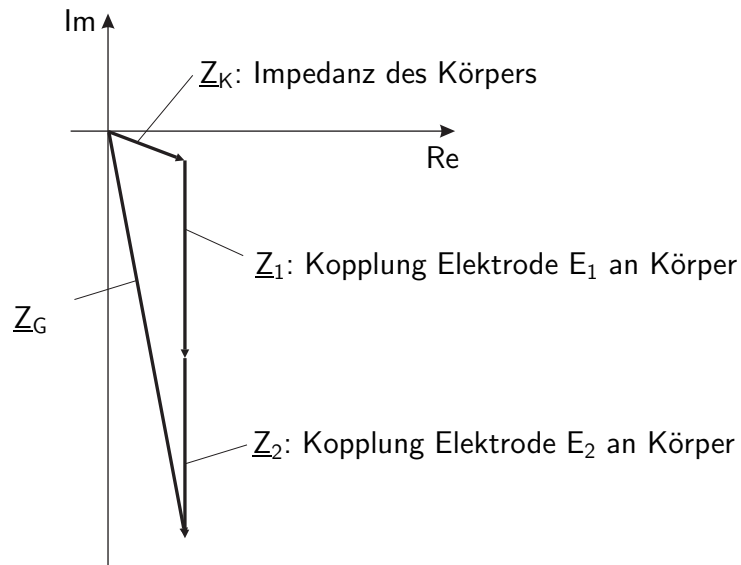


Abbildung 1.11: Zusammensetzung der Gesamtimpedanz \underline{Z}_G bei einem kapazitiven Detektor mit zwei Elektroden und guter Kopplung an den Körper

Abstands zwischen Elektroden und Körper ist jedoch größer. Eine Aussage zur Beschaffenheit des detektierten Objekts aufgrund der Dispersion läßt sich somit bei derartigen Systemen nicht treffen.

Dieser Sachverhalt birgt jedoch auch einen Vorteil: Da die Impedanz des Körpers insgesamt wesentlich geringer ist als die Impedanzen der Elektrodenkapazitäten, läßt sich \underline{Z}_K in Schaltbild 1.10 vernachlässigen. Der Körper wirkt wie ein Objekt mit idealer Leitfähigkeit.

Aus diesem Grund mußten nicht alle Messungen im Rahmen dieser Arbeit mit menschlichen Versuchspersonen durchgeführt werden. Zum Teil kamen mit Salzwasser gefüllte Puppen zum Einsatz.

1.6 Funktionsweise kapazitiver Detektoren

Wir betrachten im Folgenden also rein kapazitive Systeme ohne Berücksichtigung von ohmschen Komponenten. Bei derartigen Detektoren wird der Einfluß von Objekten auf die Kapazitätsmatrix einer Anordnung von N Elektroden ausgewertet. Dazu müssen die c_{kl} aus Abschnitt 1.4.2 meßtechnisch erfasst werden.

1.6.1 Bestimmung der Kapazitätsmatrix

Gleichung 1.24 beschreibt den Zusammenhang zwischen Ladung und Potential der Elektroden. Die Bestimmung statischer Ladungen ist jedoch mit erheblichen Problemen verbunden. In der Praxis wird daher mit Wechselfeldern gearbeitet und die Ströme werden gemessen. Damit wird aus Gleichung 1.24:

$$i_k = \frac{\partial Q_k}{\partial t} = \dot{Q}_k = \frac{\partial}{\partial t} \left(\sum_{l=1}^N c_{kl} \phi_l \right) = \sum_{l=1}^N c_{kl} \dot{\phi}_l = \sum_{l=1}^N c_{kl} \dot{u}_l. \quad (1.53)$$

Die u_l sind die an den Elektroden anliegenden Spannungen, gemessen gegen ein gemeinsames Bezugspotential.

Ein gemessener Elektrodenstrom i_k wird über die Kapazitätsmatrix durch die zeitlichen Ableitungen der Spannungen aller Elektroden beeinflusst. Die Gleichung 1.53 wird deutlich vereinfacht, indem alle Elektroden außer der m -ten auf einem konstanten Potential gehalten werden:

$$i_{km} = c_{km} \dot{u}_m. \quad (1.54)$$

Der Index m , der gegenüber Gleichung 1.53 bei dem Strom i_k hinzugekommen ist verdeutlicht, daß der nach Gleichung 1.54 berechnete Strom der k -ten Elektrode nur für den Fall gilt, daß einzig die Elektrode m mit einer Wechselspannung beaufschlagt wird.

In Anlehnung an die Funktechnik wird die „aktive“ Elektrode m als *Sendeelektrode* bezeichnet und die übrigen Elektroden als *Empfangselektroden*. Es sei jedoch nochmals betont, daß kapazitive Detektoren nicht mit elektromagnetischen Wellen arbeiten, sondern mit quasistatischen elektrischen Feldern.

Bei sinusförmigen Wechselspannungen $u_m(t) = \hat{u}_m \sin \omega t$ mit der Amplitude \hat{u}_m und der Winkelgeschwindigkeit $\omega = 2\pi f$ wird aus Gleichung 1.54:

$$i_{km}(t) = c_{km} \omega \hat{u}_m \cos \omega t. \quad (1.55)$$

Für die Amplitude gilt:

$$\hat{i}_{km} = |c_{km}| \omega \hat{u}_m. \quad (1.56)$$

Man erhält also in diesem Fall die Beträge der Kapazitätskoeffizienten

$$|c_{km}| = \frac{\hat{i}_{km}}{\omega \hat{u}_m} \quad (1.57)$$

durch die Messung aller möglichen Elektrodenströme, wobei alle Elektroden einzeln als Sender durchgeschaltet werden. Dadurch wird die Strom-Matrix (\hat{i}_{km}) erfasst. \hat{i}_{km} ist die Amplitude des Stroms der k -ten Elektrode mit Elektrode m als Sender.

Die Vorzeichen der Kapazitätskoeffizienten sind durch die Ungleichungen 1.25 festgelegt.

Kapazitäten werden in der Praxis noch nach einem anderen Prinzip bestimmt: es wird die Verstimmung eines Schwingkreises erfasst, der die Kapazität enthält. Bei diesem Verfahren kann jedoch nicht die komplette Kapazitätsmatrix aufgenommen werden, da die Kopplung der Elektroden untereinander nicht von der Kopplung der Elektroden an Masse getrennt werden kann. Aus diesem Grund ist das Verfahren nicht uneingeschränkt für kapazitive Detektoren geeignet.

1.6.2 Einfluß eines Körpers

Abbildung 1.12 verdeutlicht das Ersatzschaltbild einer Anordnung mit zwei Elektroden E_1 und E_2 und einem leitfähigen Objekt oder Körper.

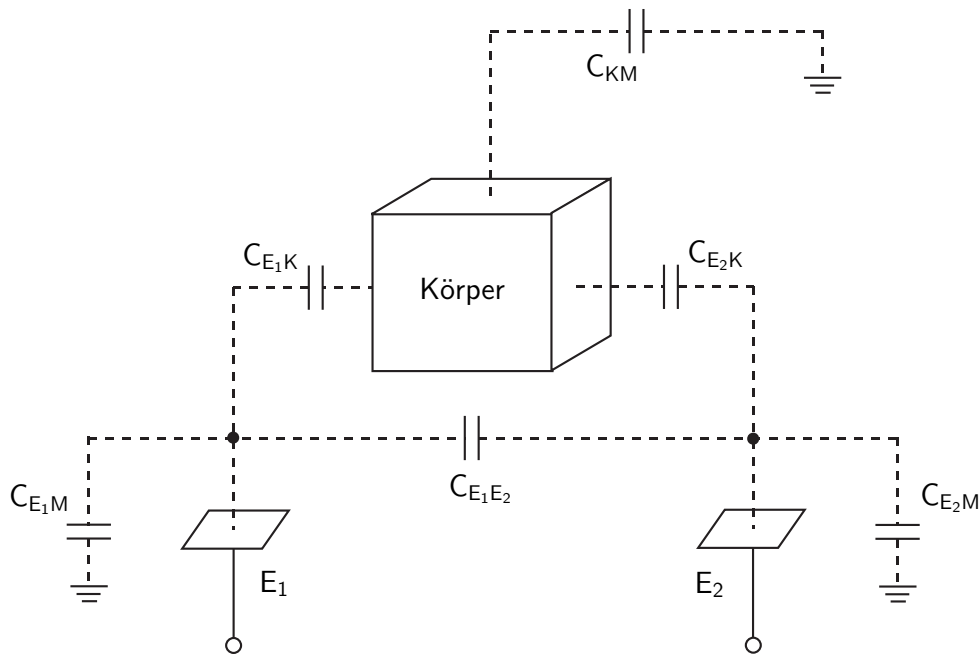


Abbildung 1.12: Ersatzschaltbild für eine kapazitive Detektoranordnung mit zwei Elektroden und einem leitfähigen Objekt oder Körper

$C_{E_1E_2}$ bezeichnet die direkte Kopplung zwischen den Elektroden, C_{E_1M} und C_{E_2M} ist die direkte Kopplung der Elektroden an Masse, C_{E_1K} und C_{E_2K} sind die Kapazitäten zwischen Elektroden und Körper und C_{KM} bezeichnet die kapazitive Erdung des Körpers.

Das Schaltbild entspricht der Abbildung 1.5 der Teilkapazitäten dreier Leiter. Die Kapazitätskoeffizienten der Anordnung bilden eine 3×3 -Matrix. Allerdings müßte man zu ihrer kompletten Bestimmung aus der Strom-Matrix nach Gleichung 1.57 die Möglichkeit haben, auch den Körper als „Sender“ zu nutzen sowie auch am Körper die jeweiligen „Empfangsströme“ zu messen. Dies ist bei kapazitiven Detektoren jedoch normalerweise nicht vorgesehen und

bei den meisten Anwendungen auch nicht möglich.

Die Sicht des Detektors beschränkt sich also auf die 2×2 -Matrix der beiden Elektroden. Die Teilkapazitäten C_{11} , C_{22} und $C_{12} (= C_{21})$ der Anordnung der zwei Elektroden sind jedoch nicht mit den Kapazitäten C_{E_1M} , C_{E_2M} und $C_{E_1E_2}$ der Abbildung 1.12 gleichzusetzen, denn der Körper beeinflußt sowohl die Kopplung der Elektroden an Masse als auch die Kopplung der Elektroden untereinander:

- Die Kopplung der Elektroden an ihre Umgebung (Diagonale Kapazitätskoeffizienten c_{kk} , vgl. Abschnitt 1.4.2) steigt.
- Die Kopplung der Elektroden untereinander wird verändert.

Ob die Kopplung zwischen den Elektroden steigt oder sinkt, hängt von den Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} sowie der Kapazität C_{KM} ab. Ist die Erdung des Körpers C_{KM} verhältnismäßig klein, so kann durch den Körper von einer Elektrode zur anderen „gesendet“ werden. In diesem Fall erhöht die Gegenwart des Körpers die Kopplung der Elektroden. Der umgekehrte Fall, daß die Erdung des Körpers groß ist, führt zu einer Abschirmung zwischen den Elektroden durch den Körper, die Kopplung der Elektroden sinkt.

1.6.3 Die Begriffe *Lademodus*, *Koppelmodus*, *Übertragungsmodus* und *Abschattungsmodus*

Am MIT (Massachusetts Institute of Technology) wird sehr intensiv an den Grundlagen und an innovativen Anwendungen von kapazitiven Sensoren und Detektoren gearbeitet. Dort werden verschiedene Betriebsarten von kapazitiven Detektoren unterschieden (siehe z. B. [Gershenfeld 1996] und [Paradiso, Gershenfeld 1997]). Wir übernehmen die in den Veröffentlichungen des MIT geprägten Begriffe, da die anschauliche Benennung der Meßmodi für das Verständnis der Funktionsweise unterschiedlicher Detektoranordnungen förderlich ist.

Bei der Erfassung der Strom-Matrix wird die Messung des Sendestroms i_{mm} einer Elektrode E_m als „Loading Mode Measurement“ (*Lademodusmessung*) bezeichnet, da dabei direkt die Ladung und Entladung der Sendeelektrode E_m quantitativ bestimmt wird.

Die Messung der Empfangsströme i_{km} der übrigen Elektroden E_k mit $k \neq m$ wird als „Couple Mode Measurement“ (*Koppelmodusmessung*) bezeichnet, da der empfangene Strom nach Gleichung 1.57 proportional zur Koppelkapazität zwischen Sende- und Empfangselektrode ist.

Die Meßprinzipien Lademodus und Koppelmodus sind in Abbildung 1.13 dargestellt.

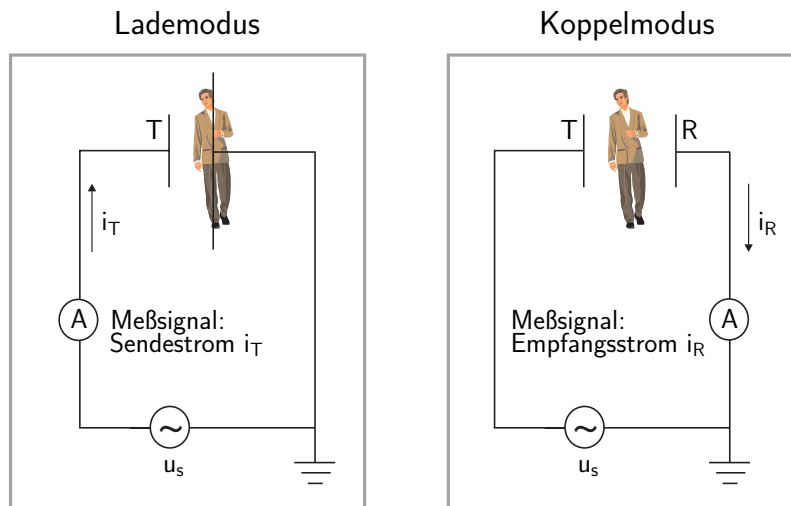


Abbildung 1.13: Die Meßprinzipien „Lademodus“ und „Koppelmodus“

Wie im vorhergehenden Abschnitt erläutert, kann ein leitfähiges Objekt abhängig von seiner Erdung in einem kapazitiven Detektor verschiedene Auswirkungen auf die Kopplung zwischen den Elektroden haben. Kann die Erdung vernachlässigt werden, so wird die Kopplung zwischen den Elektroden durch das Objekt erhöht. Dieser Sachverhalt wird in der Literatur als „Transmit Mode“ (*Übertragungsmodus*) bezeichnet.

Entsprechend führt die Abschirmung zwischen den Elektroden durch ein gut geerdetes Objekt zu dem sogenannten „Shunt Mode“ (*Abschattungsmodus*).

Die Fälle Übertragungsmodus und Abschattungsmodus sind in Abbildung 1.14 veranschaulicht.

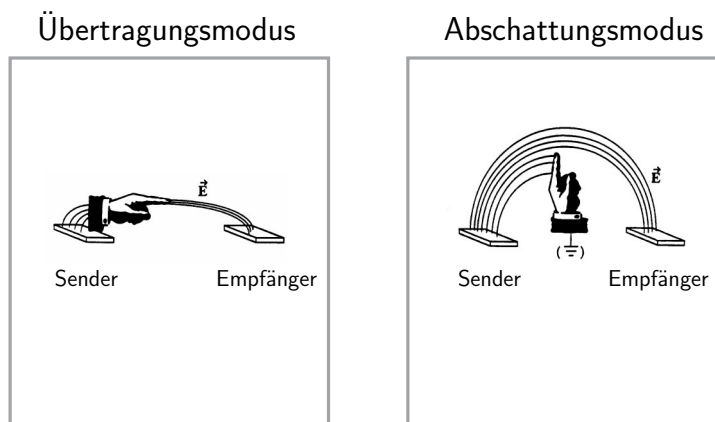


Abbildung 1.14: Die Fälle „Übertragungsmodus“ und „Abschattungsmodus“ bei Koppelmodusmessungen

1.6.4 Abschirmung der Elektroden

Um die Empfindlichkeit des Sensors zu fokussieren, kann hinter der Elektrode eine Abschirmung (*Guard*) angebracht werden. Abbildung 1.15 verdeutlicht dessen Funktionsprinzip: der Schirm liegt auf dem gleichen Potential wie die Elektrode [Vranish, McConnell 1992]. Somit ist der Raum zwischen Elektrode

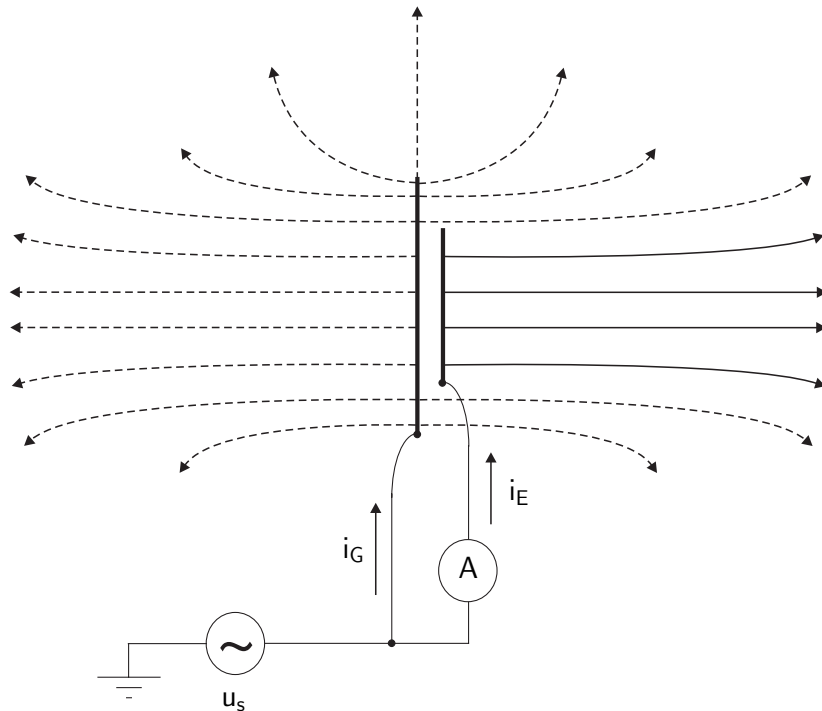


Abbildung 1.15: Fokussierung der Empfindlichkeit des Sensors durch eine Abschirmung hinter der Elektrode

und Schirm feldfrei, und Objekte, die sich von der Rückseite oder seitlich nähern beeinflussen lediglich den Schirmstrom i_G .

Das Meßsignal des Sensors leitet sich jedoch von dem Elektrodenstrom i_E ab und ist idealerweise unabhängig von i_G . Randeffekte sind zu vernachlässigen, solange der Durchmesser und die Überlappung der Abschirmung sehr viel größer sind als der Abstand zwischen Elektrode und Schirm.

Kapitel 2

Stand der Technik

In diesem Kapitel stellen wir den Stand der Technik der kapazitiven Detektoren dar. Im ersten Abschnitt betrachten wir die technische Realisierung der Kapazitätsmessung. Im zweiten Abschnitt werden verschiedene Anwendungen, bestehende Systeme sowie aktuelle Forschungsarbeiten auf dem Gebiet vorgestellt. Der dritte Abschnitt beschäftigt sich mit der Anwendbarkeit der bestehenden Methoden für verschiedene Aufgabenstellungen.

2.1 Kapazitätsmessung

In [Baxter 1997] findet sich eine gute Übersicht über elektronische Schaltungen zur Realisierung von kapazitiven Sensoren und Detektoren. Die verschiedenen Prinzipien werden nach den Kriterien

- Empfindlichkeit gegen Streukapazitäten
- Störanfälligkeit (EMV)
- Bedarf von AD-Wandlung
- Möglichkeiten der Filterung
- Schaltungsgröße
- Empfindlichkeit gegen Leckströme

bewertet. Die Zusammenstellung bietet somit einen Leitfaden zur Auswahl einer Schaltung für eine konkrete Anwendung. Im folgenden gehen wir kurz auf die wichtigsten Meßprinzipien ein.

2.1.1 Gleichspannungsmessung

Bei der einfachsten Schaltung (Abbildung 2.1) wird eine Gleichspannung an

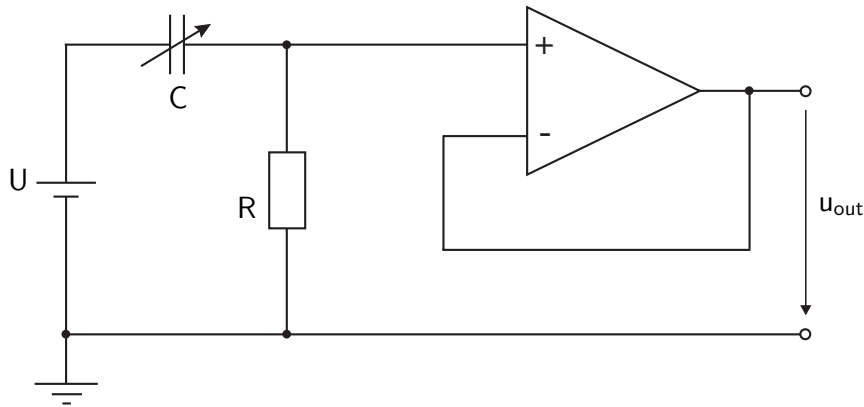


Abbildung 2.1: Schaltung zur Messung der Gleichspannungsvariation

den zu bestimmenden Kondensator angelegt. Durch einen Verstärker mit sehr hoher Impedanz werden dann Kapazitätsänderungen aufgenommen. Meßbar sind dabei nur Änderungen, die schneller sind als durch die Zeitkonstante RC der Schaltung vorgegeben.

Die direkte Gleichspannungsmessung zeichnet sich durch geringe Komplexität und Baugröße aus, die jedoch durch große Störempfindlichkeit erkauft wird.

2.1.2 Frequenzmessung

Die Erfassung der absoluten Größe einer Kapazität und von langsamen Kapazitätsänderungen ist durch die Gleichspannungsmessung nicht möglich. Hierzu wird mit Oszillatoren bei höheren Frequenzen gearbeitet. Eine elegante Möglichkeit ist der Einsatz der zu messenden Kapazität als frequenzbestimmendes Element des Oszillators. Die Frequenz kann ohne einen AD-Wandler durch einen Pulszähler bestimmt werden. Die Messung nach dieser Methode ist jedoch ebenfalls anfällig für Störungen. Da die Frequenz nicht konstant ist, kann kein Bandpaß zur Filterung eingesetzt werden.

2.1.3 Brückenschaltung

Zur exakten Messung von Kapazitätsdifferenzen bieten sich Brückenschaltungen nach dem Vorbild der *Wheatstone-Brücke* an. Durch den Null-Abgleich kann eine hohe Verstärkung eingesetzt werden. Die Abbildung 2.2 zeigt eine geeignete Brückenschaltung.

Brückenschaltungen werden vor allem für empfindliche Drehwinkel- und Wegsensoren eingesetzt. Durch die Verwendung einer festen Frequenz kann ein

Bandpaß eingesetzt werden.

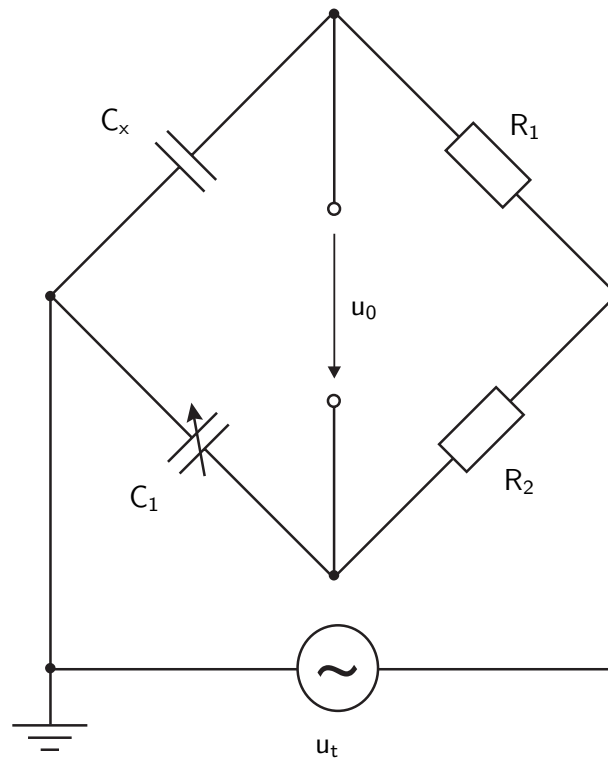


Abbildung 2.2: Kapazitätsmeßbrücke, nach [Lindner et al. 1984]

2.1.4 Strommessung

Wie bereits in Abschnitt 1.6.1 gezeigt, müssen zur Erfassung der kompletten Kapazitätsmatrix bei berührungslosen kapazitiven Detektoren die Elektrodenströme gemessen werden. Diese sind von der Größenordnung μA und müssen stark verstärkt und entstört werden. Geeignete Schaltungen wurden z. B. durch [Vranish 1996] und [Allport et al. 1995] vorgestellt. Im ersten Abschnitt des Kapitels 3 beschäftigen wir uns mit der Umsetzung der bekannten Ansätze für die Versuche und Messungen die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden.

2.2 Anwendungen und bestehende Systeme

2.2.1 Historie

Die kapazitive Detektion der Anwesenheit und Bewegung von Personen wurde erstmals in den frühen zwanziger Jahren durch Leon Theremin bei einem nach

ihm benannten Musikinstrument eingesetzt. Bei Experimenten mit damals aktuellen Radioapparaten bemerkte er die Abhängigkeit des Signals von seiner eigenen Position. Abbildung 2.3 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines klassischen Theremins (siehe [Garner 1967]). An einem LC-Schwingkreis ist eine Elek-

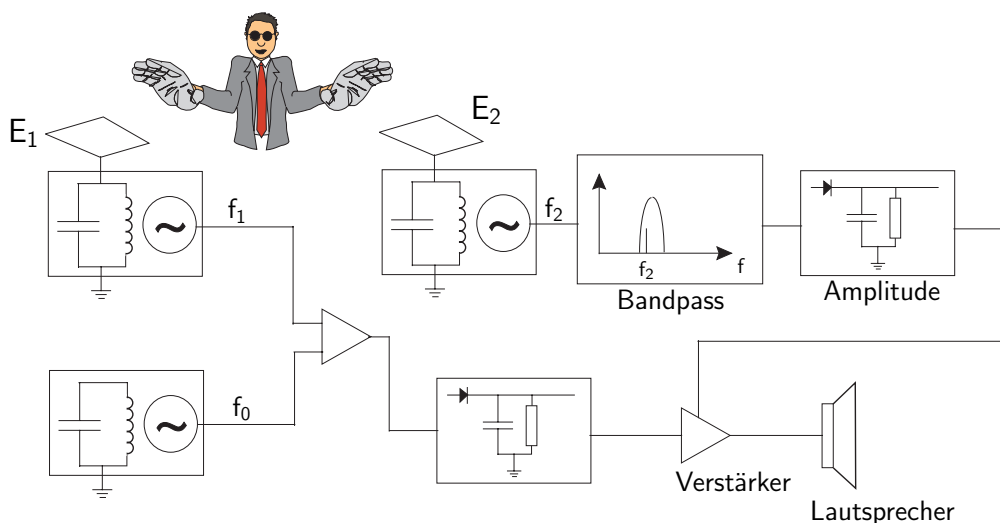


Abbildung 2.3: Aufbau eines klassischen Theremins

trode E_1 angeschlossen. Durch die Bewegung einer Hand in der Nähe dieser Elektrode ändert der Musiker ihre effektive Kapazität gegen Masse, wodurch die Eigenfrequenz f_1 des LC-Schwingkreises geändert wird. Da die Kapazität sehr klein ist (typischerweise unter einem Picofarad), schwingt der Oszillator deutlich oberhalb des Audiofrequenzbereichs (typischerweise bei 100kHz bis 1MHz). Die handpositionsabhängige Frequenz f_1 wird zu Audiofrequenzen herabmoduliert. Durch das Mischen mit der benachbarten Frequenz f_0 entsteht die Differenzfrequenz $f_0 - f_1$. Dieses Signal wird verstärkt und auf einen Lautsprecher gegeben. Theremine haben meistens noch einen zweiten Kanal zur Beeinflussung der Lautstärke. Dazu wird das Signal des Oszillators mit Elektrode E_2 durch einen steilen Bandpaß in ein Amplitudensignal umgewandelt, mit dem die Verstärkung des Audiosignals gesteuert wird.

2.2.2 Metalldetektoren

Das Prinzip, die Frequenz eines variablen Oszillators mit einer festen Referenzfrequenz zu vergleichen, kommt z. B. auch bei Suchgeräten zum Einsatz, die die Lage der Stahlarmerungen in Betondecken und -wänden detektieren [Franklin et al. 1978], oder auch bei Minensuchgeräten und ähnlichen Anwendungen.

2.2.3 Robotersensorik

Am Goddard Space Flight Center der NASA werden kapazitive Sensoren an Robotern eingesetzt. Bei diesem System [Vranish, McConnell 1992] wird durch Lademodussmessungen der Abstand zu einem geerdeten Objekt bestimmt. Die

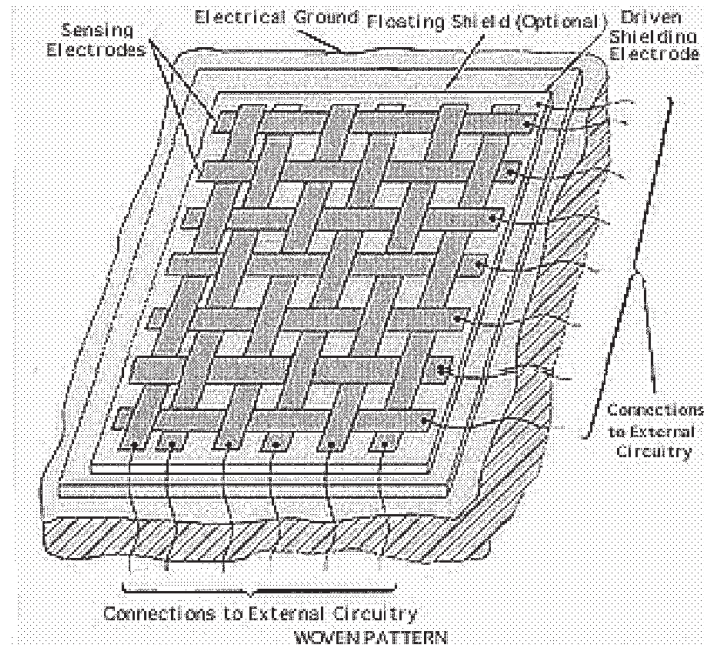


Abbildung 2.4: Capaciflector Sensor-Array, aus [Vranish 1996]

Elektrode wird durch einen Schirm (siehe Abschnitt 1.6) nach hinten abgeschirmt. Es bestehen auch Überlegungen, durch ein Array von Sensoren („Capaciflector“ [Vranish 1994]) mehr Information über die Oberfläche, Größe und Position des erfassten Objekts zu gewinnen.

2.2.4 Kapazitive Bediener-Schnittstellen

Die Physics and Media Group am Massachusetts Institute of Technology (MIT) beschäftigt sich sehr intensiv mit kapazitiven Sensoren und Detektoren. In verschiedenen Projekten werden innovative Anwendungen wie neuartige Musikinstrumente [Paradiso, Gershenfeld 1997] oder Computer-Bediener-Schnittstellen [Zimmerman et al. 1995] verwirklicht. Die Gruppe hat dazu eine Testelektronik („The Fish“) entwickelt, mit der die Strom-Matrix mehrerer Elektroden gemessen werden kann.

In [Smith 1996] findet sich eine analytische Betrachtung des Abschattungsmodus-Meßverfahrens. Dort wird das Feld zweier Elektroden vereinfachend als ideales Dipolfeld angenommen. Die Abschirmwirkung eines geerdeten Leiters wird aus seiner Größe und seiner Position ermittelt,

indem berechnet wird, welchen elektrischen Fluß des ungestörten Dipolfeldes der Leiter geometrisch schneidet. Eine Verzerrung des Feldes durch das Objekt wird nicht berücksichtigt.

Mittels entsprechender Modelle (z. B. *swiss cheese model*) soll aus den Meßwerten auf die Form und Position eines Körpers im Feld geschlossen werden. Die unbekannte Erdung der Versuchsperson wird vorher durch eine Kalibrierungsmessung bestimmt. Dazu muß eine Elektrode berührt werden.

Der Name der Testelektronik wurde inspiriert durch die Existenz von elektro-sensitiven Fischen [Bullock 1982], die die Größe, Form, Entfernung und Geschwindigkeit von Objekten und anderen Fischen mit Hilfe elektrischer Potentiale detektieren.

2.2.5 Sensorik für Kraftfahrzeuge

In der Forschung und Entwicklung der Automobilindustrie sind verschiedene Konzepte zum Einsatz kapazitiver Detektoren im Kraftfahrzeug entstanden. Schon 1975 findet sich in [Long 1975] der Entwurf eines kapazitiven Insassendetektors. Der Detektor sollte eine konsequente Gurtstatusüberwachung ermöglichen: bei belegtem Sitz und nicht angelegtem Sicherheitsgurt (was durch einen zusätzlichen Gurtschloßsensor erkannt werden sollte) sollte das Fahrzeug nicht zu starten sein.

Einige neuere Patente auf dem Gebiet sind durch die im ersten Abschnitt von Kapitel 4 erläuterte Airbagproblematik motiviert. Sie werden in Abschnitt 4.2.3 vorgestellt.

2.3 Bewertung der bestehenden Methoden

In diesem Abschnitt untersuchen wir die bekannten Ansätze der kapazitiven Detektoren unter praktischen Gesichtspunkten und leiten den Anspruch der in dieser Arbeit entwickelten Verfahren ab.

2.3.1 Geometrische Randbedingungen

Grundlage für das „Schweizer-Käse-Modell“ von [Smith 1996] ist die Annahme von relativ weit voneinander entfernten Elektroden, die relativ kleine Objekte (z. B. Hände) detektieren. Dies trifft jedoch nicht für alle Detektorkonfigurationen zu. Bei einer Sitzbelegungserkennung in einem Fahrzeug gelten beispielsweise andere Größenverhältnisse.

Für die Auslegung und Auswertung eines kapazitiven Detektors muß in jedem Fall die Geometrie der konkreten Anordnung berücksichtigt werden. Es gibt

kein universelles, optimales System.

2.3.2 Erzielbare Reichweite

Die Reichweite von kapazitiven Detektoren ist durch die starke Abnahme der Koppelkapazitäten mit wachsendem Abstand sehr begrenzt. Die Kapazität eines Plattenkondensators verhält sich nach Gleichung 1.14 umgekehrt proportional zum Abstand der Platten. Ist dieser jedoch größer als etwa ein Zehntel des Plattendurchmessers, so fällt C noch stärker ab.

Wir betrachten die Größenordnungen der zu messenden Kapazitäten bei einer Messung über eine Entfernung von 25 cm getrennt für die Meßverfahren Koppelmodus und Lademodus.

Reichweite bei Koppelmodusmessungen

Messungen mit einem HP 4284 A Präzisions LCR-Meter [HP 1996] an einer Anordnung von zwei Elektroden, wie in [Blackburn et al. 1998] und [Kithil et al. 1998] vorgeschlagen, haben ergeben, daß die ungestörte Koppelkapazität C_k der Elektroden in der Größenordnung von nur 0,3 pF liegt. Bei Annäherung einer Hand bis auf 25 cm sinkt C_k aufgrund der Ableitströme (*Abschattungsmodus*, vgl. Abschnitt 1.6.3) um etwa 3 fF, also um etwa 1 %.

Reichweite bei Lademodusmessungen

Die ungestörte Kapazität einer im Lademodus betriebenen Elektrode der Fläche 150 cm² liegt in der Größenordnung von 2 pF. Dies ist weniger, als die Eingangskapazität eines typischen Operationsverstärkers von etwa 4,5 pF (vgl. Abschnitt 3.1.2), die ebenfalls berücksichtigt werden muß. Bei einem Abstand einer Hand von 25 cm entsteht eine zusätzliche Masseankopplung der Elektrode von ca. 0,2 pF. Dies ergibt eine Änderung von etwa 3 % bezogen auf die gemessene Gesamtkapazität von ca. 6,5 pF, also etwas mehr als im Fall der Koppelmodusmessung.

Bei beiden Meßverfahren müssen also schon bei einer vergleichsweise geringen Entfernung von 25 cm sehr kleine Kapazitäten mit einer sehr hohen Genauigkeit gemessen werden. Dies mag unter Laborbedingungen mit Hilfe aufwendiger Elektronik und entsprechender Vorbereitung gelingen. Für einen praktischen Einsatz bedeutet dies allerdings keine günstige Voraussetzung. Die Drift aller relevanten Parameter während der Messung und durch die Alterung des Geräts bei wechselnden Temperatur- und Feuchteinflüssen ist nicht ohne weiteres zu beherrschen. Zudem ist ein solches System stark anfällig für elektromagnetische Störungen, da die Impedanz der Elektroden bei Meßfrequenzen um 50 kHz in der Größenordnung $M\Omega$ liegt und damit relativ groß ist.

2.3.3 Umwelteinflüsse

Umweltparameter wie Feuchtigkeit und Salze können die Sensorwerte beeinflussen. Dies bleibt jedoch bei den veröffentlichten Ansätzen für kapazitive Detektoren unberücksichtigt. Wir untersuchen verschiedene Umwelteinflüsse in Abschnitt 4.4.2.

2.3.4 Störung durch variable Erdung

Wie wir in Abschnitt 1.6.2 gezeigt haben, ist die Kapazitätsmatrix einer Anordnung von Elektroden abhängig von der Erdung des erfassten Objekts. Tabelle 2.1 gibt einen Überblick über die Größenordnung des Erdungseinflusses bei herkömmlichen Lademodus- und Koppelmodusmessungen anhand einer Anordnung zur Sitzbelegungserkennung in einem Fahrzeug. Die Werte wurden

	Lademodus	Koppelmodus
Person E_1	9-26 %	87-95 %
Person E_2	26-50 %	87-95 %
Kindersitz E_1	≈ 6 %	10-24 %
Kindersitz E_2	≈ 11 %	15-32 %

Tabelle 2.1: Größenordnung des Erdungseinflusses bei Personen und Kindersitzen

durch Messungen mit einer Konfiguration von zwei Elektroden in einem Beifahrersitz eines BMW Z3 roadster (siehe z. B. [Seiff 1997]) ermittelt. Elektrode E_1 liegt in der Lehne, Elektrode E_2 in der Sitzfläche (vgl. Abschnitt 3.2.3). Als Maß dient die relative Änderung der Meßwerte durch Masseberührung.

Durch die bessere Kopplung an die Elektroden ist der Effekt bei Personen generell stärker ausgeprägt als bei Kindersitzen. Mit Abstand am größten ist der Erdungseinfluß bei Koppelmodusmessungen von Personen. Hier fällt das Signal bei Berührung der Karosserie durch die Ableitung des Stroms („Abschattungsmodus“) um bis zu 95 %.

Bei den Arbeiten des MIT wird die Erdung der Testperson durch eine Kalibrierungsmessung bestimmt. Dazu muß zu Beginn einer Sitzung eine Elektrode berührt und gleichzeitig der Kalibriermodus aktiviert werden. Danach darf sich die Erdung der Person nicht mehr ändern. Diese Vorgehensweise ist unter praktischen Einsatzbedingungen, zumal bei sicherheitskritischen Systemen, jedoch kaum anwendbar.

Massefreie Auswerteschaltung

Lediglich in dem Patent [Höwing 1998] ist ein Verfahren beschrieben, um unerwünschte Erdungseinflüsse bei einem kapazitiven Detektor zu eliminieren.

Das System basiert auf der Messung der Frequenzverschiebung eines Schwingkreises (siehe Abschnitte 2.1.2 und 2.2.1).

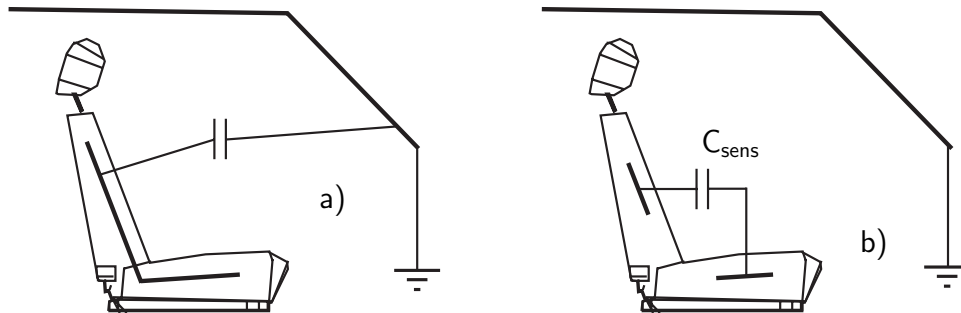


Abbildung 2.5: Elektrodenanordnung im Fahrzeugsitz nach
a): [Gerstenmaier et al. 1997] und b): [Höwing 1998]

Während bei anderen Systemen (z. B. [Gerstenmaier et al. 1997]) geplant ist, zur Sitzbelegungserkennung die Kapazität zwischen einer Sitzelektrode und der Fahrzeugkarosserie auszuwerten (Abbildung 2.5 a)), soll bei der Methode nach [Höwing 1998] die Kapazität zwischen zwei Elektroden gemessen werden. Die Elektroden sollen dafür so im Sitz angeordnet sein, daß ein Insasse den Raum zwischen den Elektroden ausfüllt (Abbildung 2.5 b)).

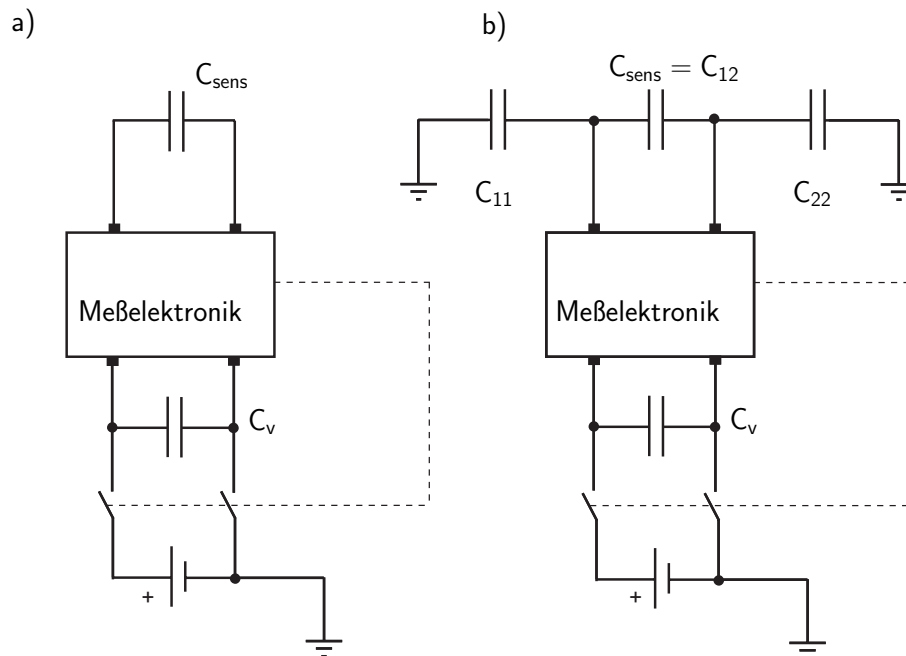


Abbildung 2.6: a): Bei [Höwing 1998] angenommenes, stark idealisiertes Ersatzschaltbild für die „massefreie“ Kapazitätsmessung
b): realistisches Ersatzschaltbild, mit kapazitiver Kopplung der Elektroden an Masse

Der Erdungseinfluß soll dadurch beseitigt werden, daß beide Elektroden im Sitz ebenso wie die Auswerteschaltung während der Messung von der Fahrzeugmas-

se getrennt werden. Die Spannungsversorgung des Systems erfolgt durch einen Speicherkondensator C_v , der in regelmäßigen Meßpausen über zwei Relais an der Bordspannung geladen wird. Die Kommunikation mit dem Airbagsteuergerät soll über Optokoppler isoliert werden.

Abbildung 2.6 a) zeigt das Ersatzschaltbild, das diesem Konzept zugrundeliegt. Die Oszillatorschaltung wird durch C_v versorgt und mißt die Koppelkapazität der Sitzelektroden C_{sens} . Dieses Schaltbild ist jedoch zu stark idealisiert, denn die kapazitive Kopplung der Elektroden an Masse ist bei kapazitiven Detektoren aufgrund der offenen Bauweise nicht zu vernachlässigen. Es gilt also das realistischere Ersatzschaltbild in Abbildung 2.6 b), bei dem die gesamte Kapazitätsmatrix der Elektroden berücksichtigt ist.

Ein Gefühl für die Größenverhältnisse der beteiligten Kapazitäten vermitteln die Meßergebnisse in Tabelle 2.2, die mit der in Kapitel 3.1 beschriebenen Schaltung für eine Geometrie wie in Abbildung 2.5 b) skizziert ermittelt wurden. Die Lehnenelektrode bezeichnen wir wieder als E_1 , die Sitzflächenelektrode als E_2 .

Wie zu sehen ist, übersteigt die Kopplung der Elektroden an Masse die Koppelkapazität C_{12} zwischen ihnen um ein Vielfaches. Somit geht die variable und unbekannte Erdung des Insassen trotz der galvanischen Trennung der Auswerteschaltung stark in die Messung ein.

	Leer	Person	Person geerdet
C_{12} [pF]	0,1	2–5	0,1–0,6
C_{11} [pF]	1	4–7	7–13
C_{22} [pF]	1	10–16	19–22

Tabelle 2.2: Größenordnung der relevanten Kapazitäten, die Kopplung der Elektroden an Masse übersteigt die Koppelkapazität C_{12} zwischen ihnen um ein Vielfaches

Dieser Sachverhalt wird noch verstärkt durch die Tatsache, daß in [Höwing 1998] keine Abschirmung der Elektroden vorgesehen ist. Die Messungen in Tabelle 2.2 wurden mit geschirmten Elektroden durchgeführt. Ohne Abschirmung erreicht schon beim unbelegten Sitz die Streukapazität zum Sitzrahmen Größenordnungen von 15–20 pF.

Kapitel 3

Kompensation des Erdungseinflusses

Wie wir festgestellt haben, beeinflußt eine variable Erdung der detektierten Objekte oder Personen die Meßwerte von kapazitiven Detektoren beträchtlich und schränkt damit ihre Einsetzbarkeit ein. Zur Reduzierung dieses Nachteils haben wir zwei neue kapazitive Meßverfahren entwickelt, die weniger mas-seabhängig sind. Sie werden in diesem Kapitel vorgestellt, verglichen und bewertet:

- Kompensation durch Erfassung der Strom-Matrix [Marschner et al. 1998], [Marschner et al. 2002]
- Aktive Stromkompensation [Grießbach, Marschner et al. 1998]

Die Entwicklung der Verfahren wurde durch eine konkrete Anwendung zur Sitzbelegungserkennung in Kraftfahrzeugen motiviert. Die dabei zugrunde gelegte Detektoranordnung besteht aus mehreren Elektroden in einem Fahrzeugsitz. Detektiert wird ein Insasse oder ein Objekt, z. B. ein Kindersitz, der sich auf dem Fahrzeugsitz befindet. Die erzielten Ergebnisse sind jedoch allgemeingültig für alle Detektoranordnungen, bei denen die Kopplung der Elektroden an das detektierte Objekt in einer vergleichbaren Größenordnung liegt. Dies ist der Fall für Entfernungen zwischen Elektroden und Objekt (oder Person) von ca. 1 mm bis ca. 10 cm.

Die neuen Meßverfahren werden nicht nur theoretisch betrachtet, sondern durch Versuche validiert und bestätigt. Dazu wurde eine Meßschaltung realisiert, die im ersten Abschnitt vorgestellt wird.

3.1 Elektronische Schaltung

Die in dieser Arbeit entwickelten Meßprinzipien erfordern die möglichst genaue Bestimmung der Ströme in die Elektroden. Prinzipiell setzen wir dazu eine Operationsverstärker-Schaltung ein, wie sie aus den Veröffentlichungen [Vranish 1996] und [Allport et al. 1995] bekannt ist. Wir beschreiben zunächst das Grundprinzip und die Anforderungen an die Schaltung. Danach gehen wir auf ihre Realisierung ein. In Abschnitt 3.1.3 wird die damit erzielbare Meßgenauigkeit ermittelt.

3.1.1 Funktionsprinzip und Anforderungen

Wie in Abschnitt 1.6.1 erläutert, wird bei den hier behandelten kapazitiven Detektoren entweder der Sendestrom einer mit einer Wechselspannung beaufschlagten Elektrode bestimmt, oder der Empfangsstrom einer Elektrode, die auf Massepotential liegt, während eine andere Elektrode sendet.

Messung des Empfangsstroms (Koppelmodus)

Abbildung 3.1 zeigt die Schaltung zur Messung des Empfangsstroms i_R einer Elektrode. C_{TR} stellt hier die über den Strom zu bestimmende Koppelkapazität

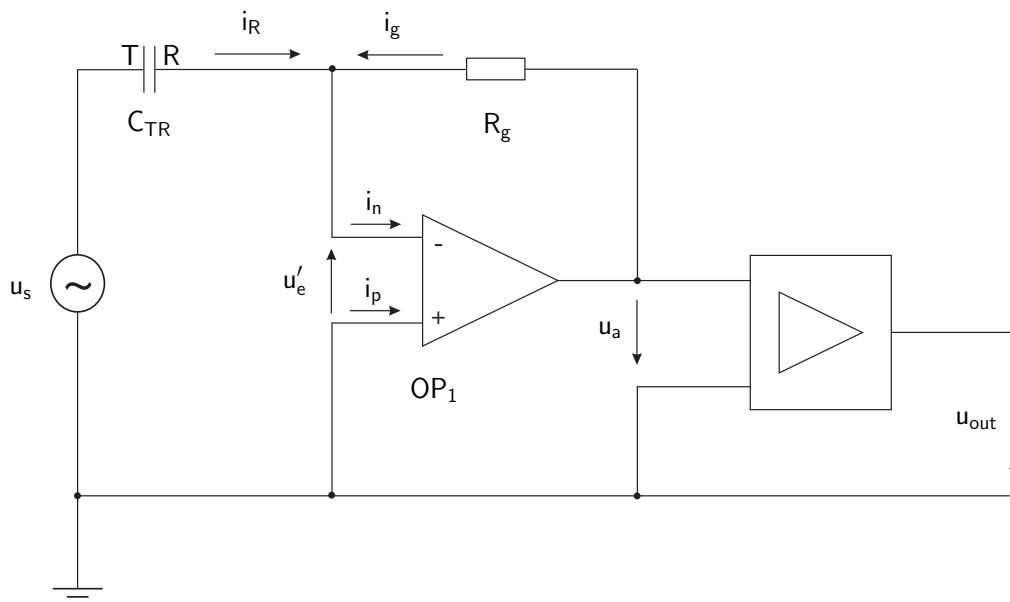


Abbildung 3.1: Schaltung zur Messung des Empfangsstroms einer Elektrode

der Meßelektrode R gegen die Sendeelektrode T dar (Koppelmodusmessung, vgl. Abschnitt 1.6.3). Die Schaltung gleicht der des gegengekoppelten i/u -Verstärkers, also eines invertierenden Stromverstärkers, der z. B. in

[Schrüfer 1990] beschrieben ist. Wie dort gezeigt, liegt der invertierende Eingang des Operationsverstärkers und damit die Empfangselektrode auf virtuellem Massepotential, wenn man von einem idealen Operationsverstärker mit unendlicher Verstärkung, unendlichem Eingangswiderstand sowie vernachlässigbarem Ausgangswiderstand ausgeht, da sich u_a aufgrund der unendlichen Verstärkung so einstellt, daß u'_e verschwindet.

Die Knotenpunktgleichung im Eingangskreis liefert:

$$i_R + i_g - i_n = 0. \quad (3.1)$$

Beim idealen Operationsverstärker sind die Eingangsströme i_p und i_n gleich Null, damit ergibt sich:

$$i_g = -i_R. \quad (3.2)$$

Mit $u'_e = 0$ ergibt sich aus der Maschengleichung für den Ausgang:

$$u_a = R_g i_g \quad (3.3)$$

woraus mit Gleichung 3.2 folgt:

$$u_a = -R_g i_R. \quad (3.4)$$

Der Empfangsstrom wird also als Spannung über R_g gemessen. Das Minuszeichen bringt die invertierende Eigenschaft des Verstärkers zum Ausdruck. Maßgebend für die Verstärkung ist allein R_g . Da dieser Widerstand, wie später noch gezeigt wird, in der Praxis nicht beliebig groß gewählt werden kann, wird u_a noch durch einen nachgeschalteten Differenzverstärker der Verstärkung V_{diff} verstärkt. Damit ergibt sich:

$$u_{out} = -V_{diff} \cdot R_g i_R. \quad (3.5)$$

Messung des Sendestroms (Lademodus)

Die Schaltung zur Messung des Sendestroms ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Hier ist die über den Strom zu bestimmende Größe die Kapazität C_{TM} der Sendeelektrode T gegen Masse (Lademodusmessung, vgl. Abschnitt 1.6.3). Die Schaltung besteht praktisch aus einer Mischung aus gegengekoppeltem i/u-Verstärker und einem Spannungsfolger. Der Unterschied zu der vorher behandelten Schaltung zur Messung des Empfangsstroms besteht darin, daß nun nicht Masse an dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers anliegt, sondern die Sendespannung. Da u'_e beim idealen Verstärker gegen Null geht, ergibt sich wie vorhin für den n-Eingang „virtuell“ das gleiche Potential wie am p-Eingang vorgegeben, hier also die Sendespannung u_s , die damit wie gewünscht an der Elektrode anliegt. Ebenfalls analog zu vorhin ergibt die Knotenpunktgleichung bei Annahme eines idealen Verstärkers (und somit $i_n = 0$):

$$i_g = i_T. \quad (3.6)$$

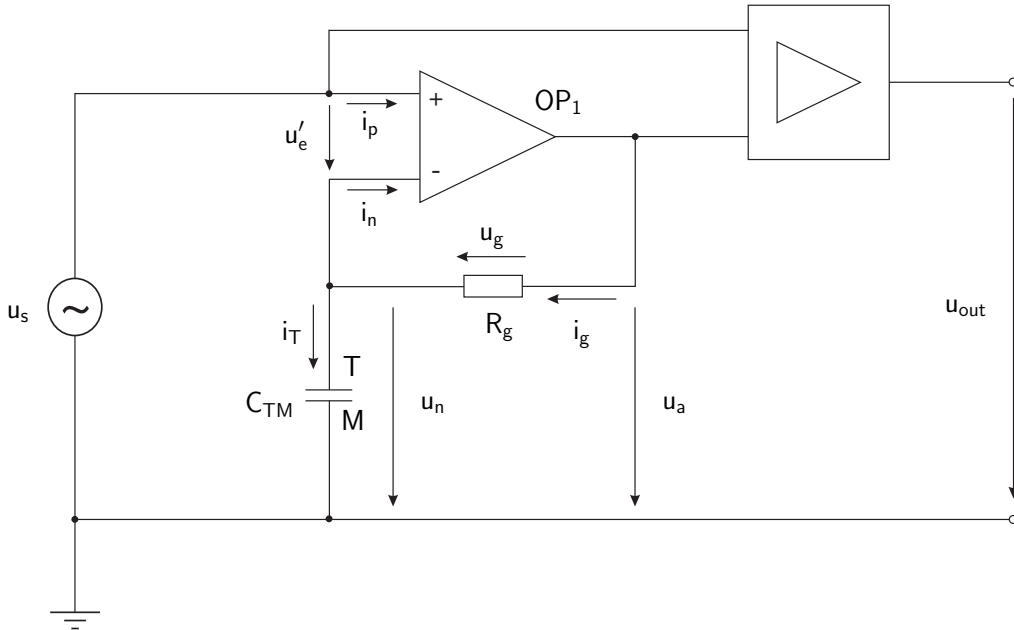


Abbildung 3.2: Schaltung zur Messung des Sendestroms einer Elektrode

Das gegenüber Gleichung 3.2 geänderte Vorzeichen beruht auf der Definition der Richtung des Meßelektrodenstroms. Bei der Koppelmodusmessung fließt der Empfangsstrom i_R von der Sendeelektrode in die Meßelektrode hinein, bei der Lademodusmessung fließt der Sendestrom i_T durch die Meßelektrode gegen Masse hinaus.

Auch hier äußert sich also der Elektrodenstrom als Spannungsabfall über R_g . Es kann diesmal jedoch nicht einfach u_a gemessen werden, da bei dieser Variante der direkte Bezug gegen Masse fehlt. u_a ergibt sich aus der Maschengleichung für den Ausgang von OP_1 zu

$$u_a = u_g + u_n = u_g + u_s - u'_e. \quad (3.7)$$

Mit $u'_e = 0$ (idealer Verstärker) ergibt sich daraus:

$$u_a = u_g + u_s. \quad (3.8)$$

Zur Messung von u_g muß also die Sendespannung von der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers abgezogen werden. Dazu wird ein Differenzverstärker eingesetzt. Um direkt die Spannung zu messen, die an R_g abfällt, müsste dieser am Ausgang und am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers angeschlossen werden. Um das Signal an der Elektrode nicht zu beeinflussen, wird jedoch anstatt des n-Eingangs der p-Eingang des OPs kontaktiert. Wie oben gezeigt, liegen die beiden Eingänge ja virtuell auf dem gleichen Potential. Mit der Verstärkung V_{diff} des Differenzverstärkers berechnet sich dann die Ausgangsspannung u_{out} zu:

$$u_{out} = V_{diff} \cdot u_g. \quad (3.9)$$

Mit $u_g = R_g i_g$ und Gleichung 3.6 ergibt sich daraus:

$$u_{out} = V_{diff} \cdot R_g i_T. \quad (3.10)$$

Abschirmung der Meßelektrode

In Abschnitt 1.6.4 wurde gezeigt, wie die Empfindlichkeit des Sensors durch eine Abschirmung hinter der Elektrode fokussiert werden kann. Die Abschirmung muß auf gleichem Potential liegen wie die Elektrode, der Schirmstrom darf jedoch die Messung des Elektrodenstroms nicht beeinflussen.

Wegen $u'_e = 0$ beim gegengekoppelten idealen Operationsverstärker wird dies in der hier vorgestellten Meßschaltung ermöglicht, indem der Schirm am nichtinvertierenden Eingang des OPs angeschlossen wird.

Durch die Abschirmung erweitern sich unsere Ersatzschaltbilder jeweils um zwei zusätzliche Kapazitäten. Bei der Koppelmodusmessung (Abbildung 3.3) kommt die Kapazität C_{GT} der Abschirmung gegen die Sendeelektrode hinzu

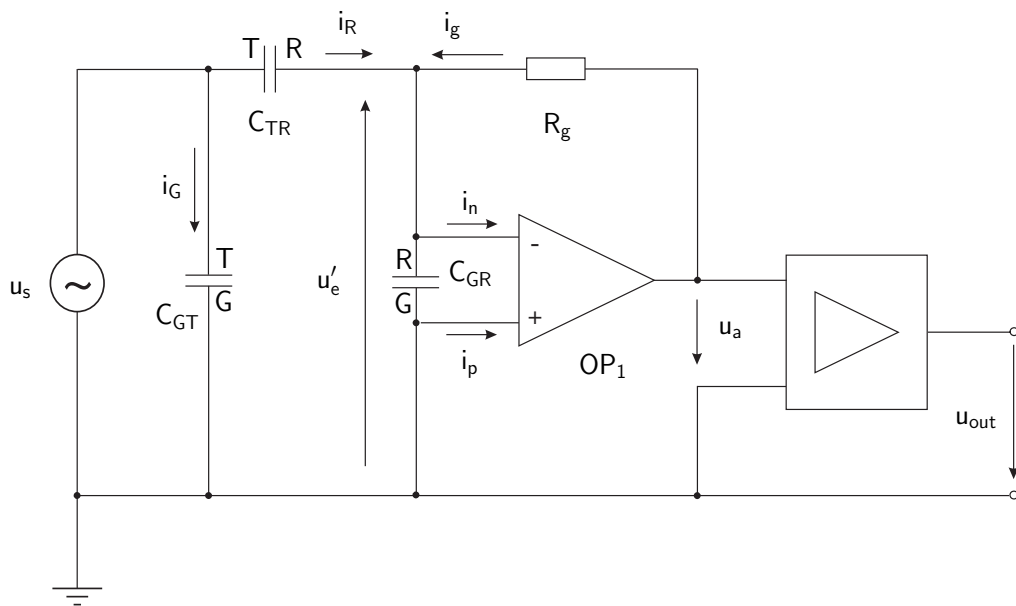


Abbildung 3.3: Messung des Empfangsstroms unter Berücksichtigung einer Abschirmung hinter der Elektrode

sowie die Kapazität C_{GR} zwischen Schirm und Empfangselektrode. Bei der in Abbildung 3.4 dargestellten Lademodusmessung muß die Kapazität C_{GM} der Abschirmung gegen Masse sowie C_{GT} zwischen Schirm und Sendeelektrode berücksichtigt werden.

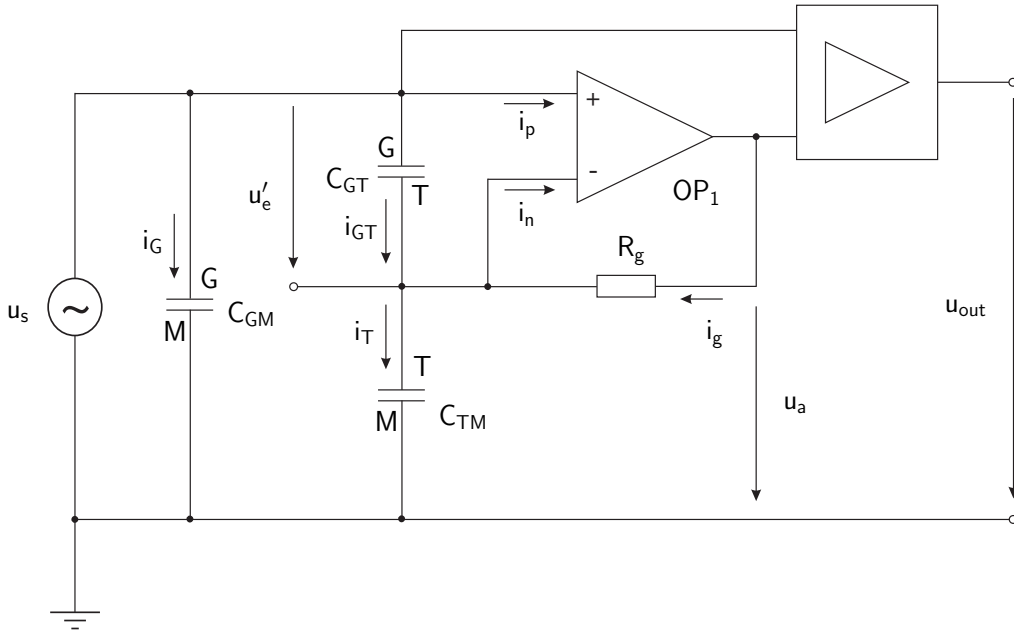


Abbildung 3.4: Messung des Sendestroms unter Berücksichtigung einer Abschirmung hinter der Elektrode

Anforderungen an die Schaltung

Das Meßsignal soll bei der Koppelmodusmessung proportional zu C_{TR} sein, aber unabhängig von C_{GT} und C_{GR} . Bei der Lademodusmessung soll das Meßsignal proportional zu C_{TM} sein, Änderungen von C_{GM} und C_{GT} sollen keinen Einfluß haben. Dazu müssen die folgenden Bedingungen erfüllt sein:

1. Die Spannungsquelle bzw. der Masseanschluß muß niederohmig genug sein, um den Schirmstrom ohne Spannungseinbußen oder Masseversatz liefern zu können.
2. Die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen von OP_1 muß so klein sein, daß kein nennenswerter Strom zwischen Abschirmung und Meßelektrode fließt.
3. Die Spannungsdifferenz zwischen den Eingängen von OP_1 muß gegen die eigentliche Meßspannung über R_g zu vernachlässigen sein.
4. Die Eingangsströme von OP_1 müssen zu vernachlässigen sein.
5. Weder OP_1 noch der Differenzverstärker darf in den Anschlag geraten.

Die erste Bedingung wird durch Einsatz eines Ausgangstreibers an der Spannungsquelle erreicht. Die Bedingungen 2–4 wirken sich auf die Auswahl des eingesetzten Operationsverstärkers aus. Die fünfte Bedingung wird durch eine entsprechende Dimensionierung der Schaltung erfüllt.

3.1.2 Umsetzung

Dimensionierung

Für die Meßfrequenz hat sich ein Wert von 50 kHz als zweckmäßig erwiesen. Bei kleineren Frequenzen sinken die ohnehin sehr kleinen zu messenden Ströme noch weiter ab, bei größeren Frequenzen wirkt sich, wie wir gleich zeigen werden, die Nichtidealität der real verfügbaren OPs stärker aus.

Bei der Lademodusmessung erzeugt OP₁ nach Gleichung 3.8 an seinem Ausgang die Sendespannung u_s zuzüglich der Meßspannung u_g , die über R_g abfällt. Damit die einsetzbare Sendespannung nicht stark begrenzt wird, wird R_g so gewählt, daß u_g kleiner als u_s ist. Da der Strom im Gegenkoppelzweig nach Gleichung 3.6 gleich dem Strom durch C_{TM} ist, bedeutet das:

$$\hat{u}_g = \hat{u}_s \cdot \omega C_{TM} \cdot R_g < \hat{u}_s. \quad (3.11)$$

Daraus folgt:

$$R_g < \frac{1}{\omega C_{TM}}. \quad (3.12)$$

Die Meßkapazität C_{TM} ist bei einer praktikablen Elektrodengröße um $(15 \text{ cm})^2$ und einem Abstand von wenigstens einigen Millimetern zwischen Person (oder Objekt) und Elektrode maximal von der Größenordnung 100 pF. Mit der Meßfrequenz von 50 kHz bedeutet das $R_g < 32 \text{ k}\Omega$. Im folgenden wird $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ gewählt. Dieser Wert führt auch bei der Koppelmodusmessung zu guten Ergebnissen.

Nun bleibt noch der Differenzverstärker zu dimensionieren. Die Amplitude der Verstärkung \hat{V}_{diff} des Differenzverstärkers soll so gewählt werden, daß das Ausgangssignal u_{out} im Voltbereich liegt und so zum Beispiel von einem Analog/Digital-Wandler eines Mikrocontrollers verarbeitet werden kann. Messungen mit $\hat{u}_s = 1 \text{ V}$ und verschiedenen Testpersonen ergaben für unsere Versuchsanordnung $\hat{V}_{diff} \approx 33$.

Anforderungen an den Operationsverstärker

Ein realer Operationsverstärker hat im Gegensatz zu dem idealen immer Eingangskapazitäten und -ströme, sowie eine endliche Verstärkung. Wir entwickeln in diesem Abschnitt ein quantitatives Verständnis für die Auswirkungen der Nichtidealität des OPs, um einen geeigneten Baustein identifizieren zu können.

Verstärkung

Bei einem realen Operationsverstärker mit endlicher Verstärkung V gilt:

$$u_a = V \cdot u'_e. \quad (3.13)$$

Dabei ist $u'_e = u_p - u_n$ die Differenz der Potentiale von nichtinvertierendem und invertierendem Eingang, u_a ist die Spannung am Ausgang des OPs. V ist im allgemeinen eine komplexe Größe und beschreibt sowohl die Amplitude als auch die Phase von u_a . Für die Amplitude \hat{u}_a gilt:

$$\hat{u}_a = \hat{V} \cdot \hat{u}'_e. \quad (3.14)$$

Beim Senden, also der Lademodusmessung, wird am Ausgang des OPs nach Gleichung 3.8 die Sendespannung u_s erzeugt, zuzüglich der Spannung u_g , die am Widerstand R_g im Gegenkoppelzweig abfällt. u_s und u_g haben im allgemeinen nicht die gleiche Phasenlage, vereinfachend kann man jedoch setzen:

$$\hat{u}_a \approx \hat{u}_s + \hat{u}_g. \quad (3.15)$$

Mit Gleichung 3.14 ergibt sich dann:

$$\hat{u}'_e \approx (\hat{u}_s + \hat{u}_g) / \hat{V}. \quad (3.16)$$

Gemäß der Bedingung 2 soll gelten:

$$\hat{i}_{GT} \ll \hat{i}_T. \quad (3.17)$$

Mit $\hat{i} = \hat{u}\omega C$ und nach Kürzen von ω folgt daraus:

$$\hat{u}'_e \cdot C_{GT} \ll \hat{u}_s \cdot C_{TM} \quad (3.18)$$

und mit Gleichung 3.16 nach Umformen:

$$\hat{V} \gg \frac{\hat{u}_s + \hat{u}_g}{\hat{u}_s} \cdot \frac{C_{GT}}{C_{TM}}. \quad (3.19)$$

Hieraus und aus der Bedingung 5 ergibt sich, daß \hat{u}_g nicht groß werden soll. Statt dessen wird die Verstärkung des nachfolgenden Differenzverstärkers etwas größer gewählt. Vernachlässigen wir also \hat{u}_g gegen \hat{u}_s so erhalten wir:

$$\hat{V} \gg \frac{C_{GT}}{C_{TM}}. \quad (3.20)$$

Setzen wir $C_{GT} \approx 200$ pF (bei einer Elektrodenfläche von $(15 \text{ cm})^2$ und einer Isolation zwischen Elektrode und Schirm von einem Millimeter) und $C_{TM} \approx 1$ pF so erhalten wir aus Bedingung 2 als Anforderung an einen in Frage kommenden Operationsverstärker:

$$\hat{V} \gg 200. \quad (3.21)$$

Bedingung 3 besagt:

$$\hat{u}'_e \ll \hat{u}_g. \quad (3.22)$$

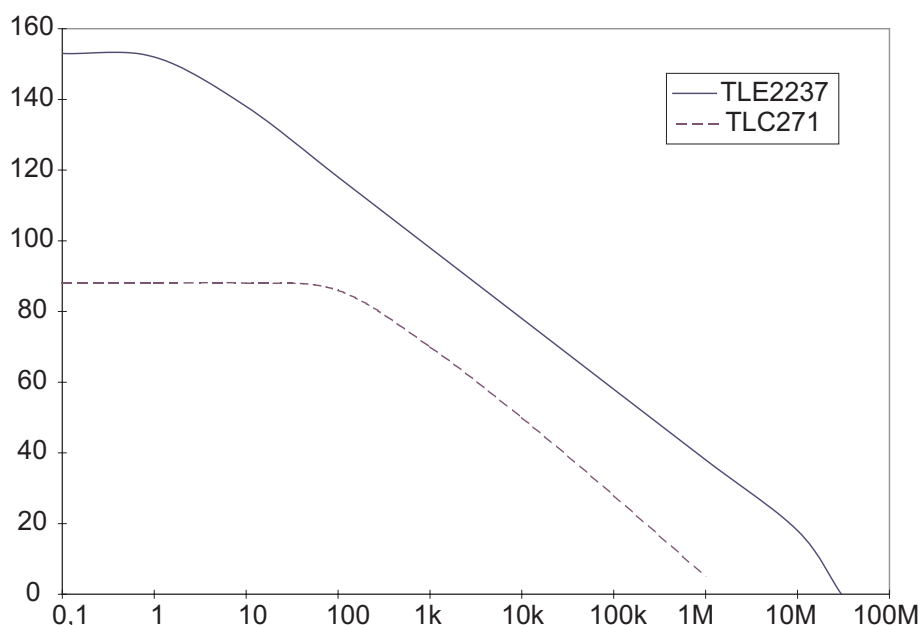


Abbildung 3.5: Verstärkung der OPs TLC271 und TLE2237 über der Frequenz (nach [TI 1995])

Setzen wir für \hat{u}'_e wie oben \hat{u}_s/\hat{V} und gehen davon aus, daß der Strom \hat{i}_g im Gegenkoppelzweig gleich dem Strom \hat{i}_s durch die Sendeelektrode ist (Gleichung 3.6), so folgt:

$$\frac{\hat{u}_s}{\hat{V}} \ll R_g \cdot \omega C_{TM} \cdot \hat{u}_s. \quad (3.23)$$

Dies bedeutet für die Verstärkung:

$$\hat{V} \gg \frac{1}{R_g \cdot \omega C_{TM}}. \quad (3.24)$$

Mit $R_g = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 50 \text{ kHz}$ und dem „worst case“ $C_{TM} = 1 \text{ pF}$ folgt aus Bedingung 3 $\hat{V} \gg 318$, was noch etwas strenger ist als Forderung 3.21 .

Bei niedrigen Frequenzen bis etwa 1 kHz wäre diese Forderung relativ leicht zu erfüllen. In Abbildung 3.5 ist der Verlauf des Betrags der Verstärkung \hat{V} über der Frequenz für den Standard-OP TLC271 doppeltlogarithmisch dargestellt. Man sieht, daß die Verstärkung bei unserer Betriebsfrequenz von 50 kHz kleiner als 100 (40 dB) ist. Dieser Sachverhalt zeigt, daß wir einen „high speed OP“ einsetzen müssen. In unserer Schaltung kommt daher der TLE2237 zum Einsatz, der bei 50 kHz noch eine Verstärkung von über 60 dB aufweist.

Eingangsimpedanzen

Die Bedingung 4, daß die Eingangsströme am Operationsverstärker zu vernachlässigen sein sollen, ist bei einem realen Baustein nicht erfüllt, da die zu

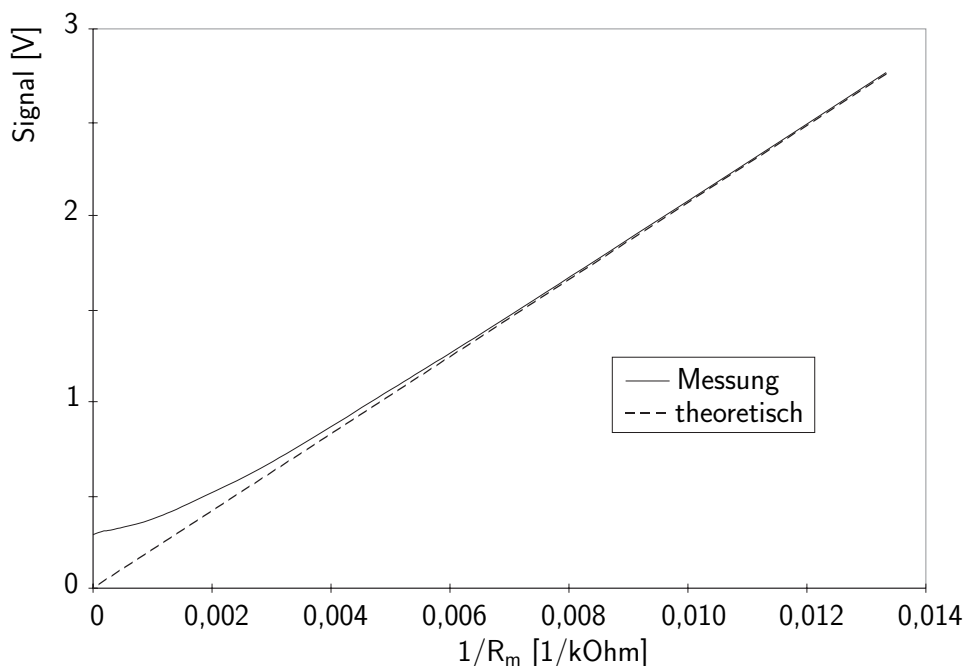


Abbildung 3.6: Kalibrierung der Elektronik mit Meßwiderständen R_m

messenden Ströme bei kapazitiven Detektoren sehr klein sind. Der Eingangsstrom am nichtinvertierenden Eingang hat keinen Einfluß auf die Messung, da er von der Signalspannungsquelle gespeist wird. Die Eingangsimpedanz Z_n des invertierenden Eingangs, an dem auch die Meßelektrode angeschlossen ist, wirkt sich bei der Lademodusmessung jedoch aus, da sie hier zu der zu messenden Kapazität C_{TM} parallelgeschaltet ist. Wir bestimmen diese Impedanz durch zwei Kalibrierungsmessungen an unserer Schaltung: anstatt der Meßelektrode werden Widerstände R_m bzw. Kondensatoren C_m angeschlossen, durch die gegen Masse gesendet wird. Die Widerstände und Kondensatoren wurden zuvor mit einer Präzisions-LCR-Meßbrücke vermessen.

In den Abbildungen 3.6 und 3.7 ist die Amplitude des Meßsignals über $1/R_m$ bzw. C_m aufgetragen. Die gestrichelte Linie bezeichnet jeweils den theoretischen Verlauf für $Z_n = 0$. Aus Abbildung 3.6 ist ersichtlich, daß der ohmsche Anteil von Z_n zu vernachlässigen ist, denn die Kurve geht für kleine R_m in die theoretische über. Die Eingangskapazität C_n bestimmt sich aus Abbildung 3.7: die gesamte Meßkurve ist um $C_n = 4,5$ pF nach links verschoben. C_n ist damit von der Größenordnung der kleinen zu messenden Kapazitäten C_{TM} (einige pF), was bei den Messungen beachtet werden muß.

3.1.3 Meßgenauigkeit

Bei der Interpretation von Meßdaten und der technischen Realisierung von Klassifikatoren müssen Meßfehler berücksichtigt werden. Es treten prinzipiell zwei Arten von Meßfehlern auf: systematische und zufällige Fehler (vgl.

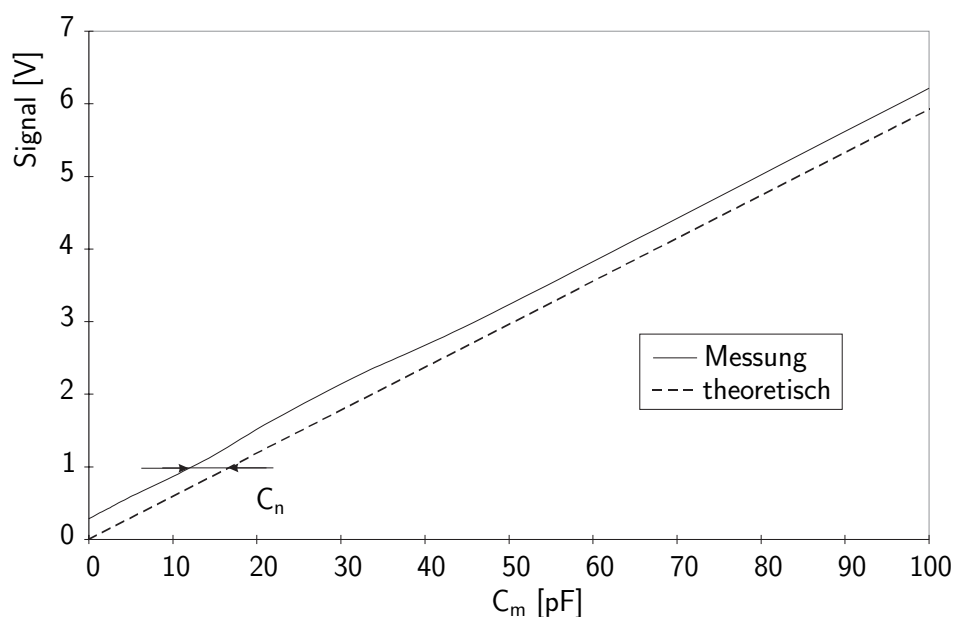


Abbildung 3.7: Kalibrierung der Elektronik mit Meßkapazitäten C_m

[Schrüfer 1990]). Systematische Meßfehler, wie z. B. höhere Werte aufgrund der Eingangskapazität eines Operationsverstärkers, können, soweit bekannt, bei der Aufnahme der Meßwerte berücksichtigt und kompensiert werden. Über zufällige Meßfehler können lediglich statistische Aussagen gemacht werden.

Standardabweichung und Fehlerfortpflanzung

Eine Zufallsgröße x läßt sich beschreiben durch ihren Erwartungswert x_w und ihre Standardabweichung σ :

$$x_w = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad \text{für } N \rightarrow \infty \quad (3.25)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - x_w)^2 \quad \text{für } N \rightarrow \infty. \quad (3.26)$$

In der Praxis können nur endlich viele Messungen durchgeführt werden. Erwartungswert und Standardabweichung werden angenähert durch ihre Schätzwerte \hat{x}_w und $\hat{\sigma}$:

$$\hat{x}_w = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (3.27)$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \hat{x}_w)^2. \quad (3.28)$$

In Gleichung 3.28 wird durch die Zahl der Vergleichsmessungen $N - 1$ geteilt anstatt durch N wie in Gleichung 3.26, um einen erwartungstreuen, unverzerrten Schätzwert $\hat{\sigma}$ zu erhalten.

Die Größe $\hat{\sigma}$ wird bezeichnet als

- Standardabweichung der Meßwerte x_i ,
- mittlere (quadratische) Abweichung (vom Mittelwert) der Meßwerte x_i ,
- mittlerer (quadratischer) Fehler (Abweichung vom wahren Wert) der Meßwerte x_i .

Zur besseren Vergleichbarkeit ist es oft sinnvoll, die relative Standardabweichung $\hat{\sigma}_r$ zu betrachten, die auf den Mittelwert der Größe bezogen ist:

$$\hat{\sigma}_r = \frac{\hat{\sigma}}{\hat{x}_w} \quad (3.29)$$

Fehlerfortpflanzung

Die Standardabweichung einer Größe y , die sich aus n Meßgrößen x_1 bis x_n eindeutig nach

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(\mathbf{x}) \quad (3.30)$$

ergibt, läßt sich aus den Standardabweichungen der x_i berechnen. Diese Gleichung gilt für unabhängige, zufällige Fehler der x_i :

$$\sigma_y^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \sigma_i^2. \quad (3.31)$$

Für den Schätzwert der Standardabweichung gilt in diesem Fall analog:

$$\hat{\sigma}_y^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \hat{\sigma}_i^2. \quad (3.32)$$

Um ein Maß für die Unsicherheit einer Größe zu erhalten, muß also die Funktion $f(\mathbf{x})$ ermittelt werden und die partiellen Ableitungen gebildet werden. Die Standardabweichungen der x_i sind zu bestimmen. Außerdem muß analysiert werden, ob die Fehler der x_i voneinander unabhängig sind. Dazu ist ein genaues Verständnis dafür nötig, wie die Größe ermittelt wurde.

Ursachen zufälliger Meßfehler

Zufällige Meßfehler entstehen z. B. durch die Faktoren

- Produktions- und alterungsbedingte Streuung der Parameter von Bauelementen
- Umgebungsvariablen, z. B. Temperatur, Druck, Feuchtigkeit

- Schwankungen der Bordnetzspannung
- Störungen durch EMV
- Toleranzen und Auflösung von eingesetzten A/D-Wandlern
- Genauigkeit von eingesetzten Meßgeräten, z. B. Oszilloskop, LCR-Meßbrücke
- Dauer einer Messung, wenn der gemessene Parameter zeitlich variiert

Im Serieneinsatz sind hauptsächlich die ersten fünf Faktoren für Abweichungen der Meßwerte verantwortlich. Diese Unsicherheit wirkt sich auf die Klassifizierbarkeit der Daten aus. Große Streuungen können zu einer Überlappung verschiedener Klassen führen.

Bei Labormessungen zur Entwicklung und Überprüfung eines Meßverfahrens gelten prinzipiell andere Randbedingungen. Die auftretenden Ströme und Kapazitäten sollen möglichst genau bestimmt werden. Dazu kann die verwendete Schaltung durch Messungen kalibriert werden. Die Umgebungsvariablen sind bestimmbar. Die Qualität der Stromversorgung ist besser und es können Maßnahmen zur EMV-Abschirmung ergriffen werden. Die ersten vier Faktoren spielen also im Labor keine übergeordnete Rolle.

Einfluß der Schaltungsparameter

Wir untersuchen nun den Einfluß der wichtigsten Parameter der Schaltung (Abbildung 3.4) auf die Genauigkeit der Kapazitätsbestimmung. Diese sind:

- u_s : Sendespannung
- f : Sendefrequenz
- R_g : Widerstand im Gegenkoppelzweig von OP₁
- V_{diff} : Verstärkung des Differenzverstärkers
- C_n : Eingangskapazität von OP₁
- C_{GR} bzw. C_{GT} : Kapazität zwischen Meßelektrode und Abschirmung

Die Empfindlichkeit der Messung gegen Abweichungen der Parameter läßt sich prinzipiell auf drei verschiedene Arten ermitteln:

- analytisch, wenn sich das Meßsignal durch eine Funktion $f(\mathbf{x})$ der Parameter ausdrücken läßt und die partiellen Ableitungen $\partial f/\partial x_i$ bestimmbar sind
- numerisch durch Modellierung der Schaltung, z. B. mit dem Tool PSpice
- durch Messung mit gezielter Variation der Parameter

Analytische Bestimmung des Fehlers

Der gemessene Strom i_{mess} entspricht bei der Lademodusmessung dem Strom i_T der Sendelektrode gegen Masse. Bei der Koppelmodusmessung entspricht i_{mess} dem Empfangsstrom i_R der Meßelektrode. Die gemessene Kapazität C_{mess} ergibt sich in beiden Fällen aus i_{mess} durch

$$C_{mess} = \frac{\hat{i}_{mess}}{2\pi f \hat{u}_s}. \quad (3.33)$$

Unter der Annahme unendlicher Verstärkung des Operationsverstärkers läßt sich die Beziehung zwischen dem Strom i_{mess} und dem Meßsignal u_{out} mathematisch angeben:

$$\hat{i}_{mess} = \frac{\hat{u}_{out} - \hat{u}_{leer}}{V_{diff} R_g}. \quad (3.34)$$

u_{leer} ist das Meßsignal ohne angeschlossene Elektrode und berücksichtigt die Eingangskapazität des OPs und Streukapazitäten. Damit ergibt sich:

$$C_{mess} = \frac{\hat{u}_{out} - \hat{u}_{leer}}{2\pi f V_{diff} R_g \hat{u}_s}. \quad (3.35)$$

Die partiellen Ableitungen von 3.35 sind einfach zu bilden, man erhält

$$\frac{\partial C_{mess}}{\partial x_i} = -\frac{C_{mess}}{x_i} \quad (3.36)$$

für $x_i = f, V_{diff}, R_g, \hat{u}_s$ und

$$\frac{\partial C_{mess}}{\partial x_j} = \frac{C_{mess}}{\hat{u}_{out} - \hat{u}_{leer}} \quad (3.37)$$

für $x_j = \hat{u}_{out}, \hat{u}_{leer}$. Mit Gleichung 3.31 ergibt sich damit für die relative Standardabweichung von C_{mess} :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\sigma_{C_{mess}}}{C_{mess}}\right)^2 &= \left(\frac{\sigma_f}{f}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{V_{diff}}}{V_{diff}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{R_g}}{R_g}\right)^2 + \\ &+ \left(\frac{\sigma_{\hat{u}_s}}{\hat{u}_s}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\hat{u}_{out}}}{\hat{u}_{out} - \hat{u}_{leer}}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{\hat{u}_{leer}}}{\hat{u}_{out} - \hat{u}_{leer}}\right)^2. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Einfluß der Kapazität zwischen Meßelektrode und Abschirmung

In Gleichung 3.38 ist der Einfluß der Kapazität C_{GT} (bei der Lademodusmessung) bzw. C_{GR} (bei der Koppelmodusmessung) zwischen Schirm und Meßelektrode auf das Meßsignal nicht enthalten. Eine analytische Bestimmung der Auswirkung von C_{GT} (C_{GR}) ist nicht praktikabel, da sie durch die Nichtidealität des Operationsverstärkers beeinflusst wird. Auch eine numerische Lösung

ist hier nicht ohne einen unverhältnismäßig hohen Aufwand zu erzielen. Untersuchungen mit dem Simulationstool PSpice haben gezeigt, daß das verfügbare Modell des eingesetzten OPs nicht in der Lage ist, die komplexen Vorgänge der Leckströme zwischen Abschirmung und Elektrode richtig wiederzugeben.

Aus diesen Gründen ermitteln wir die Empfindlichkeit des Meßsignals gegen Variation der Kapazität zwischen Meßelektrode und Schirm beispielhaft durch Lademodusmessungen an einer konkreten Detektoranordnung. Da der Einfluß von C_{GT} am größten ist, wenn die gemessene Kapazität C_{mess} klein ist, wurde die Untersuchung an freistehenden Elektroden ohne Meßobjekt durchgeführt.

Abbildung 3.8 zeigt die Veränderung des Kapazitätsmeßwerts bei Variation von C_{GT} zwischen 0 und 2,75 nF. Eine lineare Näherung in der Umgebung der ungestörten Messung ergibt einen Wert von $\Delta C_{mess}/\Delta C_{GT} \approx 0,67 \text{ pF/nF}$.

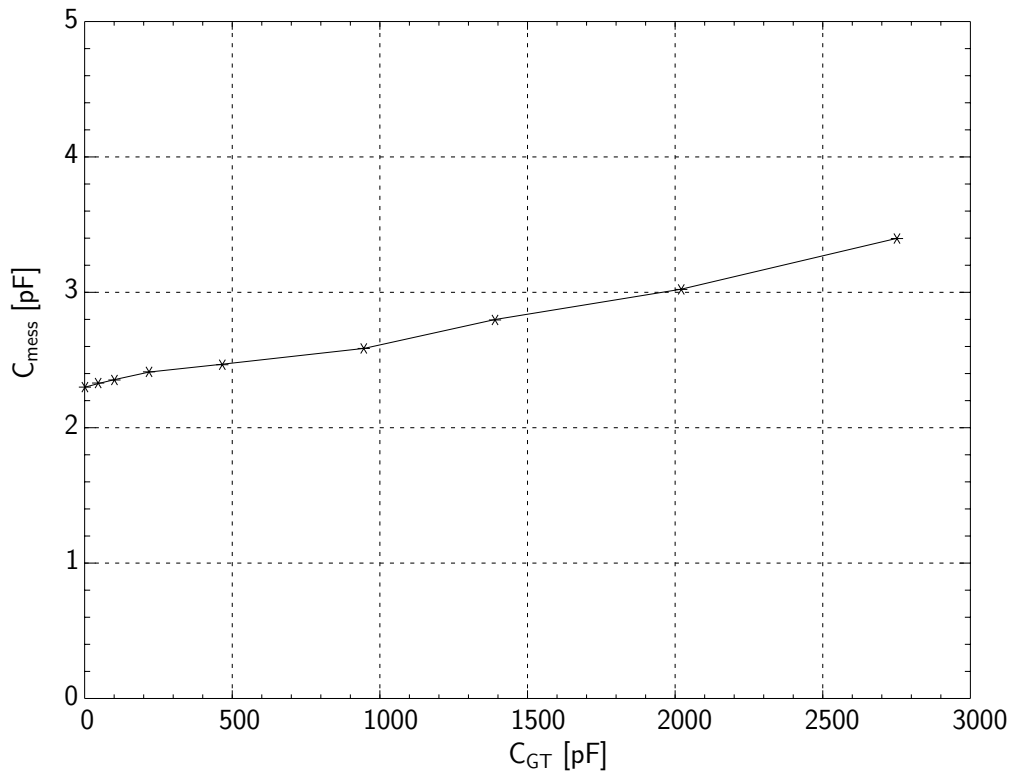


Abbildung 3.8: Änderung des Meßsignals bei Variation der Kapazität C_{GT} zwischen Abschirmung und Sendeelektrode

Beim Einsatz der Schaltung in einem Detektor muß sichergestellt sein, daß die Variation des Meßsignals aufgrund von Schwankungen von C_{GT} sehr viel kleiner ist als die Variation des Signals aufgrund der zu detektierenden Vorgänge. Dies wurde bei dem im praktischen Teil dieser Arbeit eingesetzten Meßaufbau zur kapazitiven Sitzbelegungserkennung durch Versuche bestätigt. Beim Betrieb im Fahrzeug schwankt C_{GT} durch Toleranzen der Isolierschicht zwischen Elektrode und Schirm maximal in der Größenordnung $\pm 40 \text{ pF}$. Daraus

ergibt sich eine Unsicherheit der gemessenen Elektrodenkapazität C_{mess} von $\pm 0,03$ pF beim unbelegten Sitz. Diese Schwankung spielt für die sichere Klassifizierung der Sitzbelegung (Abschnitt 4.3) keine Rolle.

3.2 Auswertung der Strom-Matrix

In Abschnitt 1.6.3 haben wir die Effekte Lademodus, Abschattungsmodus und Übertragungsmodus vorgestellt und ihren Einfluß auf die Kapazitätsmatrix gezeigt. In diesem Abschnitt wird ein neues kapazitives Meßverfahren entwickelt, bei dem durch eine Kombination dieser Effekte die a priori unbekannte Erdung einer detektierten Person (oder eines Objekts) rechnerisch eliminiert wird [Marschner et al. 1998], [Marschner et al. 2002].

Dazu wird ein physikalisches Modell entwickelt, mit dessen Hilfe der Erdungseinfluß auf die gemessenen Werte quantitativ vorhergesagt werden kann. Das Modell wird durch Messungen überprüft. Die Kapazitätsmatrix wird durch Aufnahme der Strom-Matrix (vgl. Abschnitt 1.6.1) erfasst.

3.2.1 Physikalisches Modell

Wie in Abschnitt 1.5.2 gezeigt, verhält sich der menschliche Körper für kapazitive Detektoren durch seine gute Leitfähigkeit annähernd wie ein Metallkörper.

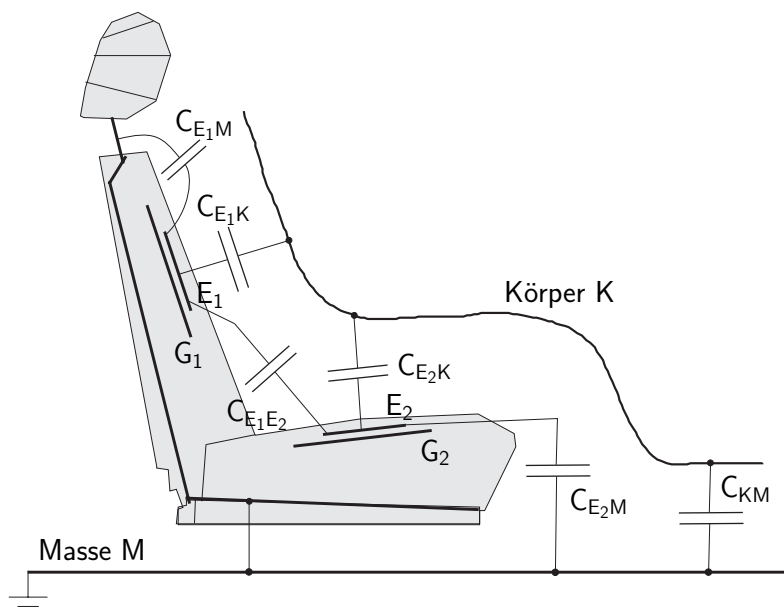


Abbildung 3.9: Konfiguration der Elektroden im Sitz

Die in Abbildung 3.9 gezeigte Konfiguration von zwei Elektroden in einem belegten Sitz spiegelt damit den in Abschnitt 1.6.2 betrachteten Fall wieder

(vgl. Abbildung 1.12). Die Abbildung 3.10 stellt das zugehörige Ersatzschaltbild dar. Dabei ist die Elektrode E_1 als Sender geschaltet. C_{E_1K} ist die Kapazität zwischen E_1 und dem Körper, C_{E_2K} ist die Kapazität zwischen E_2 und dem Körper, C_{E_1M} ist die direkte Kapazität zwischen der Sendelektrode und Masse, $C_{E_1E_2}$ ist die direkte Kapazität zwischen den Elektroden, C_{KM} ist

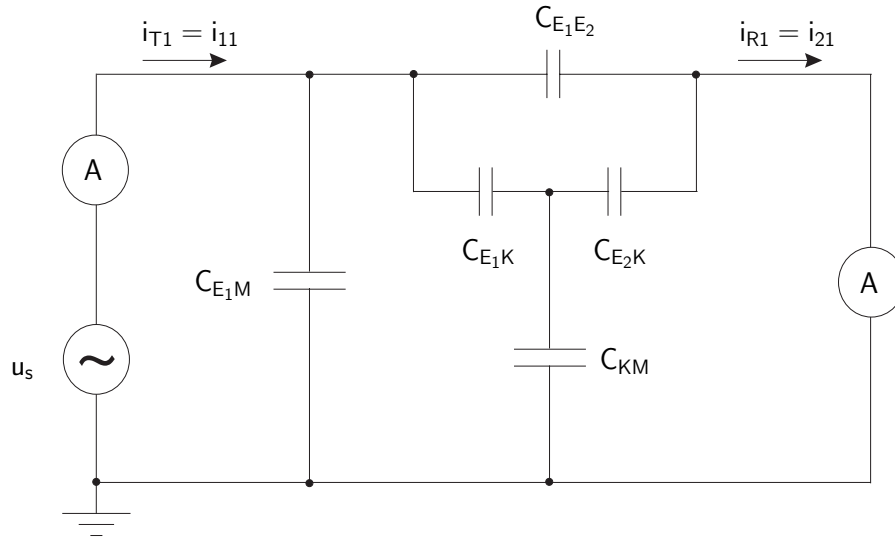


Abbildung 3.10: Ersatzschaltbild mit Elektrode E_1 als Sender

die Kopplung des Körpers zur Masse, i_{T1} ist der Sendestrom und i_{R1} ist der Empfangsstrom. Die Messung der Ströme ist an dieser Stelle nur schematisch eingezeichnet, die dazu verwendeten Schaltungen sind in den Abbildungen 3.3 (Messung des Empfangsstroms) und 3.4 (Messung des Sendestroms) dargestellt.

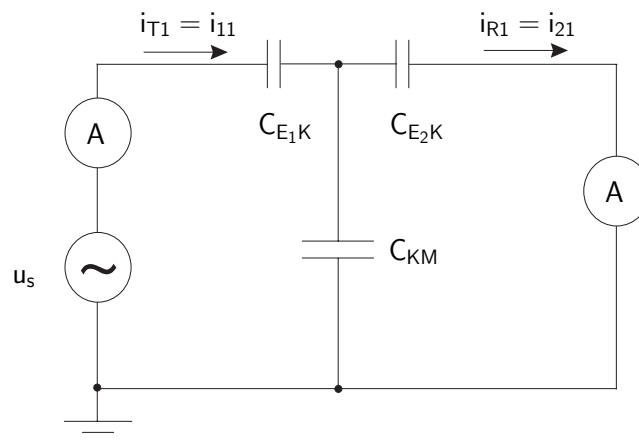


Abbildung 3.11: Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit Elektrode E_1 als Sender

Aufgrund der Abschirmung und der guten Kopplung der Elektroden zum Körper erscheint es als berechtigt, bei voll angelehnter Sitzposition die Ka-

pazitäten C_{E_1M} und $C_{E_1E_2}$ zu vernachlässigen. Dadurch ergibt sich das vereinfachte Schaltbild in Abbildung 3.11. Hier dient wieder die Elektrode E_1 als Sender, E_2 als Empfänger.

Wie in Abschnitt 1.6.1 erläutert, werden zur Aufnahme der Strom-Matrix mehrere Messungen durchgeführt, wobei jeweils eine einzelne Elektrode sendet, während die anderen Elektroden empfangen. Es müssen alle Kombinationen

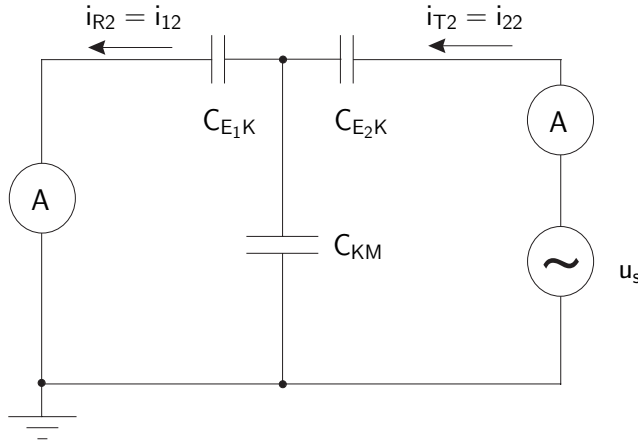


Abbildung 3.12: Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit Elektrode E_2 als Sender

von Sender und Empfänger durchgeschaltet werden. Abbildung 3.12 zeigt das vereinfachte Schaltbild für den Fall, daß E_2 die Rolle des Senders übernimmt. In diesem Fall sind Sende- und Empfangsstrom mit i_{T2} bzw. i_{R2} bezeichnet.

Durch die Detektoranordnung mit zwei Elektroden werden also vier Meßgrößen aufgenommen: der Sendestrom i_{11} der Elektrode E_1 als Sender, der dazugehörige Empfangsstrom i_{21} der Elektrode E_2 , der Sendestrom i_{22} der Elektrode E_2 als Sender sowie der dazugehörige Empfangsstrom i_{12} der Elektrode E_1 .

Diese Größen lassen sich aus den Ersatzschaltbildern 3.11 und 3.12 berechnen. Eine Parallelschaltung zweier Kapazitäten C_x und C_y läßt sich durch eine Ersatzkapazität $C_p = C_x + C_y$ beschreiben. Für eine Serienschaltung von C_v und C_w ergibt sich eine Ersatzkapazität C_s :

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_w}. \quad (3.39)$$

Damit und mit den Maschen- und Knotenpunktgleichungen berechnen sich die Amplituden der Ströme zu:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{11} &= C_{E_1K} \cdot \frac{C_{E_2K} + C_{KM}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM}} \cdot \omega \hat{u}_s \\ \hat{i}_{22} &= C_{E_2K} \cdot \frac{C_{E_1K} + C_{KM}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM}} \cdot \omega \hat{u}_s \\ \hat{i}_{12} = \hat{i}_{21} = \hat{i}_R &= \frac{C_{E_1K} \cdot C_{E_2K}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM}} \cdot \omega \hat{u}_s. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Das Gleichungssystem mit 3 Gleichungen und 3 Unbekannten läßt sich auflösen. Mit $\hat{S}_{kl} = \hat{i}_{kl}/(\omega \hat{u}_s)$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} C_{E_1K} &= \frac{\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - (\hat{S}_R)^2}{\hat{S}_{22} - \hat{S}_R} \\ C_{E_2K} &= \frac{\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - (\hat{S}_R)^2}{\hat{S}_{11} - \hat{S}_R} \\ C_{KM} &= \frac{\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - (\hat{S}_R)^2}{\hat{S}_R}. \end{aligned} \quad (3.41)$$

Damit lassen sich die zu detektierenden Größen der Anordnung einschließlich der variablen Erdung des Insassen aus den gemessenen Strömen berechnen.

3.2.2 Die Kenngröße *Masseindifferenz*

Zur Validierung des Modells wird eine Kenngröße benötigt, die die erzielte Reduktion von Erdungseinflüssen quantitativ beschreibt. Wir definieren dazu den Begriff der *Masseindifferenz*, der an dieser Stelle erläutert wird.

Das Ziel des hier beschriebenen Verfahrens ist es, daß bei Messungen mit unterschiedlicher Massekopplung der detektierten Person (oder eines detektierten Objekts) die Stromwerte aufgrund des Erdungseinflusses zwar variieren, die aus den Gleichungen 3.41 berechneten Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} jedoch unverändert bleiben. Die Änderung der berechneten Kapazität C_{KM} spiegelt die variierte Massekopplung wider.

Bei jeder Messung wurde also die Strom-Matrix einmal ohne Erdung und dann mit Erdung des Objekts bzw. der Versuchsperson aufgenommen. Dabei wurde der Abstand zur Elektrode E_1 sowie der Abstand zur Elektrode E_2 möglichst konstant gehalten. Dies ist bei den Meßpuppen (vgl. Abschnitt 1.5.3) problemloser zu handhaben als bei den Versuchspersonen. Die Erdung wurde bei den Versuchspersonen durch Berühren der Karosserie des Versuchsfahrzeugs mit einer Hand, bei den Meßpuppen durch Berühren des Metallventils der Puppe durch den Autor variiert.

Da die absolute Änderung der berechneten Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} keine große Aussagekraft besitzt, wurde zu jeder Kapazität C_X ($X = „E_1K“, „E_2K“, „KM“$) die relative Änderung $\Delta(C_X)_{rel}$ (bezogen auf den Wert ohne Erdung) berechnet:

$$\Delta(C_X)_{rel} = \frac{(C_X)_{ME} - (C_X)_{OE}}{(C_X)_{OE}} \cdot 100 \%. \quad (3.42)$$

Die Kürzel *ME* und *OE* bezeichnen die Fälle *mit Erdung* respektive *ohne Erdung*.

Die relativen Änderungen der Kapazitäten werden verglichen mit den relativen Änderungen der gemessenen Ströme $\Delta(\hat{i}_{kl})_{rel}$.

$$\Delta(\hat{i}_{kl})_{rel} = \frac{(\hat{i}_{kl})_{ME} - (\hat{i}_{kl})_{OE}}{(\hat{i}_{kl})_{OE}} \cdot 100 \%. \quad (3.43)$$

Den Quotienten aus der relativen Änderung eines gemessenen Stroms und der relativen Änderung einer berechneten Kapazität bezeichnen wir als *Masseindifferenz* μ des Verfahrens.

Definition (Masseindifferenz μ)

$$\mu_{kl/X} = \frac{\Delta(\hat{i}_{kl})_{rel}}{\Delta(C_X)_{rel}}. \quad (3.44)$$

$\mu = 10$ bedeutet beispielsweise, daß sich eine ermittelte Kapazität durch den Erdungseinfluß zehnmal weniger geändert hat als der damit verglichene gemessene Strom.

Prinzipiell läßt sich jede berechnete Kapazität C_X ($X = „E_1K“, „E_2K“, „KM“$) einzeln mit jedem der vier gemessenen Ströme \hat{i}_{kl} ($k = 1, 2 ; l = 1, 2$) vergleichen. Diese Kombinatorik fördert jedoch weder die Übersichtlichkeit noch die Aussagekraft der Kenngröße μ . Aus diesem Grund reduzieren wir die Masseindifferenz auf den Vergleich des Verfahrens mit einfachen Lademodus- und Koppelmodusmessungen, indem wir μ einmal bezogen auf die Sende- und dann bezogen auf die Empfangsströme ermitteln. Außerdem mitteln wir zur weiteren Vereinfachung zwischen den relativen Änderungen der berechneten Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} :

$$\mu_L = \frac{\Delta(\hat{i}_T)_{rel}}{\Delta(C)_{rel}} \quad (3.45)$$

$$\mu_C = \frac{\Delta(\hat{i}_R)_{rel}}{\Delta(C)_{rel}}. \quad (3.46)$$

Dabei bezeichnet $\Delta(\hat{i}_T)_{rel}$ den Mittelwert der Beträge der relativen Änderungen der Sendeströme $|\Delta(\hat{i}_{11})_{rel}|$ und $|\Delta(\hat{i}_{22})_{rel}|$ und $\Delta(\hat{i}_R)_{rel}$ den Mittelwert der Beträge der relativen Änderungen der Empfangsströme $|\Delta(\hat{i}_{21})_{rel}|$ und $|\Delta(\hat{i}_{12})_{rel}|$ durch den Erdungseinfluß. $\Delta(C)_{rel}$ ist der Mittelwert von $|\Delta(C_{E_1K})_{rel}|$ und $|\Delta(C_{E_2K})_{rel}|$.

3.2.3 Experimentelle Überprüfung des Modells

Zur Überprüfung des Modells wurde für verschiedene Sitzbelegungen die Strom-Matrix aufgenommen. Gemessen wurde mit der in Abschnitt 3.1 be-

schriebenen Schaltung mit zwei Elektroden (E_1 in der Lehne, E_2 in der Sitzfläche) im Beifahrersitz eines BMW Z3 roadster (vgl. Abschnitt 2.3.4). Es wurden folgende Fälle betrachtet:

- Person in normaler Sitzposition (Klasse 1)
- Person leicht vorgebeugt (Klasse 2)
- Person stark vorgebeugt (Klasse 3)
- Kind (Meßpuppe) im Kindersitz (Klasse 4)

Bei jeder Messung wurde die Strom-Matrix einmal ohne Erdung und dann mit Erdung des Objekts bzw. der Versuchsperson aufgenommen, um die Masseindifferenzen des Verfahrens zu ermitteln.

Meßgenauigkeit

Um die Aussagekraft der Messungen bewerten zu können, führen wir eine Fehlerbetrachtung der ermittelten Masseindifferenzen durch. Deren Standardabweichungen können mit Hilfe der Gleichung 3.32 aus der Genauigkeit der gemessenen Ströme abgeleitet werden.

Ist $\rho = V_{diff} \cdot R_g$ der virtuelle Widerstand der Meßschaltung, so ergeben sich die gemessenen Ströme aus den gemessenen Spannungen nach

$$\hat{i}_x = \frac{\hat{u}_{xgemessen} - \hat{u}_{x0}}{\rho} = \frac{\hat{u}_x}{\rho} \quad (3.47)$$

(vgl. Abschnitt 3.1.3, $x = 11, 22, 12, 21$). Die Standardabweichungen der gemessenen Spannungen wurden wie folgt ermittelt: Die am Oszilloskop angezeigten Meßwerte wurden mit einem Laptop und der Software *LabView* über die IEEE STD 488 Schnittstelle mit einer Zeitaufösung von einer halben Sekunde aufgezeichnet. Diese sind für einen Fall „Person sitzt normal“ in Abbildung 3.13

Spannung	ohne Erdung	mit Erdung
\hat{u}_{11}	0,8 %	0,5 %
\hat{u}_{22}	0,8 %	0,6 %
\hat{u}_{12}	1,8 %	9,6 %
\hat{u}_{21}	3,2 %	10,9 %

Tabelle 3.1: Relative Standardabweichungen der gemessenen Spannungen

dargestellt. Die Standardabweichungen der Spannungen aufgrund von Bewegungen während des Meßvorgangs erhält man daraus mit Gleichung 3.28. Aussagekräftiger und besser vergleichbar sind die relativen Standardabweichungen σ_r , die auf den Mittelwert der Größe bezogen sind. Diese sind in Tabelle 3.1

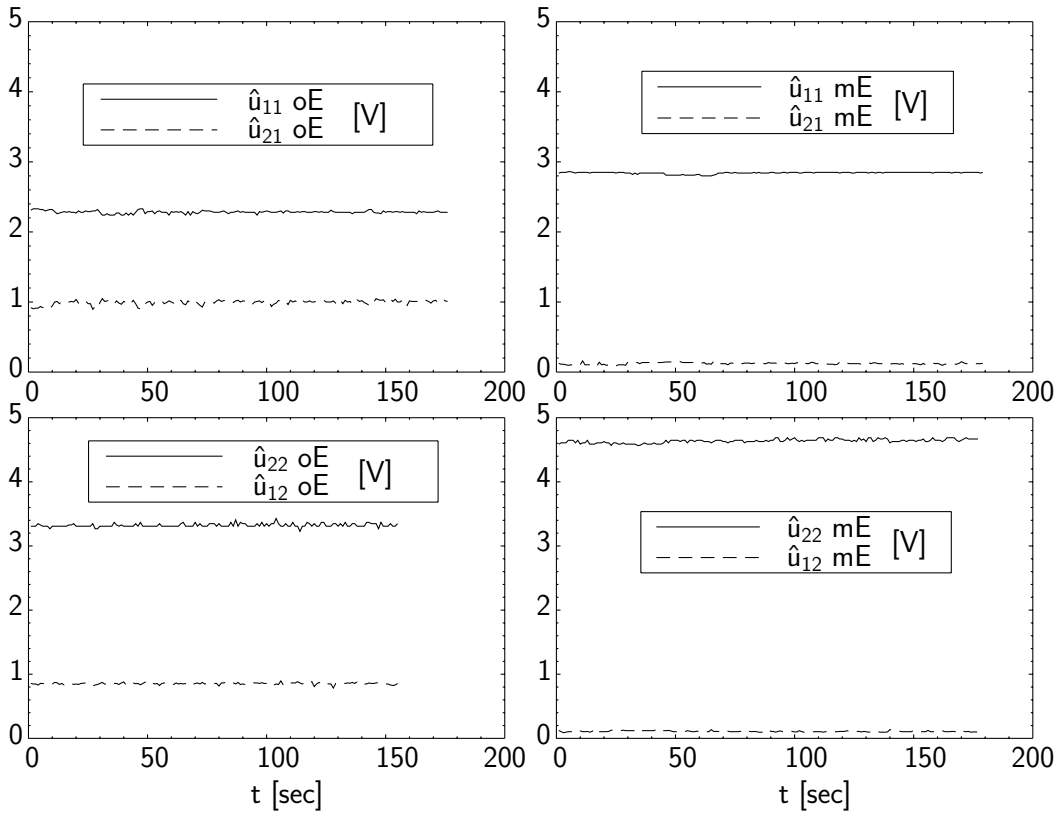


Abbildung 3.13: Zeitverläufe der gemessenen Spannungen der zwei Elektroden, ohne Erdung (oE) und mit Erdung (mE) einer im Sitz sitzenden Person
oben: Elektrode E_1 sendet / unten: Elektrode E_2 sendet

zusammengefaßt. Die mittleren relativen Fehler der Sendeströme liegen unter einem Prozent. Die der Empfangsströme sind jedoch größer: da die Empfangsströme wesentlich kleiner sind als die Sendeströme, besonders im Fall mit Erdung, gehen die Abweichungen hier bis ca. 11 %.

Um mittels der Gleichung 3.32 die Fehlerfortpflanzung für die interessanten Größen C_X , $\Delta(C_X)_{rel}$, μ_L und μ_C ($X = „E_1K“$, „ E_2K “, „ KM “) berechnen zu können, müssen wir noch die partiellen Ableitungen der Größen nach den verschiedenen gemessenen Spannungen ermitteln. Mit $G_X = C_X \cdot \omega \hat{u}_{s\rho}$ wird aus den Gleichungen 3.41:

$$G_{E_1K} = \frac{\hat{u}_{11} \cdot \hat{u}_{22} - (\hat{u}_R)^2}{\hat{u}_{22} - \hat{u}_R}$$

$$G_{E_2K} = \frac{\hat{u}_{11} \cdot \hat{u}_{22} - (\hat{u}_R)^2}{\hat{u}_{11} - \hat{u}_R} \quad (3.48)$$

$$G_{KM} = \frac{\hat{u}_{11} \cdot \hat{u}_{22} - (\hat{u}_R)^2}{\hat{u}_R}$$

und Gleichung 3.42 läßt sich schreiben als

$$\Delta(C_X)_{rel} = \frac{(G_X)_{ME}}{(G_X)_{OE}} - 1. \quad (3.49)$$

Damit sind die partiellen Ableitungen der $\Delta(C_X)_{rel}$ nach den Spannungen \hat{u}_x berechenbar. Für $\Delta(C_{E_1K})_{rel}$ ergibt sich:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Delta(C_{E_1K})_{rel}}{\partial (\hat{u}_{11})_{OE}} &= - \frac{(G_{E_1K})_{ME}}{(G_{E_1K})_{OE}^2} \cdot \frac{(\hat{u}_{22})_{OE}}{(\hat{u}_{22})_{OE} - (\hat{u}_R)_{OE}} \\ \frac{\partial \Delta(C_{E_1K})_{rel}}{\partial (\hat{u}_{22})_{OE}} &= - \frac{(G_{E_1K})_{ME}}{(G_{E_1K})_{OE}^2} \cdot \frac{((\hat{u}_R)_{OE} - (\hat{u}_{11})_{OE}) \cdot (\hat{u}_R)_{OE}}{((\hat{u}_R)_{OE} - (\hat{u}_{22})_{OE})^2} \\ \frac{\partial \Delta(C_{E_1K})_{rel}}{\partial (\hat{u}_R)_{OE}} &= - \frac{(G_{E_1K})_{ME}}{(G_{E_1K})_{OE}^2} \cdot \frac{(\hat{u}_R)_{OE}^2 - 2(\hat{u}_R)_{OE}(\hat{u}_{22})_{OE} + (\hat{u}_{11})_{OE}(\hat{u}_{22})_{OE}}{((\hat{u}_R)_{OE} - (\hat{u}_{22})_{OE})^2} \\ \frac{\partial \Delta(C_{E_1K})_{rel}}{\partial (\hat{u}_{11})_{ME}} &= \frac{1}{(G_{E_1K})_{OE}} \cdot \frac{(\hat{u}_{22})_{ME}}{(\hat{u}_{22})_{ME} - (\hat{u}_R)_{ME}} \quad (3.50) \\ \frac{\partial \Delta(C_{E_1K})_{rel}}{\partial (\hat{u}_{22})_{ME}} &= \frac{1}{(G_{E_1K})_{OE}} \cdot \frac{((\hat{u}_R)_{ME} - (\hat{u}_{11})_{ME}) \cdot (\hat{u}_R)_{ME}}{((\hat{u}_R)_{ME} - (\hat{u}_{22})_{ME})^2} \\ \frac{\partial \Delta(C_{E_1K})_{rel}}{\partial (\hat{u}_R)_{ME}} &= \frac{1}{(G_{E_1K})_{OE}} \cdot \frac{(\hat{u}_R)_{ME}^2 - 2(\hat{u}_R)_{ME}(\hat{u}_{22})_{ME} + (\hat{u}_{11})_{ME}(\hat{u}_{22})_{ME}}{((\hat{u}_R)_{ME} - (\hat{u}_{22})_{ME})^2}. \end{aligned}$$

Die Ableitungen von $\Delta(C_{E_2K})_{rel}$, $\Delta(C_{KM})_{rel}$, der verschiedenen $\Delta(\hat{I})_{rel}$ und der übrigen Größen ergeben sich analog.

Damit erhält man:

$$\begin{aligned} \sigma_r((C_{E_1K})_{OE}) &= 1,0 \% \\ \sigma_r((C_{E_2K})_{OE}) &= 1,3 \% \\ \sigma_r((C_{KM})_{OE}) &= 2,7 \% \\ \sigma_r((C_{E_1K})_{ME}) &= 0,5 \% \\ \sigma_r((C_{E_2K})_{ME}) &= 0,7 \% \\ \sigma_r((C_{KM})_{ME}) &= 7,4 \% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_r(\Delta(\hat{i}_T)_{rel}) &= 2,9 \% \\ \sigma_r(\Delta(\hat{i}_R)_{rel}) &= 1,1 \% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_r(\Delta(C_{E_1K})_{rel}) &= 31,3 \% \\ \sigma_r(\Delta(C_{E_2K})_{rel}) &= 57,3 \% \\ \sigma_r(\Delta(C_{KM})_{rel}) &= 8,4 \% \end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned}\sigma_r(\mu_L) &= 29,9 \% \\ \sigma_r(\mu_C) &= 29,8 \%\end{aligned}$$

Obwohl die Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} mit mittleren relativen Fehlern um 1 % recht genau bestimmt wurden, sind die relativen Abweichungen $\Delta(C_{E_1K})_{rel}$ und $\Delta(C_{E_2K})_{rel}$ mit einer relativ großen Unsicherheit behaftet. Dies kommt daher, daß die absolute Größe der relativen Abweichungen so klein ist. Angestrebt ist ja $\Delta(C_{E_1K})_{rel} = \Delta(C_{E_2K})_{rel} = 0$. Damit haben aber auch die ermittelten Masseindifferenzen μ_L und μ_C recht große relative Standardabweichungen (fast 30 %).

Ergebnis

Messung		\hat{i}_{11}	\hat{i}_{22}	\hat{i}_{12}	\hat{i}_{21}	C_{E_1K}	C_{E_2K}	C_{KM}
Person (Kl. 1)	OE	4,35	6,39	1,861	2,161	12,33	23,10	26,82
	ME	5,46	9,39	0,102	0,120	12,56	21,79	1048,91
	Δ_{rel}	25,6 %	47,0 %	-94,5 %	-94,4 %	1,9 %	-5,7 %	3810,8 %
Person (Kl. 1)	OE	3,99	6,54	1,711	2,131	11,02	24,63	26,48
	ME	4,98	9,48	0,108	0,102	11,44	22,02	1020,97
	Δ_{rel}	24,8 %	45,0 %	-93,7 %	-95,2 %	3,8 %	-10,6 %	3755,4 %
Person (Kl. 1)	OE	4,80	6,97	1,794	2,088	13,43	23,60	34,76
	ME	5,97	9,73	0,228	0,255	13,91	23,03	546,26
	Δ_{rel}	24,4 %	39,6 %	-87,3 %	-87,8 %	3,6 %	-2,4 %	1471,4 %
Person (Kl. 2)	OE	2,73	7,71	0,690	1,051	6,75	24,82	53,07
	ME	2,97	9,76	0,048	0,066	6,80	22,62	1155,85
	Δ_{rel}	8,8 %	26,5 %	-93,0 %	-93,7 %	0,7 %	-8,9 %	2077,9 %
Person (Kl. 3)	OE	0,98	5,64	0,396	1,111	2,32	49,02	15,04
	ME	1,10	8,46	0,048	0,060	2,53	20,22	393,16
	Δ_{rel}	12,2 %	50,1 %	-87,9 %	-94,6 %	8,9 %	-58,8 %	2514,2 %
Person (Kl. 3)	OE	1,05	7,41	0,270	0,540	2,47	26,87	42,79
	ME	1,08	9,82	0,024	0,036	2,46	22,96	803,52
	Δ_{rel}	2,9 %	32,4 %	-91,1 %	-93,3 %	-0,4 %	-14,6 %	1777,7 %
Ki.Si. (Kl. 4)	OE	0,95	0,83	0,396	0,330	3,21	2,56	4,16
	ME	1,01	0,92	0,300	0,225	2,99	2,63	7,52
	Δ_{rel}	6,3 %	10,8 %	-24,2 %	-31,8 %	-6,9 %	2,8 %	80,8 %
Ki.Si. (Kl. 4)	OE	0,62	0,83	0,300	0,240	1,81	2,88	3,77
	ME	0,65	0,92	0,270	0,204	1,82	2,99	5,26
	Δ_{rel}	4,8 %	10,8 %	-10,0 %	-15,0 %	0,6 %	4,0 %	39,5 %

Tabelle 3.2: Erdungseinfluß bei verschiedenen Sitzbelegungen, Ströme in μA , Kapazitäten in pF

In Tabelle 3.2 sind die gemessenen Ströme und berechneten Kapazitäten verschiedener Sitzbelegungen zusammengefaßt. Für jede Messung sind in jeweils

drei Zeilen die Werte ohne Erdung, mit Erdung sowie die relativen Änderungen dargestellt.

Zunächst fällt auf, daß die Empfangsströme \hat{i}_{12} und \hat{i}_{21} nicht wie in dem Gleichungssystem 3.40 hergeleitet genau gleich sind, sondern mehr oder weniger stark voneinander abweichen. Besonders eklatant ist die Abweichung bei den nach vorn gebeugten Personen. Während in der Gruppe *Person sitzt normal* (Klasse 1) die Empfangsströme um durchschnittlich 8,7 % von ihrem Mittelwert differieren (Werte ohne Erdung, mit Erdung nur 5,5 %), beträgt die Abweichung in der Gruppe *Person stark vorgebeugt* (Klasse 3) ohne Erdung durchschnittlich 40 %. Dies ist darauf zurückzuführen, daß bei diesen Fällen mit sehr geringer Kopplung an die Elektrode E_1 die Annahmen für das ver-

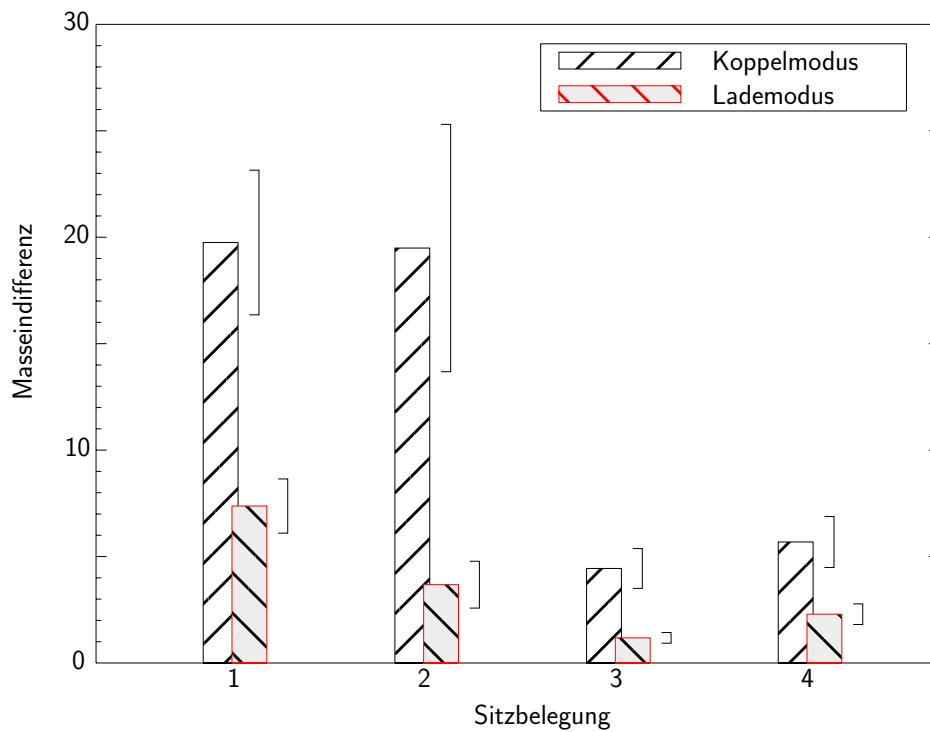


Abbildung 3.14: Ermittelte Masseindifferenzen des neuen Verfahrens gegenüber herkömmlichen Koppelmodus- und Lademodusmessungen bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition sowie bei Messungen an speziellen Puppen in Kindersitzen (4)

einfache Ersatzschaltbild (Abbildung 3.11) nicht erfüllt sind. Dies wird im nächsten Abschnitt durch eine Verfeinerung des Modells berücksichtigt. An dieser Stelle wurde zur Berechnung der Kapazitäten nach den Gleichungen 3.41 für \hat{i}_R jeweils der Mittelwert der Empfangsströme der beiden Elektroden eingesetzt.

Wie man sieht, sind die relativen Änderungen der berechneten Kapazitäten C_{E_1K} und C_{E_2K} bei den normal sitzenden Personen deutlich geringer als die

der gemessenen Ströme. Der Sendestrom von Elektrode E_1 , \hat{i}_{11} , ändert sich hier aufgrund des Erdungseinflusses um durchschnittlich 24,9 %, der Empfangsstrom \hat{i}_{12} gar um durchschnittlich -91,8 %. Hingegen beträgt die durchschnittliche Änderung von C_{E_2K} nur 6,2 % und die von C_{E_1K} lediglich 3,1 %.

In Abbildung 3.14 sind die durch die Messungen bestimmten Masseindifferenzen des Verfahrens aufgeschlüsselt nach Sitzbelegung und Meßmodus dargestellt, wobei die durch die vorangegangene Fehlerrechnung ermittelte Unsicherheit an jedem Balken angezeigt ist. Wie man sieht, sind die Masseindifferenzen gegenüber Koppelmodusmessungen insgesamt deutlich größer, als jene gegenüber Lademodusmessungen. Die besten Resultate erhält man bei

Messung		C_{E_1K}	C_{E_2K}	C_{KM1}	C_{KM2}
Person (Kl. 1)	OE	12,77	21,72	21,96	31,07
	ME	12,57	21,75	966,98	1143,69
	Δ_{rel}	-1,6 %	0,1 %	4302,4 %	3580,8 %
Person (Kl. 1)	OE	11,57	22,40	19,50	32,63
	ME	11,44	22,03	1052,29	991,97
	Δ_{rel}	-1,1 %	-1,7 %	5296,3 %	2939,7 %
Person (Kl. 1)	OE	13,84	22,46	29,18	39,91
	ME	13,93	22,98	514,91	580,26
	Δ_{rel}	0,6 %	2,3 %	1664,8 %	1354,0 %
Person (Kl. 2)	OE	6,94	22,67	36,27	70,65
	ME	6,80	22,55	992,09	1375,13
	Δ_{rel}	-2,0 %	-0,5 %	2635,2 %	1846,5 %
Person (Kl. 3)	OE	2,57	19,75	-2,24	33,96
	ME	2,53	20,10	349,82	442,94
	Δ_{rel}	-1,5 %	1,8 %	-15701,9 %	1204,3 %
Person (Kl. 3)	OE	2,53	22,27	21,03	66,87
	ME	2,47	22,83	662,00	1005,64
	Δ_{rel}	-2,5 %	2,5 %	3047,2 %	1403,9 %
Ki.Si. (Kl. 4)	OE	3,00	2,71	5,13	3,32
	ME	2,83	2,77	9,72	5,89
	Δ_{rel}	-5,7 %	2,2 %	89,5 %	77,3 %
Ki.Si. (Kl. 4)	OE	1,72	3,15	5,04	3,06
	ME	1,74	3,25	7,18	4,20
	Δ_{rel}	1,0 %	3,3 %	42,5 %	37,5 %

Tabelle 3.3: Erdungseinfluß bei erweitertem Ersatzschaltbild, Kapazitäten in pF

der Sitzbelegung 1 (*Person sitzt normal*). Hier beträgt μ_C mindestens 16,4 und μ_L mindestens 6,1. In Klasse 3 (*Person stark vorgebeugt*) sind die Resultate hingegen nicht sehr befriedigend. μ_C beträgt hier nach Berücksichtigung der Meßfehler lediglich 3,5 und μ_L ist gar nur von der Größenordnung 1, d. h. der Erdungseinfluß nach Anwendung des Verfahrens ist genau so groß wie bei einer herkömmlichen Lademodusmessung. Mit dieser Schwäche des Verfahrens beschäftigen wir uns im nächsten Abschnitt.

3.2.4 Interpretation der Strom-Matrix bei schwacher Kopplung

Bei mangelhafter Kopplung der Elektroden an die Versuchsperson, also z. B. bei einer stark nach vorn gebeugten Sitzposition, treten die Schwächen des vereinfachten Ersatzschaltbildes 3.11 zutage. Die resultierenden Masseindifferenzen sind in diesen Fällen deutlich schlechter, und die beiden gemessenen Empfangsströme sind nicht gleich.

Um das Verfahren für diesen Fall anwendbar zu machen, erweitern wir das einfache Ersatzschaltbild um eine asymmetrische Massekopplung. Wir nehmen an, daß sich C_{KM} verschieden auswirkt, je nachdem ob E_1 oder E_2 als Sender geschaltet ist. Wir ersetzen also C_{KM} durch C_{KM1} , wenn E_1 sendet, und durch C_{KM2} , wenn E_2 sendet.

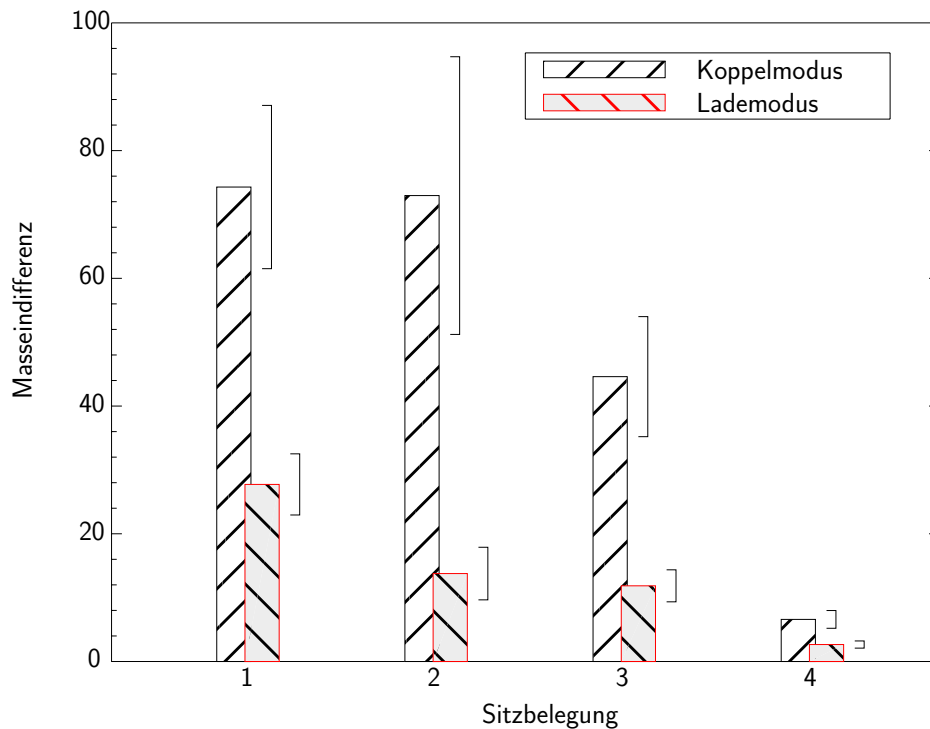


Abbildung 3.15: Ermittelte Masseindifferenzen des neuen Verfahrens mit erweitertem Ersatzschaltbild gegenüber herkömmlichen Koppelmodus- und Lademodusmessungen bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition sowie bei Messungen an speziellen Puppen in Kindersitzen (4)

Damit wird aus den Gleichungen 3.40 ein Gleichungssystem mit 4 Gleichungen und 4 Unbekannten:

$$\hat{i}_{11} = C_{E_1K} \cdot \frac{C_{E_2K} + C_{KM1}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM1}} \cdot \omega \hat{u}_s$$

$$\begin{aligned}
\hat{i}_{22} &= C_{E_2K} \cdot \frac{C_{E_1K} + C_{KM2}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM2}} \cdot \omega \hat{u}_s \\
\hat{i}_{12} &= \frac{C_{E_1K} \cdot C_{E_2K}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM2}} \cdot \omega \hat{u}_s \\
\hat{i}_{21} &= \frac{C_{E_1K} \cdot C_{E_2K}}{C_{E_1K} + C_{E_2K} + C_{KM1}} \cdot \omega \hat{u}_s.
\end{aligned} \tag{3.51}$$

Auch dieses läßt sich nach den Kapazitäten auflösen, mit $\hat{S}_{kl} = \hat{i}_{kl}/(\omega \hat{u}_s)$ ergibt sich:

$$\begin{aligned}
C_{E_1K} &= \frac{\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - \hat{S}_{12} \cdot \hat{S}_{21}}{\hat{S}_{22} - \hat{S}_{21}} \\
C_{E_2K} &= \frac{\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - \hat{S}_{12} \cdot \hat{S}_{21}}{\hat{S}_{11} - \hat{S}_{12}} \\
C_{KM1} &= \frac{(\hat{S}_{21} - \hat{S}_{11}) \cdot (\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - \hat{S}_{12} \cdot \hat{S}_{21})}{\hat{S}_{21} \cdot (\hat{S}_{12} - \hat{S}_{11})} \\
C_{KM2} &= \frac{(\hat{S}_{12} - \hat{S}_{22}) \cdot (\hat{S}_{11} \cdot \hat{S}_{22} - \hat{S}_{12} \cdot \hat{S}_{21})}{\hat{S}_{12} \cdot (\hat{S}_{21} - \hat{S}_{22})}.
\end{aligned} \tag{3.52}$$

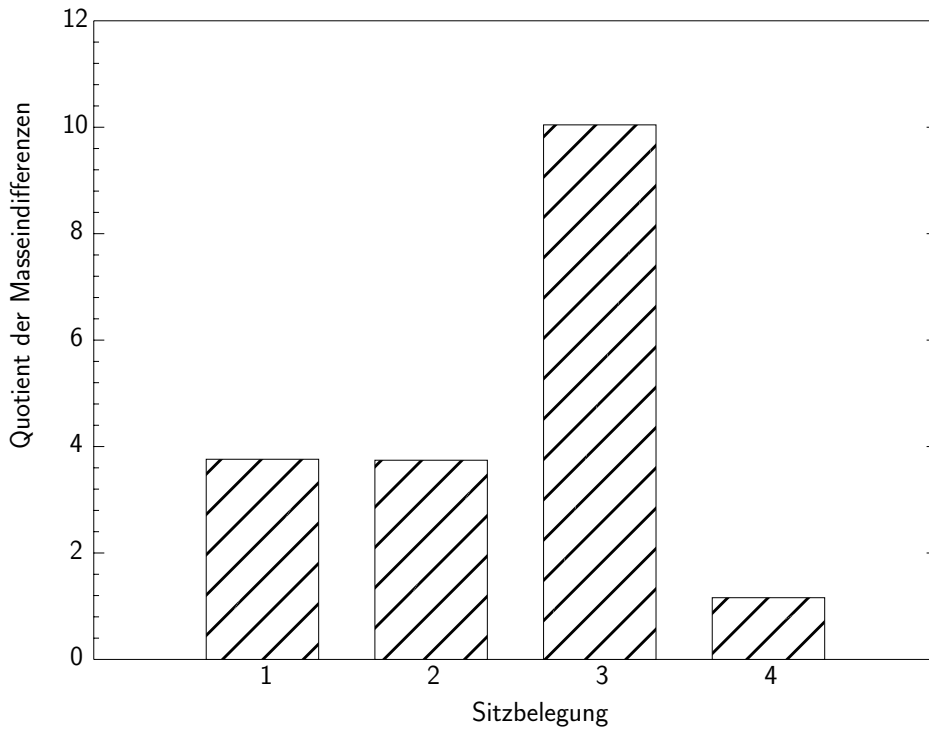


Abbildung 3.16: Verbesserung der Masseindifferenzen des Verfahrens durch Annahme des erweiterten Ersatzschaltbildes bei den verschiedenen Sitzbelegungsklassen

Die hiermit neu berechneten Kapazitäten sind in Tabelle 3.3 dargestellt. Der Erdungseinfluß hat sich gegenüber dem einfacheren Verfahren deutlich reduziert. Dies wird besonders deutlich, wenn man wieder die Masseindifferenzen betrachtet (Abbildung 3.15). Die Masseindifferenz gegenüber Koppelmodusmessungen ist für die Fälle *Person sitzt normal* (Klasse 1) nun auf 61,5 angestiegen. Auch bei den Messungen mit stark nach vorn gebeugten Personen (Klasse 3) zeigt das Verfahren mit $\mu_{C3} > 35,2$ und $\mu_{L3} > 9,3$ sehr gute Resultate. Die Masseindifferenz bei den Kindersitzen (Klasse 4) hat sich auf mindestens 5,2 (μ_{C4}) bzw. 2,1 (μ_{L4}) erhöht.

Einen Vergleich zwischen den Verfahren zeigt Abbildung 3.16. Hier wurde für die ermittelten Masseindifferenzen das Verhältnis $\mu_{erweitert}/\mu_{einfach}$ bestimmt. Eine Unterscheidung zwischen Lademodus und Koppelmodus erübrigt sich, da die relative Änderung von Sende- bzw. Empfangsströmen bei der Quotientenbildung herausfällt. Der Erfolg des Verfahrens erhöht sich bei allen Sitzpositionen, die größte Wirkung ergibt sich wie zu erwarten bei den Fällen der Klasse 3.

3.3 Aktive Stromkompensation

3.3.1 Funktionsprinzip

In diesem Abschnitt wird eine zweite Möglichkeit vorgestellt, den unerwünschten Erdungseinfluß auf die Meßwerte zu verringern [Grießbach, Marschner et al. 1998]. Anders als bei den übrigen behandelten Meßverfahren wird hier mit mehreren Elektroden gleichzeitig gesendet. Für das vereinfachte Schaltbild in Abbildung 3.17 gilt aufgrund der Kirchhoff'schen Regeln:

$$i_{KM} = \sum_{k=1}^N i_k. \quad (3.53)$$

Werden die Sendespannungen bei einer geraden Anzahl von Elektroden so eingestellt, daß durch jede Elektrode jeweils ein definierter Strom mit der Amplitude \hat{i}_{soll} abgesetzt wird, so ergibt sich der Strom i_{KM} durch C_{KM} zu Null, wenn jeweils zwei Elektroden gegenphasig betrieben werden. Somit liegt der Körper auf Massepotential, eine Änderung von C_{KM} hat keine Auswirkung auf die Messungen, und es gilt:

$$C_{E_k K} = \frac{\hat{i}_{soll}}{\omega \hat{u}_k}. \quad (3.54)$$

Auch hier wurde wie beim Modell der Strom-Matrix eine direkte Kopplung der Elektroden zu Masse vernachlässigt.

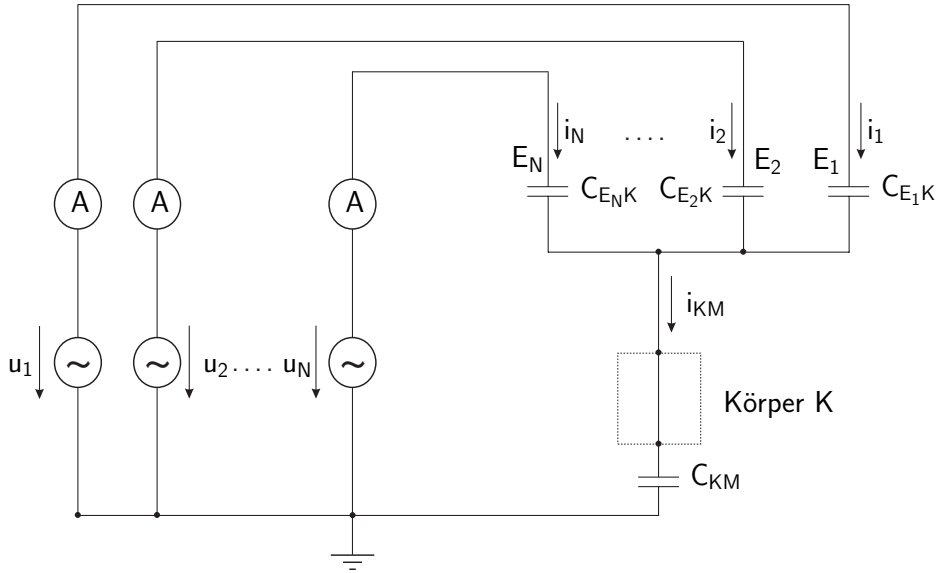


Abbildung 3.17: Ersatzschaltbild beim Senden mit mehreren Elektroden

3.3.2 Wirkung des Verfahrens

Die Wirkung dieses Verfahrens wurde wie in Abschnitt 3.2.3 durch Messungen in einem Z3-Beifahrersitz mit zwei Elektroden (E_1 in der Lehne, E_2 in der Sitzfläche) untersucht. Dazu wurde die Grundschialtung (Abbildung 3.4) um einen Regler erweitert, der durch Anpassung der Sendespannung den gemessenen Sendestrom auf den Sollwert \hat{i}_{soll} einstellt.

Wie in Abschnitt 3.1.2 gezeigt, müssen bei der zur Strommessung eingesetzten Operationsverstärkerschaltung jedoch parasitäre Kapazitäten wie die Eingangskapazität des OPs berücksichtigt werden. Ist C_{0_k} die Summe der parasitären Kapazitäten ohne angeschlossene Elektrode im Meßkanal k , so erweitert sich die idealisierte Gleichung 3.54 zu:

$$C_{E_k K} + C_{0_k} = \frac{\hat{i}_{soll}}{\omega \hat{u}_k}. \quad (3.55)$$

Man erhält also die gesuchte Koppelkapazität der Elektrode E_k an den Körper bei bekanntem Sollstrom und Schaltungsparameter C_{0_k} aus der sich aufgrund der Regelung einstellenden Sendespannung \hat{u}_k :

$$C_{E_k K} = \frac{\hat{i}_{soll}}{\omega \hat{u}_k} - C_{0_k}. \quad (3.56)$$

Meßfehler

Zur Bewertung der Aussagekraft der Messungen führen wir wieder eine Fehlerbetrachtung durch. Da an dieser Stelle nicht die absolute Größe der gemessenen Kapazitäten, sondern nur die Änderung durch Erdungseinfluß relevant ist, müssen Ungenauigkeiten des Sollstroms, der Frequenz und der parasitären Kapazitäten $C_{0,k}$ hier nicht berücksichtigt werden. Schwankungen dieser Größen

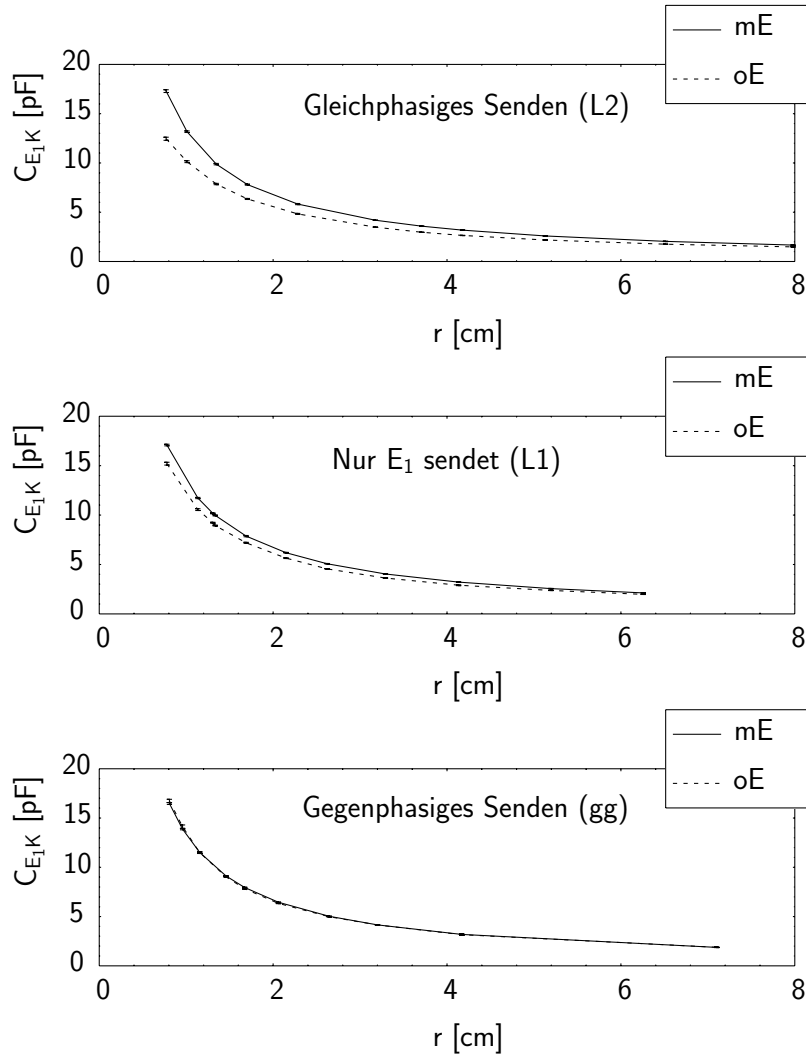


Abbildung 3.18: Die gemessenen Kapazitäten in Abhängigkeit vom Abstand des Rückens der Versuchsperson von der Sitzlehne beim Senden nach verschiedenen Prinzipien, ohne Erdung (oE) und mit Erdung (mE) der Person

während der Messung schlagen sich in der Unsicherheit der Meßspannungen $\sigma(\hat{u}_k)$ nieder, es dominiert aber der Einfluß durch leichte Bewegungen der Versuchsperson.

Die Standardabweichung der Elektrodenkapazität durch Fehlerfortpflanzung

(Gleichung 3.32) ergibt sich zu:

$$\sigma(C_{E_k K}) = \frac{\hat{i}_{soll}}{\omega \hat{u}_k^2} \cdot \sigma(\hat{u}_k). \quad (3.57)$$

Messungen

Es wird der Erdungseinfluß auf die ermittelte Elektrodenkapazität in der Lehne bei verschiedenen Sitzpositionen (von ganz angelehnt bis ganz vorgebeugt) mit drei verschiedenen Senderkonfigurationen verglichen. Betrachtet werden die Fälle

- Die Elektroden senden gleichphasig. Dies entspricht einer herkömmlichen Lademodusmessung mit zwei Elektroden (L2).
- Nur die Elektrode E_1 in der Lehne sendet. Dies entspricht einer herkömmlichen Lademodusmessung mit einer Elektrode (L1).
- Beide Elektroden senden zur Reduzierung des Erdungseinflusses gegenphasig (gg).

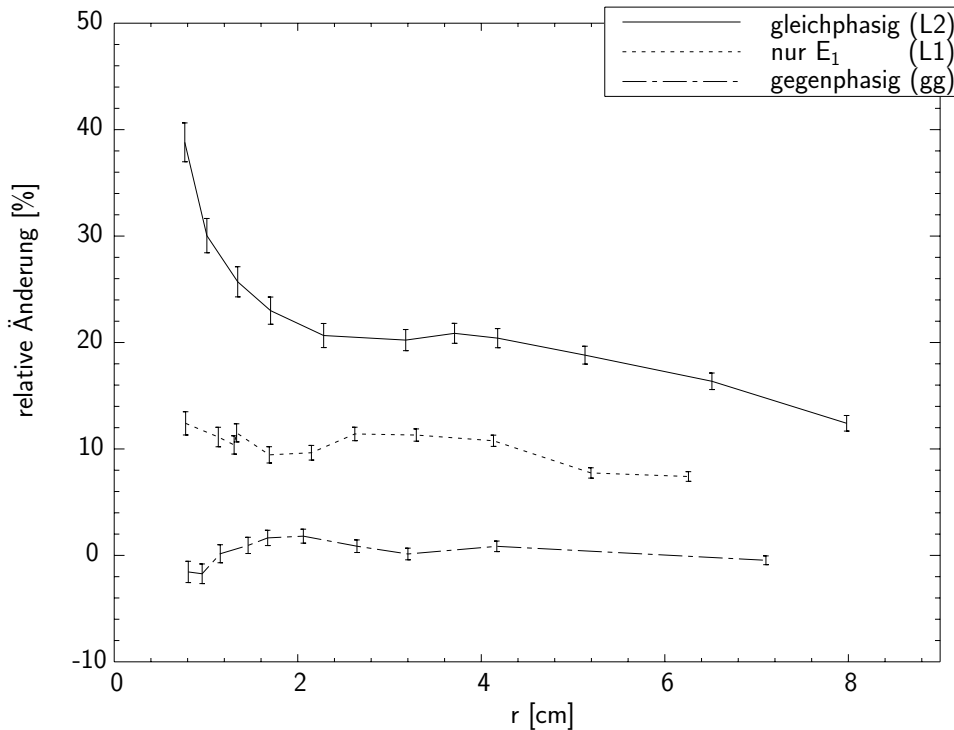


Abbildung 3.19: Die relative Änderung der gemessenen Kapazitäten aufgrund des Erdungseinflusses in Abhängigkeit vom Abstand des Rückens der Versuchsperson von der Sitzlehne beim Senden nach verschiedenen Prinzipien

Zu jeder Position wurden die Meßwerte über eine Zeitspanne von mehreren Sekunden aufgezeichnet, um die Standardabweichungen zu ermitteln.

Die Abbildung 3.18 zeigt die in der Sitzlehne gemessenen Kapazitäten mit Unsicherheitsbereich in Abhängigkeit vom Abstand des Rückens der Versuchsperson von der Lehne. Dieser wurde aus den Kapazitätswerten mit Erdung mittels der Formel des idealen Plattenkondensators (Gleichung 1.14) angenähert. Die durchgezogenen Linien bezeichnen die Messungen mit Erdung der Versuchsperson (Berührung eines Kabels an Massepotential), die Werte ohne Erdung sind gestrichelt dargestellt. Zu jedem Meßwert X ist ein Unsicherheitsbalken $X \pm \sigma$ eingezeichnet. Die ermittelte relative Standardabweichung liegt im Bereich von nur 1 %, so daß die Balken kaum zu erkennen sind.

Wie man sieht, ist der Erdungseinfluß bei gleichphasigem Senden am größten. Im dritten Fall, mit gegenphasigem Senden, ist der Erdungseinfluß wesentlich kleiner, er ist kaum mehr von der Meßungenauigkeit zu trennen.

Quantifiziert wird der Erdungseinfluß durch Bestimmung der relativen Änderung der Kapazitäten $\Delta(C)_{rel}$ (Definition 3.42). Diese ist in Abbildung 3.19 für die verschiedenen Fälle dargestellt.

Die Verbesserung, die durch das neue Verfahren gegenüber herkömmlichen Messungen erzielt wird, läßt sich analog zu vorhin durch die *Masseindifferenz* darstellen. Wir vergleichen hier die relative Änderung der Kapazitäten bei gegenphasigem Betrieb der Elektroden ($\Delta(C_{gg})_{rel}$) einzeln mit den Änderungen $\Delta(C_{L1})_{rel}$ im Fall *nur E_1 (in der Lehne) sendet* und mit $\Delta(C_{L2})_{rel}$ im Fall *beide Elektroden senden gleichphasig*:

$$\mu_{L1} = \left| \frac{\Delta(C_{L1})_{rel}}{\Delta(C_{gg})_{rel}} \right| \quad (3.58)$$

$$\mu_{L2} = \left| \frac{\Delta(C_{L2})_{rel}}{\Delta(C_{gg})_{rel}} \right|. \quad (3.59)$$

Da eine Änderung der gemessenen Kapazität durch den Erdungseinfluß unabhängig von ihrem Vorzeichen gleichermaßen unerwünscht ist, betrachten wir jeweils nur die Beträge.

Die Abbildung 3.20 zeigt die anhand unserer Messungen ermittelten Masseindifferenzen μ_{L1} und μ_{L2} wieder getrennt für die Fälle *normale Sitzposition*, *leicht vorgebeugt* und *stark vorgebeugt*. Wie schon in den Abbildungen 3.14 und 3.15 ergeben sich auch hier relativ große Standardabweichungen, da die relative Änderung der gemessenen Kapazität bei Anwendung des neuen Verfahrens wunschgemäß klein und damit nahe an Null ist. Wir können jedoch eine Verbesserung durch das neue Verfahren um mindestens Faktor 3 gegenüber Lademodusmessungen mit einer Elektrode und mindestens Faktor 5 gegenüber Lademodusmessungen mit zwei Elektroden nachweisen.

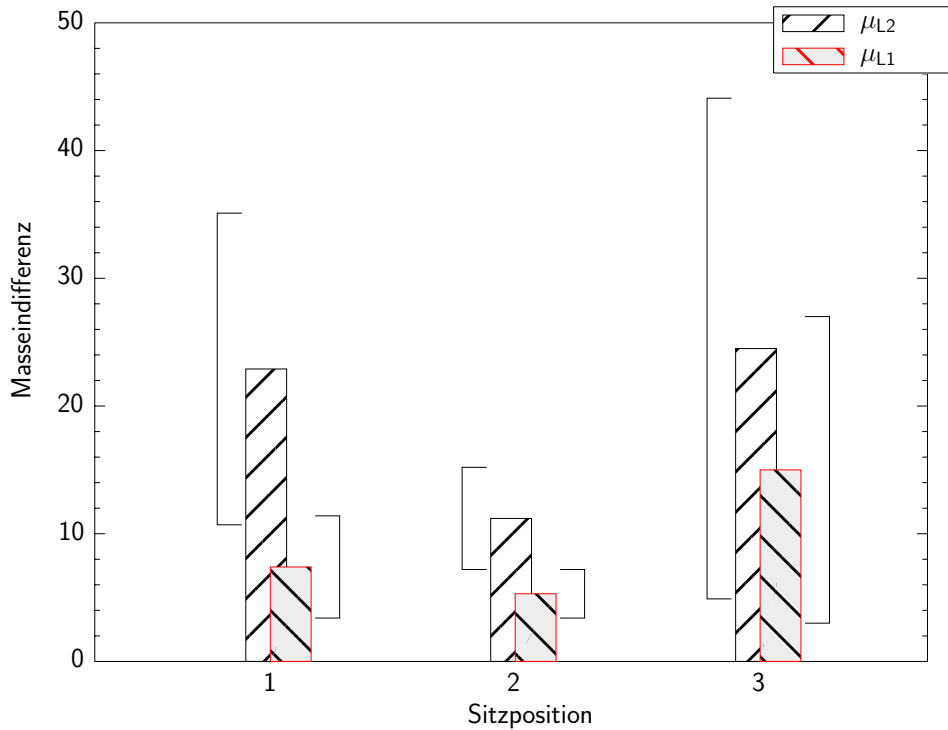


Abbildung 3.20: Ermittelte Masseindifferenzen des Verfahrens *aktive Stromkompensation* gegenüber herkömmlichen Lademodusmessungen mit einer Elektrode (L1) bzw. mit zwei Elektroden (L2) bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition

3.4 Vergleich und Bewertung

Wir haben zwei Verfahren vorgestellt, die den Erdungseinfluß im Vergleich zu einfachen Lademodus bzw. Koppelmodusmessungen deutlich reduzieren. In diesem Abschnitt stellen wir die Wirkung der Verfahren quantitativ gegenüber und wägen ihre Vor- und Nachteile bezüglich eines praktischen Einsatzes gegeneinander ab.

Erdungseinfluß

Die Abbildung 3.21 zeigt die Beträge der verbleibenden relativen Änderungen der gemessenen Kapazitäten in der Lehne bei Auswertung der Strom-Matrix (erweitertes Ersatzschaltbild) und bei aktiver Stromkompensation. Betrachtet werden wieder die Fälle *normale Sitzposition*, *leicht vorgebeugt* und *stark vorgebeugt*. Bei beiden Verfahren ist der verbleibende Erdungseinfluß von der Größenordnung 1–3 %. Bei der Sitzposition 3, also den stark nach vorn gebeugten Personen, zeigt die aktive Stromkompensation ein etwas besseres Ergebnis als die Auswertung der Strom-Matrix.

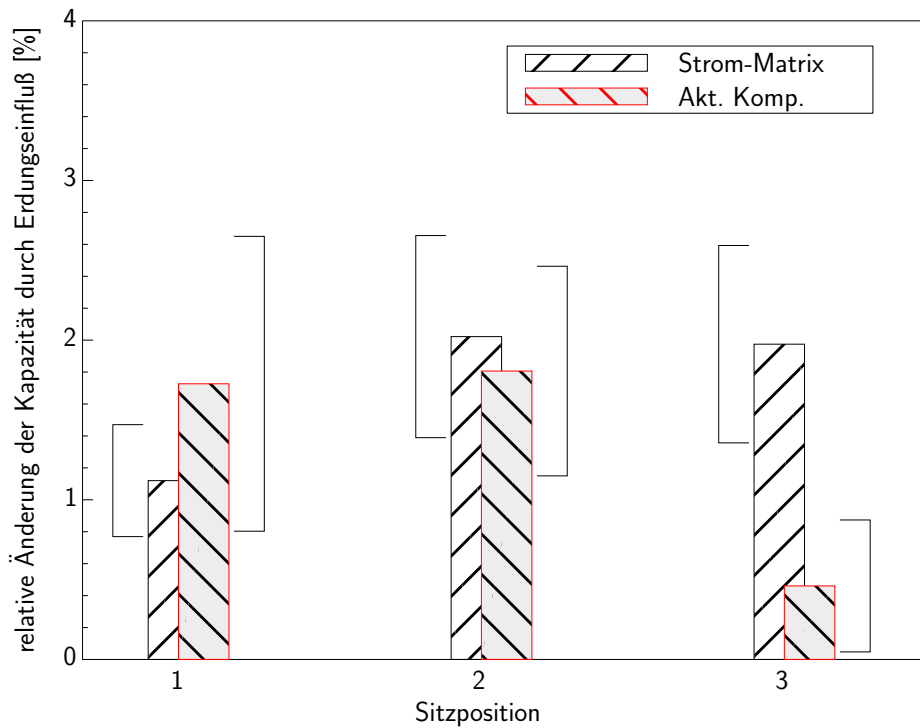


Abbildung 3.21: Verbleibender Erdungseinfluß bei den neuen Verfahren *Auswertung der Strom-Matrix* und *aktive Stromkompensation* bei Personen in normaler (1), leicht vorgebeugter (2) und stark vorgebeugter (3) Sitzposition

Schaltungskomplexität

Die elektronische Schaltung zur Realisierung der aktiven Stromkompensation ist ein wenig komplexer, da die Sendespannung geregelt wird. Dafür müssen nur Sendeströme der Größe \hat{i}_{soll} gemessen werden. Die Strommeßstufe kann hierfür optimiert werden. Bei einer Auswertung der Strom-Matrix müssen hingegen Sende- und Empfangsströme gemessen werden. Diese sind von verschiedener Größenordnung, vor allem bei geerdetem Insassen.

Komplexität der Auswertung

Bei dem Verfahren mit gegenphasigem Senden folgt die Kapazität $C_{E_k K}$ an jeder Elektrode E_k aus der einfachen Beziehung $C_{E_k K} = (\hat{i}_{soll} / \omega \hat{u}_k) - C_{0_k}$ (siehe Gleichung 3.56). Da \hat{i}_{soll} , ω und C_{0_k} konstant sind, kann die Klassifizierung (Kapitel 4.3) direkt aus den Spannungswerten \hat{u}_k vorgenommen werden.

Für die Auswertung der Strom-Matrix muß diese zunächst durch Schalten aller Kombinationen aus Sender und Empfänger ermittelt werden. Dann erst können die Kapazitäten aus den komplexeren Formeln 3.41 bzw. 3.52 berechnet werden.

Dieser höhere Zeitaufwand der Auswertung kann bei einer dynamischen Detektion eine nachteilige Rolle spielen.

Robustheit

Die aktive Stromkompensation ist in der Praxis aus zwei Gründen das robustere Verfahren:

- Erfolgt die Bestimmung der Strom-Matrix nicht schnell genug, so daß sich der Insasse auf dem Sitz während des Meßvorgangs bewegt, so können erhebliche Fehler bei den berechneten Kapazitäten auftreten.
- Die Empfangsströme sind (vor allem bei Erdung) sehr viel kleiner als die Sendeströme und ihre Bestimmung ist somit störanfälliger.

Fazit

Insgesamt ist das Verfahren der aktiven Stromkompensation besser für einen praktischen Einsatz geeignet. Die Messungen zur Entwicklung eines Klassifizierungsalgorithmus (Kapitel 4.3) wurden deshalb mittels dieser Methode durchgeführt. Die Ergebnisse sind jedoch übertragbar. Die Klassifizierung beruht auf den Koppelkapazitäten zwischen Insasse und Elektroden. Diese werden bei beiden Verfahren bestimmt.

Kapitel 4

Anwendung zur Sitzbelegungserkennung

In diesem Kapitel wird anhand eines aktuellen Beispiels aus der Automobilelektronik die Einsetzbarkeit der in der Arbeit entwickelten Verfahren untersucht und ein konkretes System zur Sitzbelegungserkennung vorgeschlagen (vgl. [Marschner et al. 2000] und [Lu, Marschner et al. 2002]). Dazu wird zunächst eine Einführung über das Gebiet der passiven Sicherheit im Automobil gegeben sowie die spezielle Problematik der Sitzbelegungserkennung erläutert.

4.1 Passive Sicherheit im Automobil

Im Gegensatz zur aktiven Sicherheit, deren Aufgabe die Vermeidung von Unfällen durch ein möglichst gut kontrollierbares Verhalten eines Fahrzeugs im fahrdynamischen Grenzbereich ist, dient die passive Sicherheit im Automobil dem Schutz der Insassen bei einem Unfall. Angetrieben durch Erkenntnisse aus realen Unfällen und durch Crash-Versuche, hat die passive Sicherheit, seit der Einführung des Sicherheitsgurts in den fünfziger Jahren, einen sehr hohen technischen Stand und einen großen Stellenwert bei der Zulassung und Vermarktung moderner Automobile erreicht.

4.1.1 Komponenten moderner Rückhaltesysteme

Die Basis der passiven Sicherheit bildet ein Karosseriekonzept mit stabiler Fahrgastzelle, zur Aufrechterhaltung eines ausreichenden „Überlebensraums“ und einer „Knautschzone“, zum Abbau der kinetischen Energie bei einer Kollision. Dazu kommt der Sicherheitsgurt, der die Insassen beim Aufprall auf ihren Sitzen festhält und so die schlimmsten Verletzungen verhindert. Die Kopfstütze, immer häufiger auch für die Fond-Passagiere vorhanden, schützt das

Genick bei einem Heckaufprall.

Entgegen ihrer Namensgebung hat die Entwicklung der letzten Jahre Systeme zur Erhöhung der passiven Sicherheit hervorgebracht, die sehr wohl als „aktiv“ bezeichnet werden können. Durch Beschleunigungssensoren und ein elektronisches Steuergerät wird ein Unfall erkannt, woraufhin innerhalb von wenigen Millisekunden automatisch lebensrettende Maßnahmen ergriffen werden. Die ersten derartigen Systeme waren die Gurtstraffer, die die Effektivität des Sicherheitsgurts deutlich erhöhen. Eine im Normalfall zur höheren Bequemlichkeit und Bewegungsfreiheit immer vorhandene Gurtlose führt dazu, daß der Insasse nicht sofort von der Verzögerungswirkung der Knautschzone

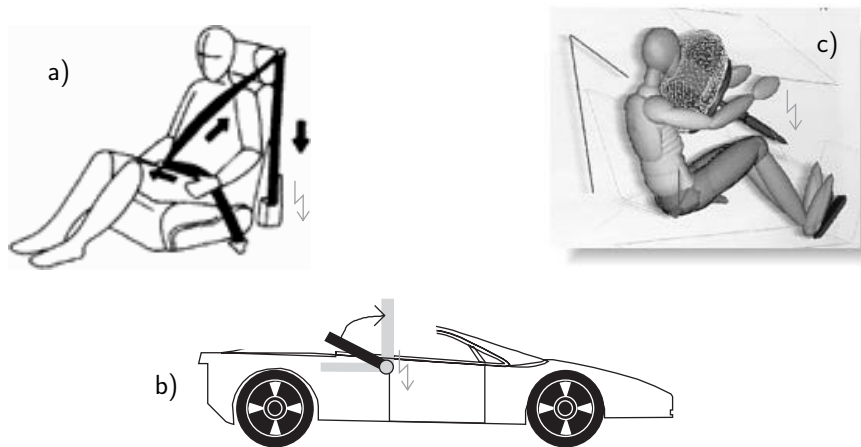


Abbildung 4.1: „Aktive“ Systeme zur Erhöhung der „passiven“ Sicherheit

profitiert, sondern zunächst unsanft in den Gurt fällt. Dies wird durch eine prompte Straffung des Gurts unmittelbar nach dem Aufprall verhindert. Das Prinzip ist in Abbildung 4.1 a) veranschaulicht.

Einen weiteren aktiven Beitrag zur passiven Sicherheit leisten Überrollbügel in einigen modernen Cabriolets, die aus ästhetischen Gründen in der Karosserie verborgen sind. Bei einem Überschlag, der wiederum durch eine entsprechende Sensorik erkannt wird, fährt der Bügel pyrotechnisch oder durch Federkraft getrieben sehr schnell aus. In Abbildung 4.1 b) ist ein System mit einem Klappbügel dargestellt.

Das bekannteste moderne Sicherheitssystem ist aber sicherlich der *Airbag*, der im Falle einer Kollision pyrotechnisch durch einen Gasgenerator aufgeblasen wird. Sein Vorteil liegt in der Verringerung der Kräfte auf Brustkorb und Kopf des Insassen, vor allem wenn zusätzlich ein Gurtkraftbegrenzer eingesetzt wird. Dieser läßt ab einer gewissen Kraftschwelle den Gurt durchrutschen, wodurch eine gleichmäßigere Verteilung der Rückhaltewirkung auf Gurt und Airbag erreicht wird.

Die Luftsäcke zum Schutz bei einem Frontalaufprall sind im Lenkrad, – dies ist in Abbildung 4.1 c) dargestellt – bzw. im Armaturenbrett untergebracht. Sie

werden heutzutage in fast jedem neuen Automobil serienmäßig sowohl auf der Fahrer- als auch auf der Beifahrerseite eingesetzt. Zum Schutz bei einem Seitenaufprall werden Seitenairbags in den Türen oder Sitzlehnen und zum Teil auch Kopfairbags im Dachbereich angeboten. Die Anzahl der Airbags pro Fahrzeug wird aber noch weiter ansteigen. So sollen beispielsweise Fußairbags die Füße der Insassen bei starker Deformation der Karosserie aus dem Gefahrenbereich stoßen. Knie- und Sitzairbags unterstützen die Wirkung des Beckengurts, indem sie den Insassen bei Bedarf in einer aufrechten Position halten. Weiterhin werden Kopfstützenairbags eingesetzt, die bei einem Heckaufprall den Abstand zwischen Kopfstütze und Kopf verringern und so die Schutzwirkung der Kopfstütze erhöhen.

4.1.2 Verletzungsgefahr durch Airbags

Um optimal zu wirken, muß ein Airbag innerhalb von einigen Millisekunden aufgeblasen sein, bevor es zum Kontakt mit dem Insassen kommt. Dann wird dieser relativ weich aufgefangen. Das schnelle Entfalten bedingt jedoch eine hohe Aggressivität dieses Rückhaltesystems. Vor der Austrittsöffnung besteht eine sogenannte „Keep out Zone“. In diesem Bereich erreicht der Airbag beim



Abbildung 4.2: Warnhinweis-Aufkleber in den Vereinigten Staaten

Öffnen Geschwindigkeiten bis zu 300 Stundenkilometer, was ein hohes Verletzungsrisiko birgt. Davor muß in der Bedienungsanleitung und durch entsprechende Hinweis-Aufkleber (ein Beispiel zeigt Abbildung 4.2) gewarnt werden. Gefährdet sind vor allem:

- Personen, die weit vorn sitzen und/oder vornübergebeugt sind.
- Insassen, die nicht angegurtet sind. Sie können beim Unfall oder bei Fahrmanövern vor dem Aufprall auf die Airbagabdeckung geschleudert werden.
- Kinder auf dem Beifahrersitz, besonders in rückwärts gerichteten Kindersitzen.

In der Automobilindustrie wird intensiv an der Beseitigung dieses Nachteils gearbeitet. Dazu ist eine Sensorik nötig, die die genannten Gefahrenfälle erkennt und gegebenenfalls eine Airbagauslösung unterbindet. Die Information über Sitzposition und Gewicht des Insassen würde in Kombination mit mehrstufig auslösbaren Airbags und variablen Gurtkraftbegrenzern außerdem eine Feinabstimmung der Rückhaltesysteme an die jeweilige Unfallsituation ermöglichen („smart airbag“). Derzeit sind die Sicherheitssysteme noch nicht in dieser Weise adaptiv, ihre Abstimmung muß bereits bei Entwicklung des Fahrzeugs durch eine gesamthafte Optimierung festgelegt werden.

4.2 Sitzbelegungserkennung

4.2.1 Definition

In diesem Kapitel wird die Anwendung der entwickelten kapazitiven Meßverfahren zur Sitzbelegungserkennung (SBE) betrachtet. Der Begriff ist in diesem Kontext wie folgt definiert:

Definition (Sitzbelegungserkennung)

- „Sitzbelegungserkennung“ bezeichnet Sensorsysteme und Verfahren, deren Ziel die automatische Bestimmung des Belegungszustands (belegt – unbelegt) oder der Belegungsart (Kindersitz – Erwachsener) eines Sitzes ist, oder die der automatischen Bestimmung der Gewichtsklasse oder der Sitzposition eines Insassen dienen.

Eine reine Sitz-belegt-Erkennung, auf Basis einer groben Druckmessung unter dem Sitzbezug, ist bei verschiedenen Automobilfirmen bereits seit einiger Zeit im Serieneinsatz. Ein solcher Sensor ist auf der Beifahrerseite von Vorteil, um eine sinnlose Airbagauslösung für einen unbelegten Sitz zu verhindern. Dadurch werden unnötig hohe Reparaturkosten vermieden. Die Gewichtsschwelle ist bei diesen Systemen bewußt niedrig gehalten, um die Airbagauslösung beim belegten Sitz zu garantieren. Eine Kindersitzerkennung, Gewichtsmessung oder Positionsbestimmung kann damit nicht durchgeführt werden.

4.2.2 Anforderungen

In diesem Abschnitt beschäftigen wir uns mit den Anforderungen an ein System zur Sitzbelegungserkennung. Aufgrund der unterschiedlichen Zielsetzungen differenzieren wir dabei zwischen der *Belegungsklassifizierung* und der *Positionsbestimmung*.

Erkennung der Belegungsart

Hier stellt sich zunächst die Frage, welche Belegungen unterschieden werden sollen, und wie groß die tolerierbaren Fehlerraten $\hat{\Phi}_{ij}$ (vgl. Abschnitt 4.3.1) sind. Sind die realisierbaren Φ_{ij} größer als die $\hat{\Phi}_{ij}$, so ist die betrachtete Sensorik allein nicht für die Anwendung geeignet.

In unserem Fall und bei vergleichbaren Systemen werden die Anforderungen an die Klassifizierung entsprechend der anzusteuernenden Aktuatoren vorgegeben. Die Tabelle 4.1 zeigt beispielhaft für eine mittlere Unfallschwere die Auslösematrix eines Airbag Systems, bei dem die Auslösung in zwei verschiedenen Stärken wählbar ist. Die Spalten der Matrix sind verschiedenen Sitzbelegungen zuge-

	Unbel.	Ggst.	Kind	KS vorw.	KS rückw.	Gew 1	Gew 2
AB 0	*	*	*	*	*	0	0
AB 1	0	1	0	0	0	*	0
AB 2	0	1	0	0	0	0	*

Tabelle 4.1: Gewünschte Auslösestärke (*) eines zweistufigen Airbags für verschiedene Sitzbelegungen bei mittlerer Unfallschwere

ordnet. „Unbel.“ bedeutet dabei, daß der Fahrzeugsitz unbelegt ist, „Ggst.“, daß ein Gegenstand auf dem Sitz liegt, „Kind“ bezeichnet ein Kind, das ohne einen Kindersitz im Sitz sitzt, bei „KS vorw.“ bzw. „KS rückw.“ befindet sich ein vorwärts- bzw. rückwärtsgerichteter Kindersitz (mit Kind) auf dem Sitz und „Gew 1“ bzw. „Gew 2“ bezeichnet einen erwachsenen Insassen der entsprechenden Gewichtsklasse. Die Zeilen der Matrix sind den Auslösestärken des Airbags bei einem eventuellen Unfall mittlerer Schwere zugeordnet. Bei „AB 0“ unterbleibt die Auslösung völlig.

Die Elemente der Auslösematrix sind Richtwerte für die tolerierbaren Wahrscheinlichkeiten $\hat{\Psi}_{mn}$ einer entsprechenden Airbagauslösung m bei der jeweiligen Sitzbelegung n (in Promille). Ein Stern bedeutet, daß die zugehörige Auslösestufe die richtige und somit gewollte für die zugehörige Sitzbelegung ist. Die tolerierbaren Fehlerraten $\hat{\Phi}_{ij}$ für eine Fehlklassifizierung folgen direkt aus den tolerierbaren Fehlerraten für eine Fehlauflösung $\hat{\Psi}_{mn}$:

$$\hat{\Phi}_{ij} = \hat{\Psi}_{\nu(j)i}. \quad (4.1)$$

Dabei ist $\nu(j)$ die Nummer der Zeile der Auslösematrix, in der für die Sitzbelegung j der Stern liegt.

Da wir ein sicherheitsrelevantes System betrachten, sind die tolerierbaren Fehlerraten gleich 0, wenn sich ein Mensch auf dem Sitz befindet. Ebenso muß gefordert werden, daß ein leerer Sitz mit absoluter Sicherheit erkannt wird. Daß ein großer Gegenstand falsch eingestuft wird, kann nie völlig ausgeschlossen werden, ist jedoch nicht sicherheitskritisch. Eine Airbagauslösung würde in diesem Fall lediglich die Reparaturkosten erhöhen.

Positionsbestimmung

Auch erwachsene Personen können durch den Airbag gefährdet werden. Eine Sitzposition oder Körperhaltung mit ungenügendem Abstand zum Airbagmodul wird als *Out of Position*, kurz *OOP*, bezeichnet. Es wird zwischen *statischer* und *dynamischer* OOP unterschieden. Die fatalen Folgen einer Air-

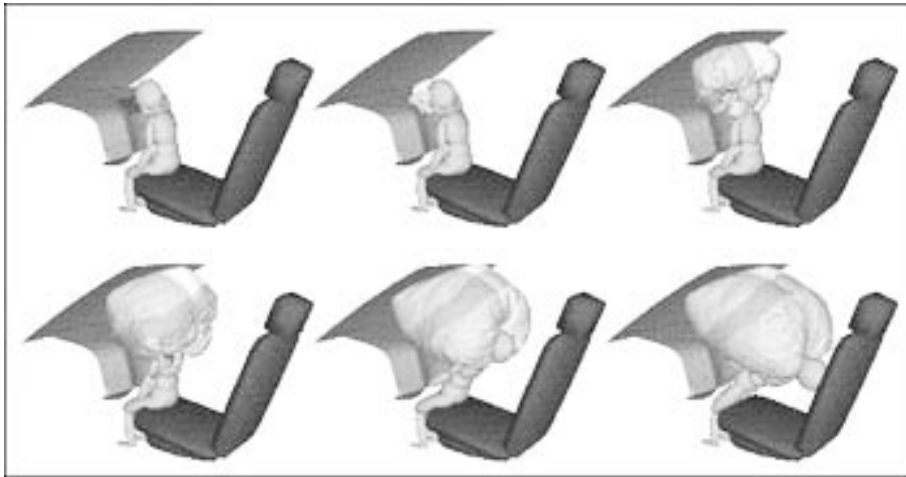


Abbildung 4.3: Simulation des TNO Crash-Safety Research Centre zur Gefährlichkeit des Airbags in einer *Out of Position*-Situation

bagauslösung bei einer OOP-Situation sind in Abbildung 4.3 dargestellt.

Statische Positionsbestimmung

Nach einer Untersuchung in den USA [DeLeonardis et al. 1998] zur Gefährdung durch den Fahrerairbag ist ein Mindestabstand von 25 cm zum Lenkrad einzuhalten. Ungefähr 5 % der weiblichen Fahrer sitzen gemäß der Studie gewohnheitsmäßig näher am Lenkrad. Am stärksten betroffen sind Frauen unter 1,50 m Körpergröße.

Auf der Beifahrerseite tritt die statische OOP in dieser Form praktisch nicht auf, da hier wesentlich mehr Platz zwischen dem Sitz und dem Airbagmodul vorhanden ist. Der Beifahrer kann jedoch durch Vornüberbeugen oder durch Auflegen der Füße auf das Armaturenbrett eine gefährliche Haltung einnehmen.

Zur Erfassung der kritischen Fälle muß ein Sensor die Einhaltung des Mindestabstands zum Airbag überprüfen. Die Zeitanforderungen an die Sensorik liegen im Sekundenbereich und sind nicht problematisch.

Der gefährliche Bereich („Keep out Zone“) ist beim Beifahrerairbag mit etwa 40 cm deutlich größer, als auf der Fahrerseite. Ein Entfernungssensor muß hier also eine höhere Reichweite aufweisen. Dazu kommt, daß das System in der

Lage sein muß, zwischen dem Beifahrer und unkritischen Dingen, wie z. B. einer vor dem Armaturenbrett gehaltenen Zeitung, zu unterscheiden.

Dynamische Positionsbestimmung

Durch willkürliche Bewegungen oder durch Beschleunigungskräfte kann sowohl auf der Fahrerseite als auch auf der Beifahrerseite der Insasse vorübergehend dem Airbagmodul gefährlich nahe kommen.

Dynamische Bewegungen von Fahrern, die normalerweise nicht zu dicht am Lenkrad sitzen, wurden in [Zuppichini, Bigi 1998] untersucht. Diese Studie ergab, daß bei hektischen Fahrmanövern, wie sie typischerweise unmittelbar vor Unfällen vorkommen, z. B. Schleudern und Gegenlenken, in sehr vielen Fällen die Hände und Unterarme der Fahrer zeitweise unmittelbar vor der Airbagabdeckung bewegt werden. In einigen Fällen wurde bei den Versuchen sogar unwillkürlich die Hupe aktiviert, die bei dem Testwagen in der Mitte des Lenkrads zu betätigen war, also unmittelbar an der Austrittsöffnung des Airbags.

Die Vorverlagerung von unangeschnallten Fahrern bei einer Vollbremsung ist nach den Ergebnissen der durchgeführten Versuche unkritisch. Ein unaufmerksamer oder schlafender Beifahrer kann bei nicht angelegtem Sicherheitsgurt aber durchaus nach vorne geschleudert werden. Dies trifft besonders auch für Kinder zu, wenn sie zu klein sind, um sich im Fußraum abzustützen.

Die Anforderungen an die zeitliche Auflösung zur rechtzeitigen Verarbeitung der dynamischen Positionsinformation liegt im Bereich einiger Millisekunden.

4.2.3 Bestehende Ansätze zur Realisierung

Basierend auf dem aktuellen Stand der Sensortechnik existieren verschiedene Ansätze zur Realisierung von Systemen zur Sitzbelegungserkennung. Angesichts der hohen Sicherheitsrelevanz der Anwendung muß ein solches System redundant und fehlertolerant ausgelegt sein. Eine Kombination verschiedener physikalischer Meßmethoden kann die Sicherheit erhöhen. In diesem Abschnitt geben wir einen Überblick über die wichtigsten zur Verfügung stehenden Sensorprinzipien, sowie über ihre Vor- und Nachteile.

Transponder-Systeme

Einige Firmen bieten zur Erkennung von Kindersitzen sogenannte *Transponder-Systeme* an. Bei diesen Systemen sind im Beifahrersitz induktiv arbeitende Sender und Empfänger verbaut und es dürfen nur spezielle, mit Transpondern ausgestattete Kindersitze verwendet werden. Die Transponder bestehen aus Sende- und Empfangsspule, sowie einer Mikroelektronik. Durch

die Sendeleistung aus dem Fahrzeugsitz wird der Transponder mit Energie versorgt und zu einer programmierten Antwort angeregt, die vom fahrzeugseitigen Empfänger ausgewertet wird.

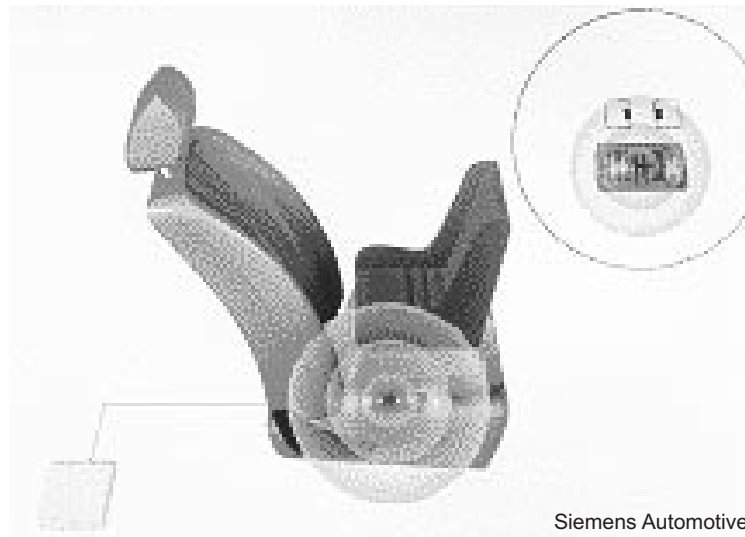


Abbildung 4.4: Schema eines Transponder-Systems von Siemens

Der Vorteil dieses Ansatzes besteht darin, daß durch Anbringung von zwei Transpondern am Kindersitz neben der bloßen Anwesenheit relativ einfach auch seine Orientierung bestimmt werden kann.

Nachteilig ist, daß nur spezielle, teure Kindersitze erkannt werden können. Zudem ist der Totalausfall eines Transponders nicht einfach diagnostizierbar, da das Ausbleiben einer Antwort ja den Normalfall (leerer, oder mit Person belegter Sitz) darstellt.

Die induktive Arbeitsweise ist außerdem nicht ganz unproblematisch, da Magnetfeldern aufgrund der wesentlich höheren Durchdringung des menschlichen Körpers stärkere biologische Wirkungen zugeschrieben werden als elektrischen Feldern [Reißenweber 1996a]. Die Sendeleistung muß zudem hoch genug sein, um den Transponder mit Energie zu versorgen. Bei Ausbleiben einer Antwort, – was auch mit einer Person auf dem Sitz der Fall ist – wird die Leistung bis zum Maximalwert gesteigert, um den Transponder zu „suchen“.

Dieser Ansatz eignet sich weder für eine Gewichtsmessung von Insassen, noch für eine Positionsbestimmung.

Gewichts- und Drucksensoren

Ein herausragendes Merkmal zur Unterscheidung von Erwachsenen und Kindern ist das Gewicht. Zudem könnte die Gewichtsinformation eines Insassen zur adaptiven Feinabstimmung des Airbagalgorithmus eingesetzt werden.

Die Gewichtsbestimmung im Fahrzeugsitz ist jedoch alles andere als trivial. Prinzipiell bestehen dazu zwei Ansätze:

1. Gewichtsmessung am Sitzrahmen
2. Druckmessung auf oder unter dem Sitzschaum

Die erste Methode bedeutet einen sehr hohen konstruktiven Aufwand. Der Sitz muß zur Messung wie eine Waagschale frei auf dem Sensor aufliegen. Bei einem Unfall muß die Aufhängung jedoch großen mechanischen Belastungen standhalten. Dies gilt besonders dann, wenn der Sitz mit einem sitzintegrierten Gurtsystem ausgestattet ist (bei Fahrzeugen ohne B-Säule, also Cabrios, Coupés und Roadstern).

Durch dynamische Kräfte und ein Abstützen der Beine entstehen zudem hohe Drehmomente am Sitz, die die Gewichtsmessung erschweren.

Der zweite Ansatz ist ebenfalls nicht unproblematisch, da die Temperatureinflüsse auf die Festigkeit des Sitzschaums beträchtlich sind. Für den Fahrzeuginnenraum geht man von einem Einsatzbereich von -40 °C bis $+90\text{ °C}$ aus (vgl. Abschnitt 4.4.2).

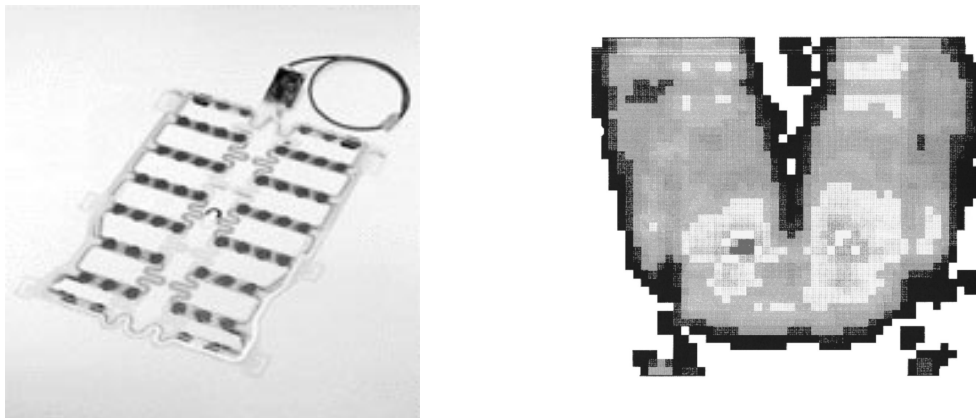


Abbildung 4.5: Drucksensor-Array der Firma IEE Luxemburg und menschliches Einsitzprofil

Ein interessanter Weg wird in [Billen et al. 1998] verfolgt: durch ein Drucksensor-Array auf dem Sitzschaum werden nicht nur die absoluten Werte, sondern auch das Einsitzprofil zur Klassifizierung herangezogen. Dadurch sollen erwachsene Insassen von Kindersitzen unterschieden werden können, und Gewichtsklassen ermittelt werden. Die Abbildung 4.5 zeigt eine Sensormatte der Firma IEE Luxemburg und ein typisches menschliches Einsitzprofil. Die Sitzbeinhöcker treten deutlich hervor.

Optische Sensoren

Aufgrund des hohen möglichen Wärmehintergrunds sind passive Infrarotsensoren für eine sicherheitsrelevante Anwendung im Fahrzeug ungeeignet. Es bestehen jedoch verschiedene Ansätze aktive optische Systeme zur Sitzbelegungserkennung einzusetzen.

Durch optische Lichtschranken könnte der Gefahrenbereich des Airbag überwacht werden. Beugt sich der Insasse nach vorn, so unterbricht er die Lichtstrecke und der Airbag wird deaktiviert. Ein Problem bei diesem Ansatz ist die Irreführung durch Gegenstände, wie z. B. eine Zeitung.

Andere optische Systeme messen den Abstand durch Triangulation mehrerer Lichtpunkte (Abbildung 4.6). Dadurch kann eine *Out of Position* – Information berechnet werden. Mit einer größeren Anzahl von Taststrahlen kann eine Kontur bestimmt werden, ein Ansatz zur Unterscheidung zwischen Person und Kindersitz. Die große Bandbreite der Reflexion und Farbe verschiedener Kleidungsstoffe schränkt jedoch die Auflösung ein.

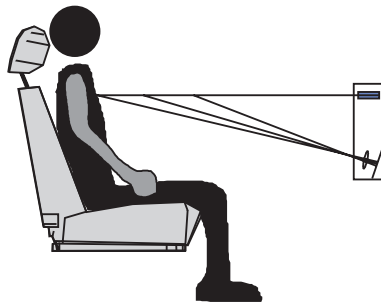


Abbildung 4.6: Optische Entfernungsbestimmung durch Triangulation

Problematisch für einen Einsatz von optischen Systemen im Automobil ist vor allem der große benötigte Bauraum und die Möglichkeit der Störung durch Abdeckung, Verschmutzung oder Beschlagen der Optik.

Ultraschallsensoren

Entfernungs- und Konturinformationen können auch anhand der Reflexion von Ultraschallwellen außerhalb des hörbaren Frequenzbereichs erfasst werden. Absolute Entfernungen lassen sich durch Pulslaufzeitverfahren oder durch frequenzmodulierten Dauerstrich (*FM-CW*) ermitteln.

Im Gegensatz zu Pulsverfahren mit Licht ist die Laufzeitmessung bei Schallwellen relativ unproblematisch. Bei *FM-CW* wird die Frequenz des Signals linear mit der Zeit verändert. Durch Mischung von Sende- und Empfangssignal wird der Frequenzunterschied, der durch die Laufzeit entsteht, ausgewertet.

Ähnlich den optischen Systemen wird die Reflexion des Ultraschalls von der

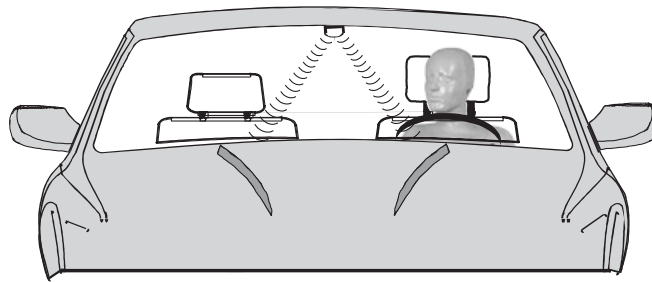


Abbildung 4.7: Sitzbelegungserkennung mit Hilfe von Ultraschallsensoren

Oberflächenbeschaffenheit der sensierten Objekte beeinflusst. Der benötigte Bauraum und die Gefahr einer Abdeckung oder Verschmutzung sind ebenfalls nicht unproblematisch. Darüberhinaus kann die Ultraschallmessung durch Geräusche, vor allem während der Fahrt bei offenem Fenster oder Schiebedach, gestört werden.

Bilderkennung

Der rasante Preisverfall der Rechenleistung von Mikrocontrollern rückt den Einsatz von Bildverarbeitungssystemen im Fahrzeug in greifbare Nähe. Auch eine Sitzbelegungserkennung ließe sich prinzipiell auf diese Weise realisieren.



Abbildung 4.8: Kamerabild eines Kindersitzes, nach [Koch 1999]

Dabei wird mit einer CCD-Kamera ein Bild des Beifahrersitzes aufgenommen. Durch Anwendung verschiedener Bildverarbeitungsalgorithmen, wie *Erosion* und *Dilatation* (siehe z. B. [Ahlers, Warnecke 1991]), wird das Pixelbild vorverarbeitet. Eine Objekterkennung entscheidet über die aktuelle Belegung des Sitzes.

Bei Stereo-Systemen mit zwei Objektiven wird zusätzlich zum Bild auch eine Entfernungsinformation gewonnen. Dies wäre für die Positionsbestimmung des Insassen von Vorteil.

Die stark variablen Lichtverhältnisse und – wie bei den einfacheren Infrarotsensoren – die Gefahr der Abdeckung oder Verschmutzung der Optik schränken die Funktionssicherheit der Bilderkennung ein. Die Unterbringung eines solchen Systems an einem optimalen Bauraum ist in modernen Automobilen ebenfalls nicht unproblematisch. Die Entwicklung und Anpassung von geeigneten Bildverarbeitungsalgorithmen ist zudem sehr komplex und stellt ein eigenes Forschungsgebiet dar.

Kapazitive Detektoren

Es gibt mehrere Vorschläge, kapazitive Detektoren zur Sitzbelegungserkennung einzusetzen. Die verschiedenen Ansätze unterscheiden sich in ihrem Anspruch, in der eingesetzten Meßmethode und in der Anordnung der Elektroden.

In Tabelle 4.2 sind die verschiedenen Arbeiten nach Zielsetzung und Meßmethode eingeordnet. Es ist auch jeweils die vorgeschlagene Lage der Elektroden angegeben.

BE bedeutet dabei reine Belegt-Erkennung, *SBK* bezeichnet die Sitzbelegungs-Klassifizierung (Unterscheidung Erwachsener – Kindersitz) und *OOP* bezieht sich auf die Positionsbestimmung eines Insassen. Die Meßmethoden werden unterschieden nach Oszillator-Frequenz-Messung (*OF*), Lademodus (*LM*) und Koppelmodusmessung (*KM*).

	<i>OF</i>	<i>LM</i>	<i>KM</i>
<i>BE</i>	[Yasuda et al. 1989] Sitz, Dach	[Long 1975] Sitz	
<i>SBK</i>	[Höwing 1998] Sitz [Gerstenmaier et al. 1997] Sitz	[Gershenfeld 1996] Sitz	[Gershenfeld 1996] Sitz
<i>OOP</i>		[Kleinberg et al. 1998] Lenkrad / Armaturenbrett	[Blackburn et al. 1998] Lenkrad [Kithil et al. 1998] Dach

Tabelle 4.2: Verschiedene bekannte Ansätze zur kapazitiven Sitzbelegungserkennung im Fahrzeug

4.3 Einsatz der neuen kapazitiven Meßverfahren

In diesem Abschnitt beschäftigen wir uns mit der Sitzbelegungserkennung mit Hilfe des in Kapitel 3 vorgestellten kapazitiven Detektorsystems. Aufgrund der physikalisch begründeten geringen Reichweite, die wir in Abschnitt 2.3.2 aufgezeigt haben, stufen wir kapazitive Detektoren als nicht gut geeignet für eine Positionsbestimmung ein. Wir konzentrieren uns also auf die Bestimmung der aktuellen Sitzbelegung. Dazu wird eine geeignete Klassifizierung der aufgenommenen Meßwerte entwickelt. Aufgrund der Ergebnisse der vorangegangenen Untersuchungen zum kapazitiven Meßprinzip gehen wir dabei von einem System aus, bei dem jeweils zwei Elektroden gegenphasig mit geregelterm Strom betrieben werden.

Wir geben zunächst eine kurze theoretische Einführung in die Disziplin der Klassifizierung sowie zur Berücksichtigung von Fehlerraten. In Abschnitt 4.3.2 werden verschiedene Lösungsmethoden vorgestellt und es wird eine Methode ausgewählt, die der hier behandelten Problemstellung angemessen ist. Darauf basiert der in Abschnitt 4.3.4 entwickelte Klassifizierungsalgorithmus.

4.3.1 Allgemeines zur Klassifizierung

Klassifizierung ist die Zuordnung eines Objekts zu einer von mehreren möglichen Gruppen (Klassen) anhand einer Auswahl von Eigenschaften. Lassen sich diese Eigenschaften quantitativ und eindeutig erfassen, so wird jedes Objekt durch einen Punkt \mathbf{x} im n -dimensionalen Parameterraum der n Eigenschaften repräsentiert.

Auf diesem Gebiet existieren verschiedene verwandte Problemstellungen und Methoden. Die wichtigsten sind:

- *Clustern* [Everitt 1974] dient der Ermittlung von a priori unbekanntem Gruppierungen („Cluster“) in einem vorhandenen Datensatz.
- *ANOVA* („Analysis of Variance“, [Sheffe 1959]) gibt Auskunft darüber, mit welcher Signifikanz die Annahme einer gewissen Gruppenstruktur in einem Datensatz gerechtfertigt ist.
- Klassifizierung (siehe z. B. [James 1985])

Zur eigentlichen Klassifizierung wird eine Vorschrift (Klassifikator) entwickelt, nach der neue Objekte den bekannten Klassen zugeteilt werden können. Ein Klassifikator teilt den Parameterraum in Bereiche ein, die den verschiedenen möglichen Klassen zugeordnet werden. Zur Klassifizierung eines Objekts wird

ermittelt, in welchem Bereich der zugehörige Punkt \mathbf{x} liegt. Durch statistische Untersuchungen können auch Angaben über zu erwartende Fehlerraten gemacht werden.

Optimale Klassifizierung

Eine Klassifizierung ist perfekt, wenn alle Objekte der richtigen Klasse zugeordnet werden. Dies ist aber nicht möglich wenn sich die Verteilungen der Eigenschaften von Objekten verschiedener Gruppen im Parameterraum überlappen. Ein Beispiel hierfür wäre die Unterscheidung zwischen Fußball- und Basketballspielern lediglich aufgrund der Körpergröße.

Sind im allgemeinen Fall mit jeder möglichen Fehlklassifizierung eines Objekts der Klasse i zur Klasse j die „Kosten“ c_{ij} verbunden ($c_{ii} = 0$), so zeichnet sich die optimale Klassifizierung dadurch aus, daß die zu erwartenden Kosten minimal sind. Ist $P(G_i|\mathbf{x})$ die Wahrscheinlichkeit, daß ein Objekt mit den beobachteten Eigenschaften \mathbf{x} der Gruppe G_i angehört, so betragen die erwarteten Kosten bei Zuordnung des Objekts zur k -ten Gruppe

$$c_{\mathbf{x}k} = \sum_i P(G_i|\mathbf{x})c_{ik} \quad (4.2)$$

und ein optimales Klassifizierungsverfahren ordnet das Objekt der k -ten Gruppe zu, wenn gilt:

$$\sum_i P(G_i|\mathbf{x})c_{ik} < \sum_j P(G_j|\mathbf{x})c_{jm} \quad , \quad \text{für alle } m \neq k. \quad (4.3)$$

Wenn keine unterschiedlichen Kosten mit verschiedenen Fehlklassifizierungen verbunden sind, zeichnet sich ein optimales Klassifizierungsverfahren dadurch aus, daß es die Gesamtzahl der Fehler minimiert. Dies ist gegeben, wenn das Objekt (\mathbf{x}) der Gruppe k zugeordnet wird, der es mit der größten Wahrscheinlichkeit angehört, also wenn

$$P(G_k|\mathbf{x}) > P(G_m|\mathbf{x}) \quad , \quad \text{für alle } m \neq k. \quad (4.4)$$

Diese Forderung bezeichnet man als die *Bayes'sche Regel*. Sie ist jedoch in dieser Form nicht anwendbar, denn die $P(G_i|\mathbf{x})$ sind in der Praxis kaum zu bestimmen. Durch die Entnahme geeigneter Stichproben aus jeder Gruppe lassen sich hingegen die Verteilungen der Eigenschaften $P(\mathbf{x}|G_i)$ ermitteln. Mit Hilfe des *Bayes'schen Theorems*

$$P(G_i|\mathbf{x}) = \frac{P(\mathbf{x}|G_i)P(G_i)}{\sum_j P(\mathbf{x}|G_j)P(G_j)} \quad (4.5)$$

ergibt sich eine anwendbarere Form der Bayes'schen Regel: Zuordnung zur Gruppe k , wenn gilt:

$$P(\mathbf{x}|G_k)P(G_k) > P(\mathbf{x}|G_m)P(G_m) \quad , \quad \text{für alle } m \neq k. \quad (4.6)$$

Sollten mehrere Gruppen mit gleichen Wahrscheinlichkeiten an der Spitze liegen, so kann aus diesen eine zufällig ausgewählt werden. $P(G_i)$ ist die Wahrscheinlichkeit, daß ein *beliebiges* Objekt, – unabhängig von seinen Eigenschaften – aus der Gruppe i stammt.

Die Ermittlung der Verteilungsfunktionen $P(\mathbf{x}|G_i)$ der Objekteigenschaften \mathbf{x} innerhalb der verschiedenen Klassen G_i stellt im allgemeinen eine erhebliche Herausforderung dar. So wird in der Praxis beim Versuch einer optimalen Klassifizierung nach Bayes oftmals stillschweigend von Normalverteilungen ausgegangen.

Ermittlung von Fehlerraten

Wie gut ein Klassifizierungsverfahren funktioniert, drückt sich in der Fehlerrate Φ aus, dem relativen Anteil von falsch zugeordneten Fällen. Ist es relevant zu unterscheiden von welcher Art eine Fehlklassifizierung ist, also welcher Anteil der Objekte aus Gruppe i fälschlicherweise der Gruppe j ($i \neq j$) zugeordnet wird, so wird die Fehlermatrix (Φ_{ij}) betrachtet.

Die Diagonalelemente der Fehlermatrix stellen die Anteile der korrekt klassifizierten Objekte jeder Gruppe dar. Es gilt:

$$\Phi_{ii} = 1 - \sum_{j \neq i} \Phi_{ij}. \quad (4.7)$$

Fehlerraten können aufgrund der statistischen Natur der Problemstellung meist selbst nicht absolut richtig bestimmt, sondern nur abgeschätzt werden. Verschiedene Methoden zu ihrer Ermittlung unterscheiden sich hinsichtlich des erforderlichen Aufwands und der Qualität des Ergebnisses.

Interessant ist dabei zum einen, ob der Erwartungswert $\bar{\Phi}$ der Fehlerrate mit der wahren Fehlerrate Φ_w übereinstimmt, oder ob Φ mit einem systematischen Fehler behaftet ist. Zum anderen erlaubt die Varianz $\sigma^2(\Phi)$ Aussagen über die Qualität der Abschätzung.

Prinzipiell bestehen zwei Optionen zur Bestimmung von Fehlerraten:

1. Statistische Abschätzung durch Anwendung des Verfahrens auf bekannte Fälle der zu klassifizierenden Population.
2. Theoretische Vorhersage aus dem Wissen über die Verteilungen der Eigenschaften der zu klassifizierenden Objekte.

Statistische Abschätzung von Fehlerraten

Für diese Methode gibt es verschiedene Vorgehensweisen. Sie unterscheiden sich darin, ob die Fehlerrate anhand der gleichen Stichprobe ermittelt wird,

die auch zur Entwicklung des Klassifikators Verwendung findet („offensichtliche Fehlerrate“), oder ob dafür neue Proben entnommen werden („unabhängige Fehlerrate“). Außerdem spielt es eine Rolle, ob die tatsächlichen Anteile der einzelnen Klassen $P(G_i)$ bekannt oder selbst nur aufgrund der Statistik zu ermitteln sind.

Allgemein läßt sich sagen, daß die offensichtliche Fehlerrate insgesamt zu optimistisch ist, also ein systematischer Fehler gemacht wird. Für die Bestimmung einer unabhängigen Fehlerrate ist jedoch eine zusätzliche Stichprobe nötig, die nicht der Entwicklung des Klassifikators zugute kommt. Da sowohl der Klassifikator als auch die Abschätzung der Fehlerrate mit zunehmender Probengröße besser werden hier sozusagen Proben „verschwendet“. Es muß im Einzelfall anhand der verfügbaren Probengröße entschieden werden, welcher Fehlerrate der Vorzug gegeben wird.

Sind die $P(G_i)$ bekannt, so können Stichproben mit entsprechenden Anteilen der einzelnen Klassen ausgewählt werden. Die resultierenden Fehlerraten haben eine geringere Varianz als bei unbekanntem $P(G_i)$.

Eine in der Praxis sehr wichtige Frage ist, wieviele Proben entnommen werden müssen um statistisch signifikante Aussagen über die Fehlerrate machen zu können. Hierzu betrachten wir die Varianz der unabhängigen Fehlerrate $\varepsilon = e/N$ bei unbekanntem Anteil $P(G_i)$. N ist dabei die Stichprobengröße, e die Anzahl der falsch klassifizierten Fälle und ε_w ist die wahre Fehlerrate (nach [James 1985]):

$$\sigma^2(\varepsilon) = \frac{\varepsilon_w(1 - \varepsilon_w)}{N}. \quad (4.8)$$

Die Varianz nimmt mit zunehmender Probengröße ab. Bei sicherheitskritischen Anwendungen wie in unserem Fall sind die tolerierbaren Fehlerraten oft sehr klein. Dann ist ε_w in der Differenz $(1 - \varepsilon_w)$ zu vernachlässigen und Gleichung 4.8 wird vereinfacht zu:

$$\sigma^2(\varepsilon) = \frac{\varepsilon_w}{N}. \quad (4.9)$$

Ist die Probengröße N gleich dem Kehrwert von ε_w , so gilt für die Standardabweichung $\sigma(\varepsilon) = \varepsilon_w$. Dann ist aber die Wahrscheinlichkeit noch recht groß, daß eine Fehlerrate ermittelt wird, die kleiner ist als die tolerierbare $\hat{\varepsilon}$, obwohl die wahre Fehlerrate größer ist als $\hat{\varepsilon}$. Um die Einhaltung von geforderten Fehlerraten mit ausreichender Signifikanz zu bestätigen sind also Stichproben nötig, die deutlich größer sind als der Kehrwert der Fehlerrate:

$$N \gg \frac{1}{\varepsilon_w} > \frac{1}{\hat{\varepsilon}}. \quad (4.10)$$

Daraus folgt auch, daß eine geforderte Fehlerrate $\hat{\varepsilon} = 0$ mittels statistischer Erhebungen überhaupt nicht nachzuweisen ist. Dazu wären unendlich viele Proben nötig.

Umgekehrt zu zeigen, daß die wahre Fehlerrate sehr viel größer ist als die geforderte, ist jedoch auch mit kleineren Proben möglich. Wäre nämlich ε_w

tatsächlich sehr viel kleiner als der Kehrwert der Probengröße, so wäre nach Gleichung 4.9 auch die Standardabweichung von ε sehr viel kleiner als $\frac{1}{N}$. Dann wäre aber die Wahrscheinlichkeit für eine oder mehrere Fehlklassifizierungen in der Probe sehr klein, denn das würde bedeuten $\varepsilon \geq \frac{1}{N}$.

Theoretische Ableitung von Fehlerraten

Sind die tatsächlichen Verteilungen $f_i(\mathbf{x}) = P(\mathbf{x}|G_i)$ der Objekteigenschaften in jeder Klasse bekannt, so kann die Fehlerrate rechnerisch bestimmt werden:

$$\Phi_{ij} = P(G_i) \int_{R_j} f_i(\mathbf{x}) d\mathbf{x}. \quad (4.11)$$

R_j ist dabei die Region im Parameterraum, in der als zugehörig zur Gruppe j klassifiziert wird. Bei Verwendung eines Bayes-Klassifikators erhält man so die *optimale Fehlerrate*; basierend auf einem anderen, suboptimalen Klassifikator ergibt sich die *tatsächliche Fehlerrate*.

Die Form der Verteilungen f_i spielt für die Gültigkeit von Gleichung 4.11 keine Rolle. Wegen der mathematischen Komplexität wird diese Methode in der Praxis jedoch hauptsächlich für Normalverteilungen angewandt.

Weichen die tatsächlichen Verteilungen von den theoretisch angenommenen ab, so muß dies bei der Ermittlung der Fehlerrate berücksichtigt werden. Starke Abweichungen zwischen der theoretischen Fehlerrate und anderen Schätzungen von Φ sind ein Indikator dafür, daß die zugrundeliegenden Annahmen nicht gerechtfertigt sind.

Reduktion der Fehlerrate durch Ablehnung

Bei der optimalen Klassifizierung nach der Bayes'schen Regel werden die Zugehörigkeitswahrscheinlichkeiten $P(G_i|\mathbf{x})$ zu den verschiedenen Klassen verglichen. Ihre absolute Größe spielt dabei keine Rolle. Sie können als Maß für die Gewißheit der Zuordnung aber durchaus von Interesse sein.

Erweitert man die Klassifizierung um den Zusatz, daß eine Zuordnung zu einer der Gruppen abgelehnt werden soll wenn $P(G_i|\mathbf{x}) < t$, so läßt sich die Fehler rate oft deutlich reduzieren. Man muß dann allerdings zwischen der Reduktion der Fehlerrate und der Erhöhung der Ablehnungsrate abwägen. Die optimale Größe von t hängt von den Verteilungen $f_i(\mathbf{x})$ ab und wird in der Praxis meist empirisch bestimmt. Dazu wird die Stichprobe mit verschiedenen Werten von t klassifiziert und die resultierende Fehlerrate gegen die Ablehnungsrate aufgetragen.

Auswertung von zeitabhängigen Parametern

Technische Klassifizierungssysteme lassen sich unterteilen in „statische“ und „dynamische“ Systeme. Bei der statischen Klassifizierung wird nur ein Parametersatz aufgenommen und ausgewertet. Ein Beispiel hierfür wäre eine automatische Fingerabdruck-Erkennung, bei der anhand eines einzelnen Abdrucks über eine Zutrittsberechtigung entschieden wird. Auch eine Spracherkennung läßt sich als statisches System ansehen, obwohl die Schallsignale durch Zeitverläufe charakterisiert sind. Zur Erkennung eines Worts werden jedoch aus dem gesamten zugehörigen Wellenzug statische Parameter abgeleitet, beispielsweise durch eine Fourier-Transformation.

Bei der dynamischen Klassifizierung werden die Parameter quasikontinuierlich mit einer gewissen Zeitauflösung aufgenommen. Zu jedem Zeitpunkt soll eine möglichst gute Klassifizierung erstellt werden. Dazu bestehen verschiedene Möglichkeiten.

Am einfachsten ist es, aus jedem aktuellen Datensatz die aktuelle Klassifizierung direkt abzuleiten, ohne den Zeitverlauf oder die Vorgeschichte der Werte zu berücksichtigen. Um schnelle Bewegungen zu dämpfen und Ausreißer zu unterdrücken, kann man die Parameterverläufe vorher filtern, zum Beispiel durch Mittelwertbildung über die letzten n Werte.

Die Mittelung kann auch nach der Klassifizierung vorgenommen werden, wobei es vorteilhaft sein kann, die Gewißheit der Entscheidung $P(G_i|\mathbf{x}(t))$ zu jedem Zeitpunkt mit zu integrieren.

Es kann eine Mindesthaltedauer für eine Umklassifizierung eingeführt werden. Erst wenn die aktuellen Parameter während dieser Dauer ohne Unterbrechung eine neue Klasse implizieren, wird die Klassifizierung aktualisiert. Auch hier kann die Gewißheit der Bewertung mit einbezogen werden.

Nicht zuletzt sollte die Klassifizierung in ihrer zeitlichen Entwicklung auf Konsistenz geprüft werden. Beispielsweise wäre es bei einem System zur Erkennung von Flugzeugtypen durch Radarsignale kein gutes Zeichen, wenn der erkannte Typ sich während einer Beobachtung ständig ändern würde, obwohl die ermittelte Gewißheit der Klassifizierung dauernd sehr hoch ist.

Der Einsatz und die Ausprägung dieser Methoden bei dem Entwurf eines dynamischen Klassifizierungsalgorithmus ist stark abhängig von der konkreten Anwendung.

4.3.2 Lösungsmethoden

Ein statischer Klassifikator separiert den n -dimensionalen Parameterraum durch $(n - 1)$ -dimensionale Grenzen. Die Entwicklung des Klassifikators besteht in der Festlegung dieser Grenzen. Wir betrachten nun verschiedene Her-

angehensweisen an diese Aufgabe, um eine Methode auszuwählen, die der behandelten konkreten Problemstellung angemessen ist.

Analytische Lösung

Im optimalen Fall gilt für die Grenze zwischen Klassifizierung i und Klassifizierung j nach der Bayes'schen Regel bei stetigen Verteilungen:

$$P(\mathbf{x}|G_i)P(G_i) = P(\mathbf{x}|G_j)P(G_j) \quad (4.12)$$

Im zweidimensionalen Fall lassen sich die Grenzlinien zwischen zwei Klassen anschaulich darstellen. Sie verlaufen durch die Schnittpunkte der Höhenlinien der gewichteten Verteilungen.

Die Herleitung der Grenzverläufe aus Beziehung 4.12 ist im allgemeinen alles andere als trivial. Eine analytische Lösung des Problems existiert zum Beispiel für nicht-identische Normalverteilungen

$$P(\mathbf{x}|G_i) = N_i \cdot e^{-\frac{1}{2}(\mathbf{x}-\mu_i)'\Sigma_i(\mathbf{x}-\mu_i)}. \quad (4.13)$$

N_i ist dabei ein Normalisierungsfaktor, μ_i der Mittelwertvektor und Σ_i die Kovarianzmatrix der Gruppe i . Abbildung 4.9 zeigt die Separation zweier Normalverteilungen im zweidimensionalen Fall. Die Höhenlinien sind dann konzentrische Ellipsen. Es läßt sich zeigen, daß in dem Fall zweier unterschiedlicher

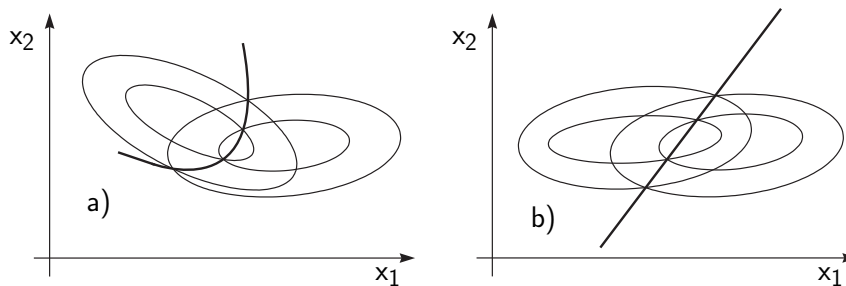


Abbildung 4.9: Quadratische und lineare Separation zweier Normalverteilungen

Kovarianzmatritzen (Bild a) die Grenzlinien durch quadratische Gleichungen beschrieben werden, in zwei Dimensionen also Parabeln sind. Besitzen die Normalverteilungen identische Kovarianzmatritzen, so ergeben sich lineare Gleichungen (Bild b).

In der Praxis wird häufig mit quadratischen oder linearen Separatoren gearbeitet, obwohl die beobachteten Eigenschaften nicht normalverteilt sind.

Neuronale Netze

Bei Klassifizierungsaufgaben mit sehr vielen Parametern und komplexen Verteilungsformen (z. B. Mustererkennung) ist eine analytische Bestimmung der

Grenzflächen nicht handhabbar. Hier kommen vermehrt neuronale Netze zum Einsatz.

Vorwärtsgerichtete Netze stellen parametrisierte Klassifikatoren dar, die einen Eingabevektor auf einen Ausgabevektor abbilden. Die Abbildungsfunktion wird durch die Bestimmung der Gewichte der „Synapsen“ festgelegt. Dies geschieht durch eine „Schulung“ des Netzes. Dazu werden die Gewichte zunächst zufällig gewählt. Dann werden sie durch einen Lernalgorithmus (z. B. *Backpropagation* [Hinton et al. 1986]) in Abhängigkeit von den Abweichungen zwischen tatsächlicher Ausgabe und idealer Ausgabe geändert. Die Eingabevektoren und gewünschten Ausgabevektoren stammen aus einer Trainingsdatei. Sind der Lernalgorithmus und seine Parameter günstig gewählt, so konvergieren die Synapsenwerte bei mehreren Durchläufen der Trainingsdaten und die Ausgabevektoren werden mit geringer Fehlerrate wiedergegeben.

Die Konstruktion und Schulung eines neuronalen Netzes für eine konkrete Anwendung ist eine komplexe Aufgabe. Die Struktur des Netzes muß festgelegt werden, d. h. die Anzahl der Schichten und Neuronen. Ein Lernverfahren muß ausgewählt werden und die enthaltenen Parameter müssen angepasst werden. Das Ergebnis hängt auch von der Anzahl der Schulungsdurchläufe ab. Für diese vielfältigen Designentscheidungen gibt es nur bedingt theoretische Unterstützung, vieles muß durch „trial and error“ erarbeitet werden.

Die mit einem neuronalen Netz erzielten Fehlerraten können praktisch nur statistisch ermittelt werden. Zum Test sollte man von den Trainingsdaten unabhängige Testdaten verwenden (vgl. „unabhängige Fehlerrate“, Abschnitt 4.3.1).

Geometrische Lösung

Sind die verschiedenen Klassen gut separiert, ist die Überlappung ihrer Verteilungen also sehr klein, so spielt die genaue Form und Lage der Grenzflächen innerhalb eines gewissen Bereichs keine große Rolle. Dies wird sofort klar, wenn man von räumlich begrenzten Verteilungen ausgeht, die nur innerhalb bestimmter Gebiete von Null verschieden sind. Überlappen sich die durch die begrenzten Verteilungen dargestellten mehrdimensionalen Körper nicht, so existieren zwischen ihnen unendlich viele mögliche Grenzflächen zur Separation der Klassen.

Bis zu drei Dimensionen kann man sich relativ problemlos eine Vorstellung von der Form der Grenzen der Gebiete machen und so die Grenzflächen für die Klassifizierung festlegen. Diese werden möglichst einfach gewählt, um die nötige Rechenleistung des Algorithmus gering zu halten.

In höherdimensionalen Parameterräumen ist dieser Lösungsweg wesentlich anspruchsvoller. Sind nicht zu viele Parameter vorhanden, so kann man versuchen, die Form der Grenzflächen zu analysieren. Dies kann prinzipiell auf zwei

Arten geschehen:

- Messung und Visualisierung einer Vielzahl von Daten
- Verständnis des Zustandekommens und der Abhängigkeit der einzelnen Parameter

Visualisierung von mehrdimensionalen Körpern

Zur Visualisierung von mehrdimensionalen Daten besteht die Möglichkeit, Schnitte oder Projektionen auf 2 Dimensionen i und j zu betrachten. Bei einer Projektion werden die Werte x_i und x_j aller Datenpunkte dargestellt. Ein Schnitt wird hingegen bei den festgesetzten Werten ξ_k durch den Para-

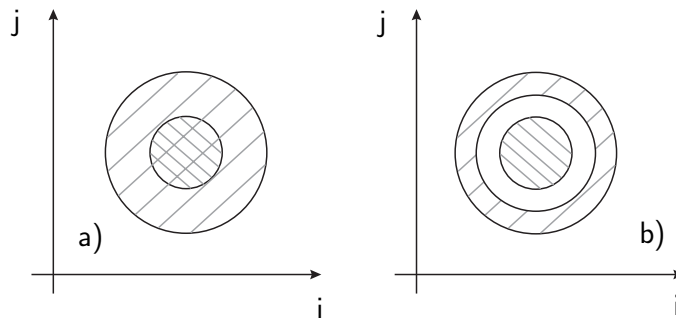


Abbildung 4.10: Unterschied zwischen Projektion und Schnitt bei mehrdimensionalen Daten

meterraum gelegt, wobei k hier für alle Dimensionen außer i und j steht. Das Ergebnis ist die Darstellung der Werte x_i und x_j derjenigen Datenpunkte, für die gilt $x_k = \xi_k$.

Der Nutzen der Projektion für die Aufgabenstellung ist begrenzt. Wirken zwei Verteilungen in allen Projektionen als nichtseparierbar, so ist das kein Beweis dafür, daß sie sich tatsächlich überlappen. Als Beispiel betrachten wir eine kleinere Kugel, die konzentrisch in einer größeren Kugelschale liegt. Die beiden Körper lassen sich separieren, beispielsweise durch eine Kugeloberfläche, die die innere Kugel umhüllt ohne die äußere Kugelschale zu schneiden. Dies wird jedoch in Projektionen auf zwei Dimensionen nicht deutlich (Abbildung 4.10 a). Erst durch entsprechende Schnitte läßt sich zeigen, daß sich die beiden Körper nicht überlappen, da hier die äußere Kugelschale als Ring zu erkennen ist (Abbildung 4.10 b).

Die Erstellung von Schnitten bei einem experimentell ermittelten Datensatz ist jedoch mit praktischen Problemen verbunden. Da nur eine begrenzte Anzahl gemessener Datenpunkte zur Verfügung steht muß entweder ein „unscharfer“ Schnitt gemacht werden, bei dem die dargestellten Punkte in der „Schicht“ der Dicke $2\sigma_k$ liegen für die gilt: $x_k = \xi_k \pm \sigma_k$, oder man kann versuchen,

die Schnittfläche durch Interpolation der gemessenen Punkte zu ermitteln. In beiden Fällen müssen sehr viele Datenpunkte vorhanden sein um auf die Form der Verteilung schließen zu können.

Verteilungen mit unabhängigen Parametern

Sind die einzelnen Parameterwerte x_i innerhalb einer Klasse unabhängig voneinander durch ihre Minimal- und Maximalwerte begrenzt, so ergeben sich quaderförmige Verteilungen. Ihre Gebiete werden beschrieben durch

$$\begin{aligned} \mathbf{x} \quad | \quad & x_1^{min} \leq x_1 \leq x_1^{max} \wedge x_2^{min} \leq x_2 \leq x_2^{max} \wedge \\ & \wedge \dots \wedge x_n^{min} \leq x_n \leq x_n^{max} . \end{aligned} \quad (4.14)$$

In diesem Fall lassen sich Aussagen bezüglich der Überlappung der Verteilungen allein durch Ermittlung und Vergleich der einzelnen x_i^{min} und x_i^{max} machen. Überschneiden sich die Bereiche der Quader bei allen Parametern, so sind sie nicht separierbar.

4.3.3 Separierbare Klassen

Da wir bei geforderten Fehlerraten von Null davon ausgehen müssen, daß die Klassen im Parameterraum gut separiert sind, und da die mögliche Anzahl von Elektroden durch technische und wirtschaftliche Randbedingungen beschränkt ist, wählen wir einen geometrischen Lösungsweg. Zunächst untersuchen wir, welche Klassen durch das System statisch, d. h. durch „Momentaufnahmen“ der Sensorwerte unterscheidbar sind. Im nächsten Abschnitt ermitteln wir für eine bestimmte Elektrodenanordnung geeignete Grenzflächen zu ihrer Separation. Danach betrachten wir die Erweiterung des Algorithmus um eine Bewertung der ermittelten Meßpunkte. Im letzten Abschnitt befassen wir uns mit der Sicherstellung der geforderten Fehlerraten.

Aus der Auslösematrix eines zweistufigen Airbagsystems (Tabelle 4.1) folgt, daß ein geeignetes Erkennungssystem die Sitzbelegungen *leer* und *Kindersitz* sicher von der Belegung durch eine Person unterscheiden muß. Die Gruppe der Personen ist weiterhin in drei Gewichtsklassen einzuteilen (*Kind*, *Gew 1*, *Gew 2*). In diesem Abschnitt gehen wir der Frage nach, welchen Beitrag das kapazitive System zur Erfüllung dieser Anforderungen leisten kann.

Bestimmung des Gewichts anhand einer einzelnen Elektrode

Die gemessene Kapazität läßt sich beim belegten Sitz durch die Formel des idealen Plattenkondensators (Gleichung 1.37) annähern und hängt von der

Überlappungsfläche und dem Abstand zwischen Elektrode und Körper sowie der Dielektrizitätskonstante des Materials dazwischen ab.

Die geometrischen Verhältnisse in den Fahrzeugsitzen beschränken die Elektrodengröße auf etwa $10 \times 15 \text{ cm}^2$. Somit sind Gesäß und Rücken einer Person (außer bei sehr kleinen Kindern) immer breiter als eine Elektrode und die Überlappungsfläche entspricht bei zentraler Sitzposition der Elektrodenfläche.

Die Elektrodenfläche ist im Betrieb konstant. Abstand und Dielektrizitätskonstante werden bestimmt durch den Sitzbezug, die Kleidung und Zubehör wie zum Beispiel eine Kugelmatte oder zusätzliche Schonbezüge. Auch die Körperhaltung hat einen Einfluß, dessen Ausprägung von der Position der betrachteten Elektrode abhängt.

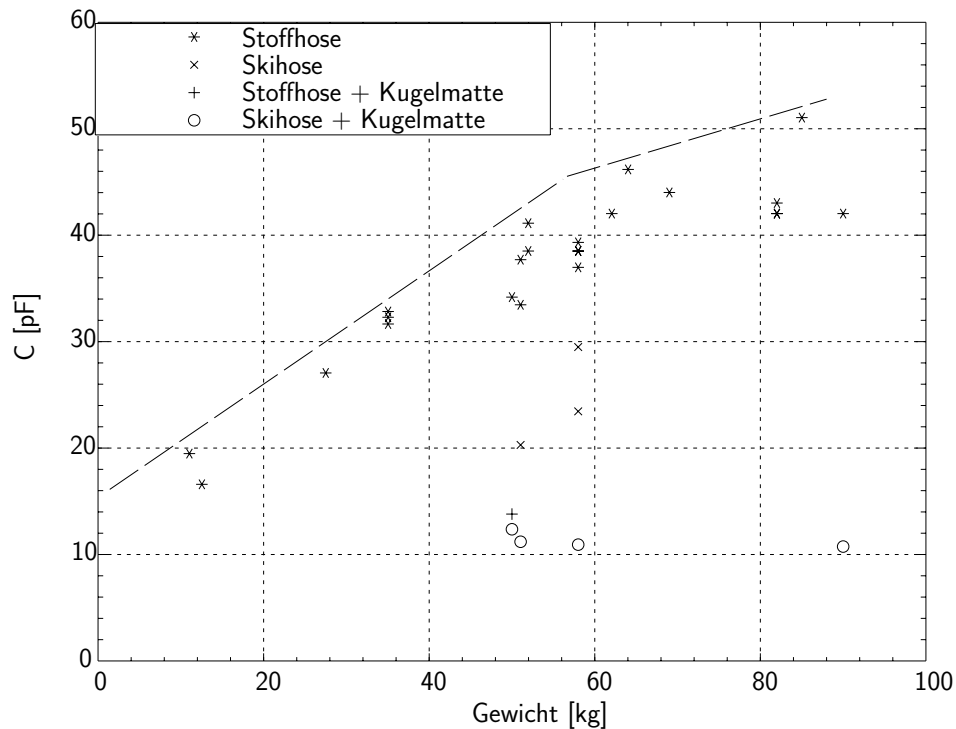


Abbildung 4.11: Abhängigkeit der gemessenen Kapazität vom Körpergewicht bei unterschiedlicher Bekleidung, mit und ohne Kugelmatte

In Abbildung 4.11 sind die Meßwerte einer Elektrode in der Sitzfläche über dem Gewicht der jeweiligen Versuchsperson aufgetragen. Die Personen sitzen zentral auf der Elektrode, so daß die angegebenen Kapazitäten Maximalwerte darstellen. Durch Veränderung der Körperhaltung kann der Meßwert nur abnehmen.

Die Datenpunkte sind je nach Bekleidung und Verwendung einer Kugelmatte in vier Gruppen eingeteilt. Wie man sieht, besteht kein eindeutiger Zusammenhang zwischen dem Körpergewicht und der gemessenen Kapazität. Bei Verwendung einer Kugelmatte und mit einer dicken Skihose bekleidet, erzeugt

selbst ein 90 Kilogramm schwerer Mann einen kleineren Meßwert als ein Kind, das mit dünner Kleidung direkt auf dem Sitz sitzt.

Die Abbildung macht jedoch deutlich, daß eine steigende Kurve existiert, oberhalb der keine Meßpunkte liegen. Man kann also zu jedem Kapazitätswert C ein minimales Gewicht $G_{min}(C)$ angeben, das die Versuchsperson haben muß. Eine Person mit dem Gewicht $G_{min}(\hat{C})$ erreicht den Meßwert \hat{C} , wenn sie in Badehose zentral auf der Elektrode sitzt. Der Insasse kann auch schwerer sein als $G_{min}(\hat{C})$, der relativ niedrige Wert kommt dann durch die Kleidung, Zubehör oder eine unoptimale Sitzposition zustande.

Die Angabe des minimalen Gewichts kann als redundante Zusatzinformation zur Kontrolle für ein anderes Gewichtserkennungssystem genutzt werden. Dazu muß jedoch für jeden verwendeten Sitztyp der Verlauf von $G_{min}(C)$ ermittelt werden. Außerdem muß die Konstanz über der Lebensdauer gewährleistet sein. Ein Nachlassen der Elastizität des Sitzbezugs hätte eine Verlagerung der Kurve nach oben zur Folge.

Gewichtsklassifizierung durch ein Array von Elektroden

Die direkte Gewichtsbestimmung aus einer gemessenen Kapazität ist mit dem betrachteten Detektorsystem nicht möglich. Es wäre denkbar, durch eine hohe Anzahl von Elektroden in Sitzfläche und Lehne die Kontur des Insassen zu erfassen, und durch die Korrelation zwischen Statur und Gewicht eine Abschätzung zu ermitteln. Ähnliche Verfahren werden bei Drucksensorarrays zur Insassenklassifizierung angewandt [Billen et al. 1998].

Aus praktischen Gründen wird dieser Ansatz hier jedoch nicht weiterverfolgt. Bei einem Array würde jede einzelne Elektrode und somit ihre Kapazität sehr klein. Die genaue Messung wäre dann problematisch. Zudem ist der Aufbau und die Verkabelung eines solchen Elektrodenarrays nicht fahrzeugtauglich gelöst.

Kindersitzerkennung

Wir wenden uns nun der Unterscheidung von Personen und Kindersitzen auf dem Fahrzeugsitz zu. Zunächst betrachten wir wieder das Signal einer einzelnen Elektrode in der Sitzfläche (Abbildung 4.12). Die Sitzbelegung 1 bezeichnet dabei Personen unterschiedlichen Gewichts und Kleidung, mit und ohne Kugelmatte. Bei Sitzbelegung 2 befindet sich ein Kindersitz mit Kind auf dem Fahrzeugsitz. Es wurde mit fünf verschiedenen Kindersitzen gemessen. An der y -Achse ist die gemessene Kapazität aufgetragen. Man erkennt deutlich, daß sich die Meßwerte der Kindersitze mit maximal 4 pF kaum von dem des leeren Sitzes (horizontale Linie bei 2,8 pF) abheben. Dies liegt daran, daß die Kindersitze aus nichtleitendem Plastik und Styropor bestehen und einen Abstand

von mehreren Zentimetern zwischen Kind und Elektrode erzeugen.

Mit dem betrachteten kapazitiven Detektorsystem kann also die Anwesenheit eines Kindes in einem Kindersitz nicht positiv erkannt werden. Dies stellt jedoch keinen Nachteil für eine Sitzbelegungserkennung zur Ansteuerung des

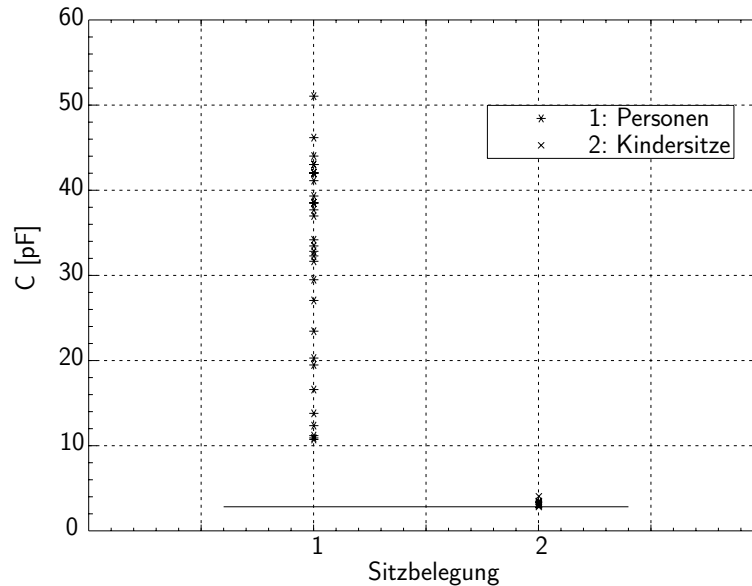


Abbildung 4.12: Kapazitätswerte in der Sitzfläche bei Personen und Kindersitzen

Airbag dar, da ja bei einem Kindersitz wie bei dem unbelegten Fahrzeugsitz gleichermaßen der Airbag abgeschaltet werden soll (Auslösematrix Tabelle 4.1). Das System kann hingegen zur Aktivierung des Airbag bei Erkennung einer Person auf dem Sitz eingesetzt werden.

4.3.4 Geeignete Grenzflächen

In diesem Abschnitt befassen wir uns mit einem Algorithmus zur statischen Unterscheidung von Personen und Kindersitzen für eine konkrete Elektrodenanordnung, d. h. wir ermitteln geeignete Grenzflächen zur Separation der Klassen im Parameterraum der Meßwerte.

Anordnung der Elektroden

Die Messungen wurden wie in Abschnitt 2.3.4 und in Kapitel 3 in einem BMW Z3 roadster durchgeführt. Die Anzahl der Elektroden wurde hier jedoch auf vier erhöht. Lage und Größe der Elektroden ergeben sich durch die geometrischen Gegebenheiten im Sitz. Der Sitzbezug erhält seine Kontur durch die Befestigung am Sitzpolster in den sog. *Abheftkanälen*. In den rechteckigen Bereichen, die durch je vier Abheftkanäle begrenzt werden, liegt je eine Elektrode.

Die Maße der Abschirmungen betragen $20 \times 15 \text{ cm}^2$, die Elektroden haben die Abmessungen $15 \times 10 \text{ cm}^2$. Somit ergibt sich das in der Skizze 4.13 dargestellte Bild.

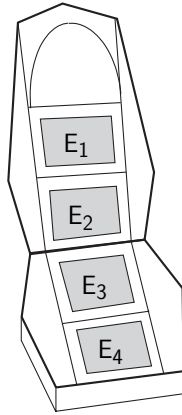


Abbildung 4.13: Anordnung der Elektroden bei den Messungen zur Klassifizierung

Um die elektrische Wechselwirkung zwischen den Elektroden beim unbelegten Sitz zu minimieren, wurde die Polarität so gewählt, daß die Elektroden E_1 und E_2 in der Lehne gleichphasig betrieben werden. Sie arbeiten gegenphasig zu E_3 und E_4 in der Sitzfläche, wodurch der Erdungseinfluß reduziert wird (Kapitel 3).

Klassifizierung mit unabhängigen Schwellwerten

Zunächst wollen wir die vier gemessenen Kapazitätswerte unabhängig voneinander betrachten. Dann wird der Gruppe der Personen sowie der Gruppe der Kindersitze je ein „Hyperquader“ im Parameterraum zugeordnet. Die Koordinaten der Hyperquader ergeben sich aus Abbildung 4.14. Hier sind für die durchgeführten Messungen die ermittelten Kapazitätswerte über der entsprechenden Elektrodennummer aufgetragen und die Intervalle zwischen den Minimal- und den Maximalwerten eingezeichnet. Man erhält:

$$\begin{array}{llll}
 P_1^{min} = 6 \text{ pF}, & P_1^{max} = 30 \text{ pF}, & K_1^{min} = 2 \text{ pF}, & K_1^{max} = 3 \text{ pF} \\
 P_2^{min} = 8 \text{ pF}, & P_2^{max} = 43 \text{ pF}, & K_2^{min} = 3 \text{ pF}, & K_2^{max} = 12 \text{ pF} \\
 P_3^{min} = 11 \text{ pF}, & P_3^{max} = 51 \text{ pF}, & K_3^{min} = 3 \text{ pF}, & K_3^{max} = 4 \text{ pF} \\
 P_4^{min} = 7 \text{ pF}, & P_4^{max} = 29 \text{ pF}, & K_4^{min} = 3 \text{ pF}, & K_4^{max} = 4 \text{ pF}
 \end{array}$$

P_i^{min} und P_i^{max} bezeichnen die Grenzwerte der Elektrode E_i bei Belegung durch eine Person, K_i^{min} und K_i^{max} beziehen sich auf die Belegung durch einen Kindersitz. Damit lautet eine einfache Klassifizierungsvorschrift:

- Zuordnung zur Gruppe *Kindersitz*, wenn gilt $K_i^{min} \leq C_i \leq K_i^{max}$ für

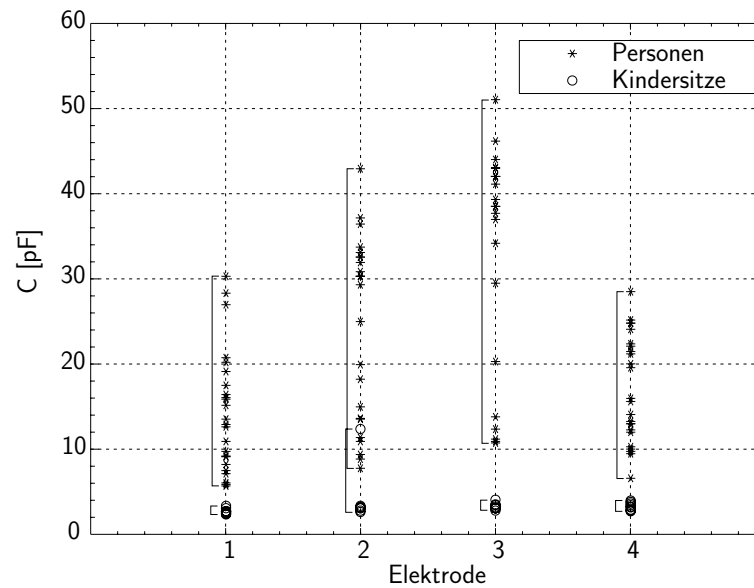


Abbildung 4.14: Kapazitätswerte der vier Elektroden bei Personen und Kindersitzen

$i = 1, 2, 3, 4$.

Sonst Zuordnung zur Gruppe *Person*, wenn gilt $P_i^{min} \leq C_i \leq P_i^{max}$ für $i = 1, 2, 3, 4$.

Sonst Zuordnung zur Gruppe *unbekannt*.

Es fällt auf, daß sich die Meßwerte der Elektrode E_2 von Personen und Kindersitzen überlappen. Mit dieser Elektrode allein könnte daher keine eindeutige Klassifizierung durchgeführt werden. Dies liegt daran, daß bei rückwärtsgerichteten Kindersitzen in einigen Fällen die Füße des Kleinkinds an der Beifahrersitzlehne anliegen, wodurch ein relativ hoher Wert von über 10 pF bei Elektrode E_2 entstehen kann.

Korrelation zwischen Meßwerten verschiedener Elektroden

Die Abgrenzung quaderförmiger Bereiche ist nicht unbedingt optimal. Bei Abhängigkeit der einzelnen Elektrodenwerte voneinander können sehr viel komplexere Grenzflächen entstehen. In Abbildung 4.14 sind Korrelationen zwischen den Werten verschiedener Elektroden jedoch nicht ersichtlich, da zueinandergehörige (d. h. bei ein und derselben Messung entstandene) Punkte nicht als solche zu erkennen sind.

Aus diesem Grund stellen wir die Meßpunkte wie in Abschnitt 4.3.2 gezeigt durch Projektionen des Parameterraums dar. Die Abbildung 4.15 zeigt alle möglichen 2-dimensionalen Projektionen der gemessenen Elektrodenkapazitäten bei Belegung durch eine Person. Das Dreieck bezeichnet die Meßwerte des unbelegten Beifahrersitzes.

Wir haben bereits festgestellt, daß die Kleidung und zusätzliche Sitzaufgaben einen stärkeren Einfluß auf die Sensorwerte haben als das Körpergewicht. Das Spektrum der Oberbekleidung bei den dargestellten Messungen reicht von

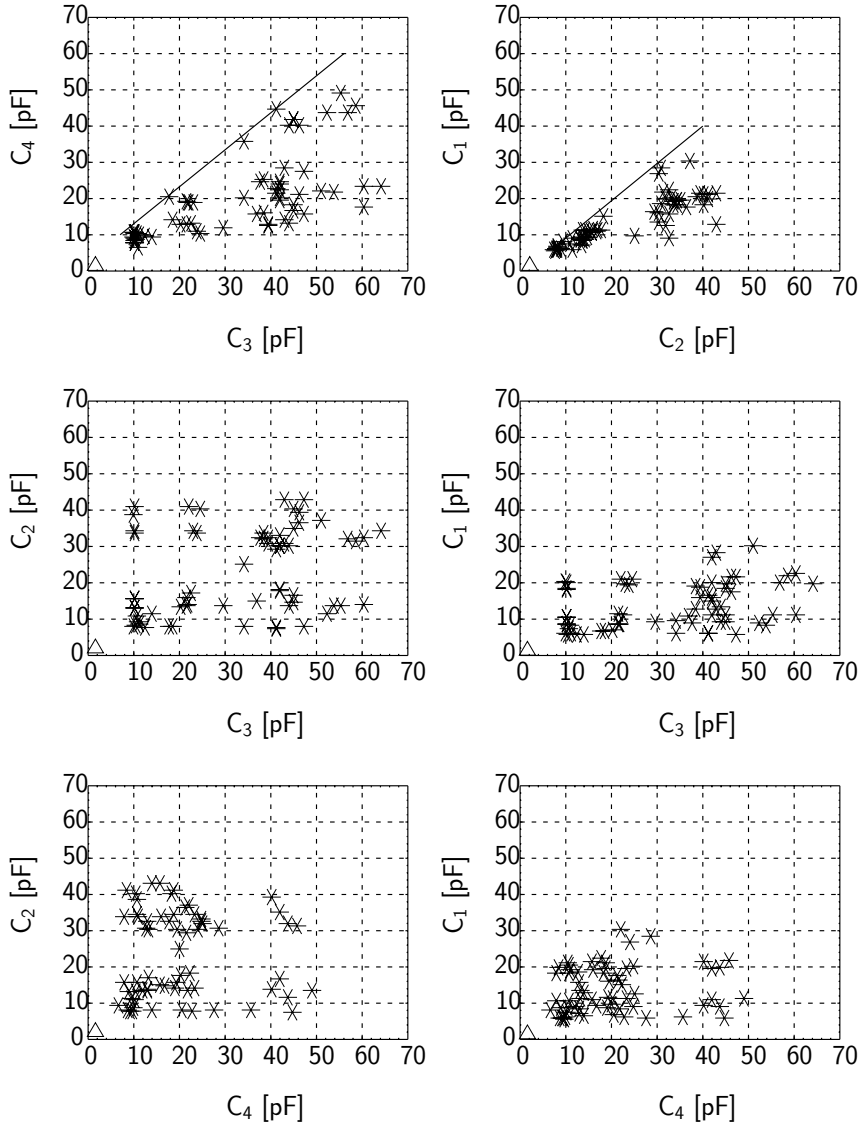


Abbildung 4.15: 2-dimensionale Projektionen der Meßwerte der Personen

„oben ohne“ über „T-Shirt“ und „Pullover“ bis „Pullover und dicke Jacke“. Die Beinbekleidung umfaßt „Badehose“, „Stoffhose“ und „dicke Skihose“. Außerdem wurde in einigen Fällen auch eine Kugelmatte eingesetzt. Dabei wurde darauf geachtet, daß verschiedene Kombinationen von Bein- und Oberbekleidung berücksichtigt wurden. Es läßt sich nämlich nicht prinzipiell ausschließen, daß ein Insasse mit Badehose und dicker Jacke im Auto sitzt (beispielsweise an einem kühlen Sommerabend). Umgekehrt ist im Winter bei gut beheiztem Wagen auch ein Insasse in Skihose und T-Shirt denkbar.

Aus diesem Grund besteht keine Korrelation zwischen den Werten der Lehnen-Elektroden und den Werten der Sitzflächen-Elektroden. Dies ist ebenfalls in Abbildung 4.15 ersichtlich: bei den unteren vier Bildern sind an der x -Achse jeweils die Kapazitätswerte einer Sitzflächen-Elektrode und an der y -Achse die Kapazitätswerte einer Lehnen-Elektrode aufgetragen. Es ist deutlich zu erkennen, daß die resultierenden Punktmengen tendenziell rechteckig sind. Die beiden Parameter erstrecken sich jeweils vom Maximalwert bei leichter Bekleidung bis zum Minimalwert bei dicker Jacke, Skihose und Kugelmatte.

In den beiden oberen Bildern der Abbildung 4.15 ist hingegen eine gleichsinnige Korrelation zwischen den x - und den y -Werten zu erwarten, da hier einmal die Sitzflächenwerte C_3 und C_4 (oben links) und einmal die Lehnenwerte C_1 und C_2 (oben rechts) gegeneinander aufgetragen sind. Bei perfekter Sitzposition würden hier alle Kapazitätswerte nahe an den eingezeichneten Diagonalen liegen und es ergäben sich weitgehend linienförmige Punktmengen, denn je nach Kleidung und Verwendung der Kugelmatte wären entweder beide dargestellten Werte klein oder beide größer.

Die in den Bildern zu erkennende starke Abweichung von den Diagonalen nach unten resultiert aus den verschiedenen Sitzhaltungen der Versuchspersonen. Die Oberschenkel liegen bei angezogenen Beinen nicht gut auf Elektrode 4 auf, weshalb hier in vielen Fällen kleinere Kapazitäten als an E_3 gemessen werden. Ebenso sind die Meßwerte der oberen Lehnen-Elektrode E_1 bei aufrechter Sitzposition oft kleiner als die der unteren Elektrode E_2 .

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß Punkte die oberhalb der Diagonalen liegen als untypisch für die Belegung durch eine Person angesehen werden können. Damit läßt sich die Klassifizierungsvorschrift aus dem vorigen Abschnitt erweitern zu:

- Zuordnung zur Gruppe *Kindersitz*, wenn gilt $K_i^{min} \leq C_i \leq K_i^{max}$ für $i = 1, 2, 3, 4$.
- Sonst Zuordnung zur Gruppe *Person*, wenn gilt $P_i^{min} \leq C_i \leq P_i^{max}$ für $i = 1, 2, 3, 4$ und $C_4 \leq (C_3 + 4\text{pF})$ und $C_1 \leq C_2$.
- Sonst Zuordnung zur Gruppe *unbekannt*.

4.3.5 Bewertung der Meßpunkte

Bis jetzt haben wir jeden Punkt $\mathbf{C} = (C_1, C_2, C_3, C_4)$ im Parameterraum der Meßwerte direkt einer der Gruppen *Person*, *Kindersitz* oder *unbekannt* zugeordnet. Darüber hinaus kann es vorteilhaft sein, für jeden Punkt \mathbf{C} eine „Bewertung“ $\mathbf{b}(\mathbf{C})$ zu ermitteln.

In den Abschnitten 4.3.1 und 4.3.1 wurde bereits betrachtet, wie die Gewißheit $P(G_i|\mathbf{x})$ der Zugehörigkeit eines Punktes \mathbf{x} zur Gruppe G_i für eine Ablehnung unsicherer Entscheidungen oder zur zeitlichen Akkumulation bei einem dyna-

mischen System in die Klassifizierung einfließen kann.

Eine Bewertung der Meßpunkte ist außerdem auch für einen sinnvollen gemeinsamen Einsatz mehrerer verschiedener Sensorprinzipien für ein und dieselbe Klassifizierungsaufgabe von Vorteil. Entscheidet beispielsweise bei einer Kombination von zwei Sensorsystemen $S1$ und $S2$ das erste System mit einer Gewißheit von P_i^{S1} für Gruppe G_i und das zweite System mit einer Gewißheit von P_j^{S2} für Gruppe G_j (mit $i \neq j$), so kann der Klassifizierung mit der höheren Bewertung der Vorzug gegeben werden. Eine zusätzliche Möglichkeit wäre in diesem Fall die Klassifizierung ganz abzulehnen, wenn die Widersprüchlichkeit der beiden Teilentscheidungen zu groß ist, d. h. wenn die Differenz zwischen P_i^{S1} und P_j^{S2} einen vorgegebenen Mindestbetrag unterschreitet, oder wenn der kleinere der beiden Werte einen Maximalbetrag überschreitet.

Bewertung bei nichtüberlappenden Verteilungen

Die geforderten verschwindenden Fehlerraten des betrachteten Detektorsystems setzen wie bereits dargestellt nichtüberlappende Verteilungen $P(\mathbf{x}|G_i)$ voraus. In diesem Fall gilt

$$\begin{aligned} P(G_i|\mathbf{x}) &= 1 & \forall \mathbf{x} \in R_i \\ P(G_i|\mathbf{x}) &= 0 & \forall \mathbf{x} \in \bar{R}_i \end{aligned} \quad (4.15)$$

wobei R_i die Region im Parameterraum darstellt, in der die Verteilung $P(\mathbf{x}|G_i)$ ungleich Null ist und in der idealerweise als zugehörig zur Gruppe G_i klassifiziert wird; \bar{R}_i ist die Region, in der $P(\mathbf{x}|G_i) = 0$.

Die Gleichungen 4.15 lassen sich anhand des Bayes'schen Theorems (Gleichung 4.5) leicht nachvollziehen, denn bei nichtüberlappenden Verteilungen gilt $P(\mathbf{x}|G_j) = 0$ für alle \mathbf{x} aus R_i (mit $j \neq i$).

Somit stellt in diesem Fall die Gewißheit $P(G_i|\mathbf{x})$ einer Klassifizierung keine geeignete Bewertung eines Meßpunktes \mathbf{x} dar. Eine Funktion, die je nach Klassifizierung lediglich gleich 0 oder 1 ist, enthält nämlich keine zusätzliche Information.

In Hinblick auf die Verknüpfung mehrerer Sensorprinzipien und die dynamische Klassifizierung sind jedoch noch vielerlei andere Bewertungsfunktionen denkbar. Bei der Kombination zweier verschiedener Sensorsysteme können prinzipiell alle Größen, die mit beiden Systemen ermittelt werden auf Konsistenz geprüft werden. Wie in Abschnitt 4.3.3 dargestellt, wäre es möglich, für das betrachtete kapazitive Sitzbelegungserkennungssystem beispielsweise die Funktion $G_{min}(\mathbf{C}) = G_{min}(C_3)$ zu bestimmen, und während des Betriebs die Werte mit dem durch einen anderen Sensor ermittelten Gewicht zu vergleichen.

Berücksichtigung der Sitzposition

Der in Abschnitt 4.3.4 entworfene Algorithmus grenzt den Bereich R_p der Klassifizierung als *Person* im Parameterraum der vier gemessenen Kapazitäten scharf ein. Die Ermittlung der Grenzwerte basiert jedoch ausschließlich auf Datenpunkten, die bei normaler Sitzhaltung der Versuchspersonen bestimmt wurden.

Eine sinnvolle Erweiterung der Klassifizierungsvorschrift besteht also darin, die Grenze zwischen den Einstufungen *Person* und *untypischer Meßwert*, die durch die beiden Diagonalen in Abbildung 4.15 festgelegt ist, etwas aufzuweichen.

Dies kann durch eine Bewertung der Meßpunkte mit einer Funktion $p(\mathbf{C})$ geschehen. p stellt dabei die Sicherheit dar, mit der der Punkt \mathbf{C} zur Gruppe der Personen gezählt werden kann. Innerhalb von R_p gilt $p(\mathbf{C} \in R_p) = 1$. Im Bereich oberhalb der Diagonalen soll die Funktion mit zunehmendem Abstand monoton bis auf Null abfallen. Da ein Meßpunkt \mathbf{C} sowohl in der Darstellung der Lehnenwerte als auch in der Darstellung der Sitzflächenwerte über der zugehörigen Diagonalen liegen kann, definieren wir zwei Funktionen $p_l(C_1, C_2)$ und $p_s(C_3, C_4)$, aus denen sich die Gesamtbewertung durch Multiplikation ergibt: $p(\mathbf{C}) = p_l(C_1, C_2) \cdot p_s(C_3, C_4)$.

Eine relativ einfache Möglichkeit besteht darin, einen stückweise linearen Verlauf für p_l und p_s zu wählen. Dies ist in Abbildung 4.16 für p_l skizziert. Für p_s ergibt sich sinngemäß das gleiche Bild. Die Skizze 4.16 a) zeigt die Projektionsebene (C_1, C_2) . Sie entspricht der Darstellung in Abbildung 4.15 rechts oben. Eingezeichnet sind die in Abschnitt 4.3.4 ermittelten Grenzwerte der Elektro-

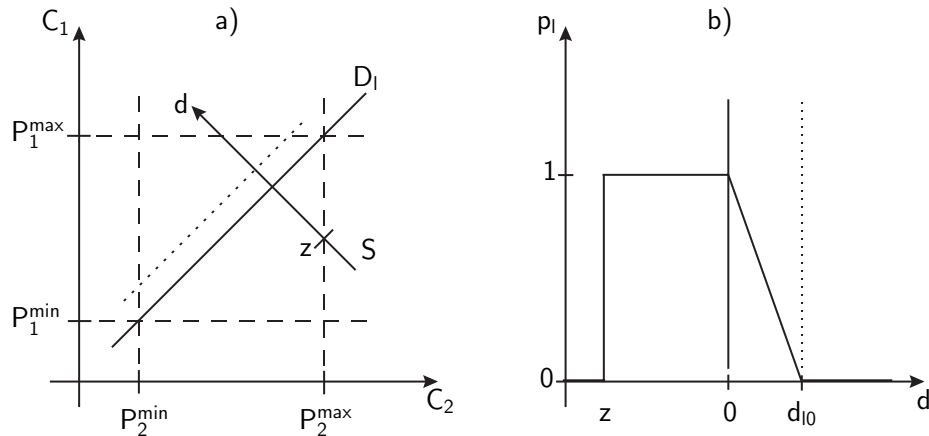


Abbildung 4.16: Stückweise linearer Verlauf von $p_l(\mathbf{C})$

den E_1 und E_2 bei Belegung durch eine Person und die Diagonale D_l , die die „typischen“ und die „untypischen“ Wertepaare abgrenzt. Die punktierte Linie bezeichnet den Abstand d_{l0} von D_l .

In Abbildung 4.16 b) ist der Verlauf von p_l im Schnitt S über der Entfernungs-
 koordinate d aufgetragen. Bei stückweise linearem Verlauf gilt innerhalb des
 durch die gestrichelten Linien begrenzten Rechtecks:

$$\begin{aligned} p_l(d) &= 1 && \text{für } d \leq 0 \\ p_l(d) &= 1 - \frac{d}{d_{l0}} && \text{für } 0 < d < d_{l0} \\ p_l(d) &= 0 && \text{für } d \geq d_{l0} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Am Punkt z , wo der Schnitt S das begrenzende Rechteck verläßt, fällt p_l
 abrupt auf Null. Dies entspricht der Klassifizierungsvorschrift aus dem vorigen
 Abschnitt.

Der Nutzen von $p(\mathbf{C})$ ergibt sich durch die Verknüpfung von p_l mit p_s und vor
 allem bei der Kombination mit einem zweiten unabhängigen Sensorsystem.
 Dieses zweite System soll ebenfalls eine Bewertung p_u der Einstufung als *Per-
 son* ermitteln. Eine Auswertung von p_l allein (mit einem festen Schwellwert)
 würde einer konstanten Verschiebung der Diagonale D_l nach oben entspre-
 chen. Durch die gemeinsame Betrachtung entsteht eine flexible Verschiebung,
 abhängig von den Werten p_s und p_u .

4.3.6 Sicherstellung der geforderten Fehlerraten

Erste Voraussetzung für die Verlässlichkeit des Systems ist die fehlerfreie Funk-
 tion der Hardware. Der Analogteil der Meßelektronik muß korrekte Werte lie-
 fern, die Elektroden, Abschirmungen und Zuleitungen im Sitz dürfen nicht
 beschädigt sein. Störungen durch EMV oder Feuchtigkeit müssen als solche
 erkannt werden. Um dies zu gewährleisten, muß die Elektronik über umfang-
 reiche Eigendiagnosefunktionen verfügen. Geeignete Strategien dazu werden in
 Abschnitt 4.4.4 betrachtet.

An dieser Stelle beschäftigen wir uns mit der Zuverlässigkeit der Klassifizierung
 unter dem Vorbehalt korrekt ermittelter Kapazitäten.

Zur statistischen Ermittlung der Fehlerraten müßte man einen Großversuch
 mit einem Prototypen des Sensorsystems durchführen und die ermittelte Klas-
 sifizierung ständig mit der tatsächlichen Sitzbelegung vergleichen. Diese müßte
 entweder durch den Versuchsdurchführenden angegeben werden oder mittels
 eines zusätzlichen, perfekt klassifizierenden technischen Systems bestimmt wer-
 den. Dabei hätte die Aufzeichnung der gesamten Sensorwerte den Vorteil, daß
 anhand des so gewonnenen Datensatzes verschiedene Versionen des Auswerte-
 algorithmus getestet werden könnten.

Die Durchführung, der hohe Speicherplatzbedarf und vor allem die Notwendig-
 keit eines perfekt klassifizierenden Vergleichssystems werfen dabei eine Reihe
 von Problemen auf. Darüber hinaus haben wir in Abschnitt 4.3.1 gezeigt, daß

die geforderten Fehlerraten von Null statistisch garnicht nachzuweisen sind. Die Eignung des Systems ist daher nur durch das Verständnis der Meßwertverteilungen und die Identifikation und den Ausschluß von Problemfällen zu garantieren. Aufgrund der hohen Sicherheitsrelevanz des Systems wird zusätzlich der Weg verfolgt, durch die Erfassung mehrerer physikalischer Größen eine gegenseitige Kontrolle der Teilsysteme zu ermöglichen.

Analyse und Ausschluß von Problemfällen

Wir haben gezeigt, daß die Unterscheidung zwischen *Person* und *Kindersitz* mit dem kapazitiven Detektor grundsätzlich darauf basiert, daß die nichtleitenden Materialien der Kindersitze viel geringere Kapazitätswerte erzeugen als menschliches Gewebe. Somit sind alle Einflüsse, die die Werte von Kindersitzen erhöhen oder die Werte von Personen verringern, zu vermeiden. Die durch Personen hervorgerufenen Meßwerte werden durch dicke Kleidung und Sitzauflagen wie Kugelmatten, Schonbezüge, etc. herabgesetzt. Große Metallflächen an Kindersitzen führen zu deutlich erhöhten Kapazitäten.

Durch den Ausschluß von zusätzlichen Sitzauflagen wird der Abstand im Parameterraum zwischen den Werten der Kindersitze und jenen der Personen vergrößert. In Abbildung 4.17 sind nochmals die gemessenen Datenpunkte in

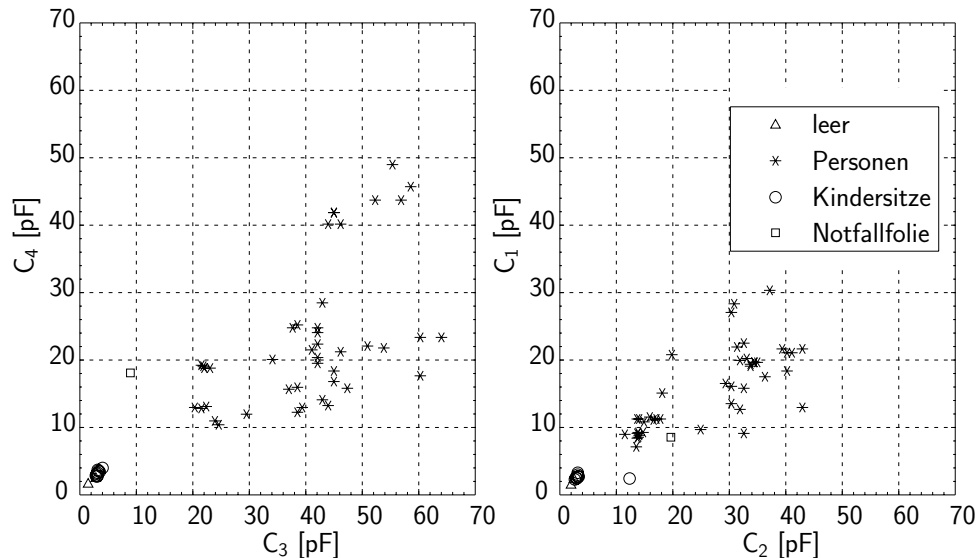


Abbildung 4.17: Sitzflächen- und Lehnenkapazitäten von Personen und Kindersitzen ohne Kugelmatte

den Projektionsebenen (C_1, C_2) und (C_3, C_4) dargestellt. Hier sind jedoch keine Messungen mit Kugelmatte enthalten. Ein Vergleich mit Abbildung 4.15 zeigt, daß der Mindestwert P_3^{min} der Elektrode E_3 von 11 pF auf nunmehr 20

pF angestiegen ist. Auch die anderen P_i^{min} haben sich vergrößert, wenn auch nicht in diesem Maße.

Das eingezeichnete Quadrat in Abbildung 4.17 stammt von einer Messung, bei der der Beifahrersitz komplett mit einer metallischen Rettungsdecke bedeckt war. Auf der Decke stand ein Kindersitz. Man sieht, daß durch die Metallfolie recht hohe Kapazitäten erzeugt werden können. Im Bild der Lehnenwerte befindet sich das Quadrat direkt am unteren Rand der Gruppe der Personen. Bei den Sitzflächenwerten ist der Punkt durch den relativ geringen Wert der Elektrode E_3 von den übrigen Punkten zu unterscheiden. C_3 kann jedoch bei einer geänderten Position des Kindersitzes auch größer werden. Ein leitfähiges Material zwischen Kindersitz und Beifahrersitz ist deshalb auf jeden Fall zu vermeiden.

Diese Forderung und das Verbot von Kugelmatten und ähnlichen Sitzaufgaben müßte durch entsprechende Sicherheitshinweise, sowohl in der Bedienungsanleitung als auch im Fahrzeug selbst, an den Fahrer kommuniziert werden.

Einsatz von mehreren redundanten Meßprinzipien

Der Einsatz eines zusätzlichen Sensorprinzips B erweitert formal das n -dimensionale Klassifizierungsproblem des Sensors A um die m mit Sensor B erfassten Parameter zu einem $(n + m)$ -dimensionalen Klassifizierungsproblem. Ob das kombinierte System bessere Ergebnisse liefert als das Einzelsystem, hängt dabei stark von den kombinierten Meßprinzipien und der Implementierung des Klassifikators ab.

Wir veranschaulichen die zugrundeliegenden Prinzipien anhand einfacher zwei-dimensionaler Darstellungen. Die x -Achse stellt den Parameterraum von Sen-

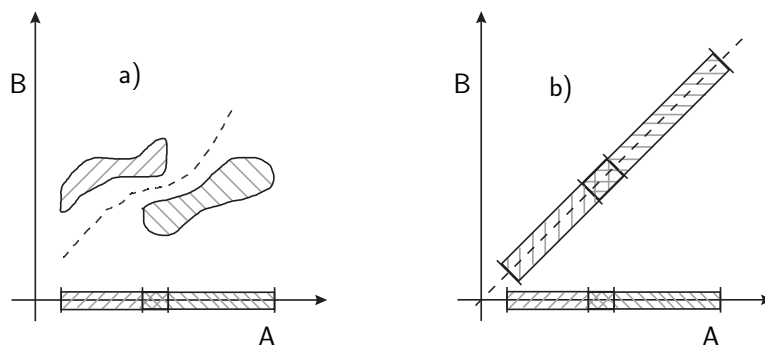


Abbildung 4.18: Erweiterung des Parameterraums durch einen zusätzlichen Sensor B

sor A dar, die y -Achse symbolisiert den Parameterraum von Sensor B . Prinzipiell kann eine Überlappung im Parameterraum A zweier zu klassifizierender Gruppen im erweiterten Parameterraum durch Sensor B aufgehoben werden

(Abbildung 4.18 a)). Bei ungünstiger Wahl der beiden Meßprinzipien verbessert sich die Sachlage jedoch nicht. Mißt Sensor B beispielsweise die gleichen Parameter wie Sensor A , so ändert sich die Situation für die Klassifizierung garnicht. Dies ist in Abbildung 4.18 b) dargestellt.

Um zusätzliche Information für die Klassifizierung zu gewinnen ist es zweckmäßig, zwei unterschiedliche physikalische Sensorprinzipien einzusetzen. Im Extremfall sind die erfassten Parameter beider Sensoren statistisch unabhängig. Dann ergibt sich wieder ein Bild rechteckförmiger Verteilungen („Hyperquader“, vgl. Abschnitt 4.3.2). Abbildung 4.19 zeigt diesen Fall unter der

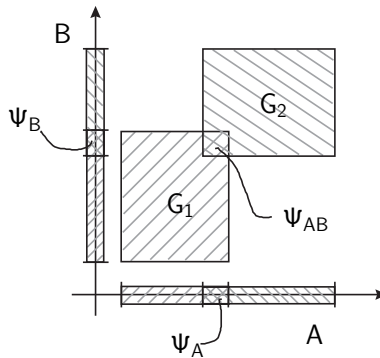


Abbildung 4.19: Rechteckförmige Verteilungen bei statistisch unabhängigen Parametern

Annahme, daß es sowohl für Sensor A als auch für Sensor B gewisse Problemfälle gibt, die zur Überlappung der Gruppen G_1 und G_2 führen.

Durch die Kombination der beiden Teilsysteme reduziert sich der relative Anteil Φ_i der Problemfälle in jeder Gruppe G_i . Φ_i erhält man durch Integration der Meßwertverteilung von Gruppe G_i in dem Gebiet der Überlappung Ψ_{AB} :

$$\Phi_i = \int_{\Psi_{AB}} P(\mathbf{x}|G_i) d\mathbf{x} = \int_{\Psi_A} \int_{\Psi_B} P(\mathbf{x}|G_i) dbda. \quad (4.17)$$

\mathbf{a} und \mathbf{b} sind dabei die mit den Sensoren A und B gemessenen Parameterwerte und \mathbf{x} ist der gesamte Parametersatz bei Kombination der Sensoren. Bei statistischer Unabhängigkeit gilt:

$$P(\mathbf{x}|G_i) = P(\mathbf{a}|G_i) \cdot P(\mathbf{b}|G_i) \quad , \quad \text{mit } \mathbf{x} = \begin{pmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{pmatrix}. \quad (4.18)$$

Damit wird aus Gleichung 4.17:

$$\Phi_i = \int_{\Psi_A} \int_{\Psi_B} P(\mathbf{a}|G_i) \cdot P(\mathbf{b}|G_i) dbda = \int_{\Psi_A} P(\mathbf{a}|G_i) da \cdot \int_{\Psi_B} P(\mathbf{b}|G_i) db \quad (4.19)$$

und somit

$$\Phi_i = \Phi_{Ai} \cdot \Phi_{Bi} \quad (4.20)$$

wobei Φ_{Ai} und Φ_{Bi} die relativen Anteile der Problemfälle bei alleiniger Verwendung von Sensor A oder Sensor B sind. Die Fehler- und Ablehnungsrate läßt sich damit drastisch reduzieren. Sind beispielsweise jeweils ein Promille der Fälle problematisch für System A und System B allein, so beträgt Φ_i des Gesamtsystems bei statistischer Unabhängigkeit nurmehr 1 ppm¹.

Bei der Untersuchung der separierbaren Klassen in Abschnitt 4.3.3 haben wir gesehen, daß sich Gewichtsklassen von Personen nicht anhand der hier betrachteten kapazitiven Detektoren unterscheiden lassen. Für ein mehrstufiges Airbagsystem ist diese Information jedoch vorteilhaft. Bei Erweiterung der in dieser Arbeit behandelten Sitzbelegungserkennung um ein Verfahren zur Gewichtsmessung lassen sich also eventuelle Mißbrauchsfälle (Sitzauflage, Metallfolie, vgl. vorhergehender Abschnitt) abfangen.

4.4 Automobilspezifische Randbedingungen

4.4.1 Physiologische Aspekte

Mit der drastischen Zunahme elektrischer und elektronischer Geräte im Arbeits- und Lebensumfeld des Menschen ist in den letzten Jahren das Bewußtsein für mögliche gesundheitliche Gefahren durch Einwirkung elektromagnetischer Felder stark gestiegen. Da die erfassten Personen bei kapazitiven Detektoren schwachen elektrischen Wechselfeldern ausgesetzt werden, betrachten wir an dieser Stelle die damit verbundenen physiologischen Aspekte. Wir geben einen Überblick über mögliche biologische Wirkungen. Anschließend stellen wir die derzeit gültigen gesetzlichen Grenzwerte dar und berechnen die Belastung durch die in dieser Arbeit behandelte Sensorik.

Mögliche biologische Wirkungen

Die biologischen Wirkungen elektromagnetischer Felder werden unterschieden nach *thermischen* und *nicht-thermischen* Wirkungen. Zusätzlich bestehen indirekte Wirkungen durch Störung wichtiger medizinischer Implantate, wie z. B. Herzschrittmachern.

Thermische Wirkungen

Thermische Wirkungen entstehen durch die Dissipation der elektromagnetischen Energie bei Stromfluß in biologischem Gewebe. Die absorbierte Leistungsdichte berechnet sich nach der Formel

$$p = j^2 \cdot \rho \quad (4.21)$$

¹ppm = parts per million = 10^{-6}

und ist von der Einheit W/m^3 . j bezeichnet die Stromdichte [A/m^2] und ρ ist der spezifische Widerstand des Gewebes [Ωm]. Es ist dabei nicht relevant, ob der Strom durch ein elektrisches Feld oder durch ein zeitveränderliches magnetisches Feld induziert wird.

Der menschliche Körper verfügt über Mechanismen zur Temperaturregulierung. Eventuelle Schädigungen treten erst bei Wärmeleistungen auf, die diese Mechanismen überfordern und nicht mehr abgeführt werden können. Schlecht durchblutete Organe sind dabei empfindlicher als andere. Beim Auge kann beispielsweise die Linse durch Erwärmung dauerhaft getrübt werden („Glaskörperstar“, vgl. [Reißenweber 1996a]).

Athermische Wirkungen

Bei Frequenzen unter 30 kHz treten neben den thermischen Effekten auch sogenannte *Reizwirkungen* auf. Nerven und Muskeln erzeugen zur Erregungsweiterleitung ein Aktionspotential und Membranströme (siehe z. B. [Deetjen, Speckmann 1994]). Dieser Mechanismus kann durch externe Felder gestört werden. Bei hohen Frequenzen über 30 kHz können die Membranproteine den externen Feldern jedoch nicht mehr folgen. Die größte Reizwirksamkeit ist im Bereich 50–100 Hz gegeben [Reißenweber 1996b].

Neben den wissenschaftlich gesicherten Reizwirkungen bestehen zahlreiche Hypothesen bezüglich weiterer nicht-thermischer Effekte elektromagnetischer Felder. Diese waren jedoch in umfangreichen Studien nicht zu erhärten [Reißenweber 1996a].

Störung von Herzschrittmachern

Eine Untersuchung der Störfestigkeit von Herzschrittmachern gegen elektromagnetische Beeinflussung [Bossert, Dahme 1988] hat ergeben, daß elektrische Felder unterhalb der genehmigten Grenzwerte aufgrund der Abschirmung durch den Körper bei weitem nicht in der Lage sind, die Geräte zu stören. Es wurden außerdem einfache technische Maßnahmen vorgestellt, um auch die Störfestigkeit gegen magnetische Wechselfelder drastisch zu erhöhen.

Gesetzliche Grenzwerte

In Deutschland wird die elektromagnetische Belastung von Personen durch die in DIN VDE 0848 festgelegten Grenzwerte beschränkt. Die Werte sind so gewählt, daß keine Reizwirkungen oder thermischen Schädigungen auftreten können.

Es wird unterschieden zwischen *Basiswerten* und *abgeleiteten Werten*. Basiswerte gelten für die biologisch unmittelbar wirksamen Größen Stromdichte

j [A/m^2], Körperstrom I [A] und spezifische Absorptionsrate SAR [W/kg]. Abgeleitete Werte sind aus den Basiswerten abgeleitete Grenzwerte für die Feldstärken und die Berührungsspannungen. Abgeleitete Werte werden angegeben, da diese im Gegensatz zu den Basiswerten gemessen werden können. Sie sind so festgelegt, daß bei ihrer Einhaltung selbst im ungünstigsten Fall die Basiswerte nicht überschritten werden können.

In Abbildung 4.20 ist die maximal zugelassene Stromdichte im Körper im Frequenzbereich 0–1 MHz aufgetragen.

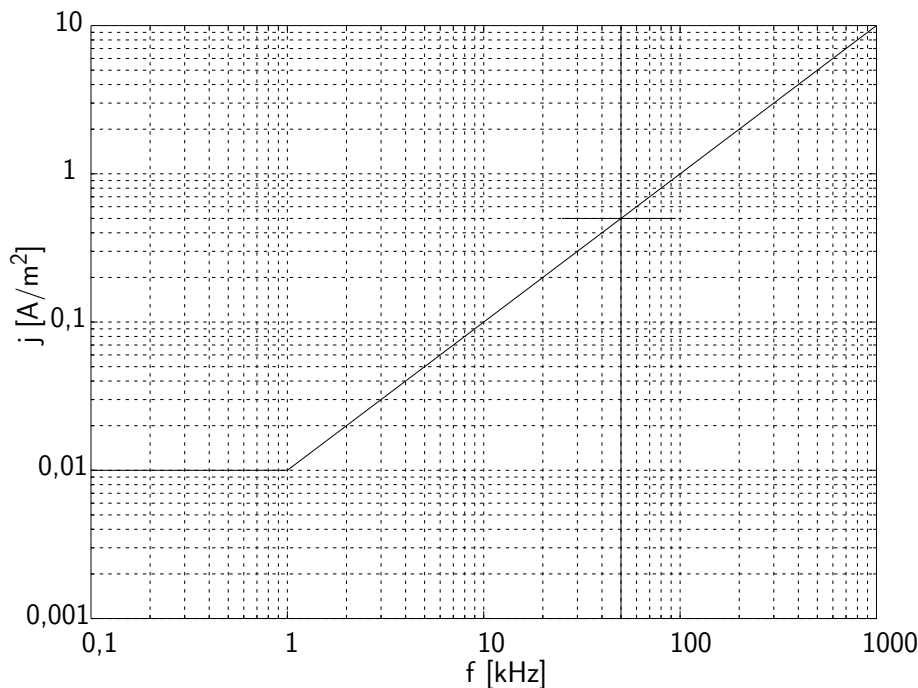


Abbildung 4.20: Zugelassene Grenzwerte der Stromdichte im menschlichen Körper in Abhängigkeit von der Frequenz

Belastung bei kapazitiver Sensorik

Wie in Abschnitt 1.5.3 bereits erwähnt, werden bei dem in dieser Arbeit untersuchten System Koppelkapazitäten von maximal 60 pF erreicht. Dies bedeutet bei der Arbeitsfrequenz von 50 kHz eine Impedanz von 53 k Ω . Bei einem Signal im Voltbereich ergibt sich somit ein Strom der Größenordnung 20 μA durch die Elektrode. Mit der Elektrodenfläche von ca. 150 cm^2 erhält man eine Stromdichte von $j \approx 1 \text{ mA}/\text{m}^2$.

Nach [DIN0848/91] ist bei einer Frequenz von 50 kHz eine Stromdichte bis 0,5 A/m^2 zulässig (vgl. Abbildung 4.20). Die Belastung durch den kapazitiven Detektor liegt mindestens um den Faktor 500 unter diesem Wert.

4.4.2 Einflüsse durch Umweltparameter

Die in Kapitel 3 vorgestellten neuen Meßverfahren führen zu einer drastischen Reduktion von Erdungseinflüssen auf die Kapazitätsmeßwerte. Darüber hinaus können die Meßwerte jedoch durch variable Umweltparameter wie Temperatur, Feuchtigkeit oder Atmosphärendruck beeinflusst werden. Bei einer Anwendung im Automobil variieren diese Parameter stärker als unter Laborbedingungen. Für elektronische Systeme im Fahrzeuginnenraum mit möglicher direkter Sonnenbestrahlung muß nach [BMW N 60013.0] mit folgenden Extrembedingungen gerechnet werden:

Temperatur [°C]: -40 ... +90
Luftfeuchtigkeit [%]: 0 ... 100

Für den Luftdruck ergibt sich mit der barometrischen Höhenformel (siehe z. B. [Dransfeld et al. 1985]) zwischen dem Meeresspiegel und 5000 m Höhe eine Schwankung von ungefähr 0,5 atm.

Es ist zwischen einer Beeinflussung der Meßelektronik und einer Beeinflussung des Elektrodensystems zu unterscheiden. Bei der Elektronik sind die Effekte durch entsprechende schaltungstechnische Maßnahmen zu kompensieren. Dies ist jedoch nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit. Für die in Kapitel 3.1 vorgestellte einfache Meßschaltung wurden Einflüsse durch Schwankungen der Bauelementeparameter in Abschnitt 3.1.3 untersucht. Ist die Abhängigkeit der Parameter von den genannten Umweltfaktoren bekannt, so ist der daraus resultierende Meßfehler mit Hilfe von Gleichung 3.38 zu ermitteln.

Im folgenden betrachten wir die Unsicherheit der gemessenen Kapazitäten aufgrund von Umwelteinflüssen auf das Elektrodensystem.

Auswirkung verschiedener Effekte

Die Kapazität eines Kondensators hängt nach Gleichung 1.37 von seiner Fläche, dem Abstand der Platten und dem Dielektrikum dazwischen ab. Änderungen der Fläche durch Temperatureinflüsse können in unserem Fall vernachlässigt werden. Der Abstand zwischen Elektrode und Körper ist die eigentliche Meßgröße und variiert im Betrieb, jedoch nicht aufgrund von Umwelteinflüssen.

Es bleibt also die Variation des Dielektrikums zu untersuchen. Zwischen der Elektrode und Masse befindet sich der Sitzbezug, Luft und eventuell die Kleidung eines Insassen.

Dielektrizitätskonstante von Luft

In Kapitel 6 von [Baxter 1997] finden sich Angaben zur Dielektrizitätskonstante von Luft bei verschiedenen Umgebungsbedingungen. Bei 0°C und einem Druck von 1 atm beträgt $\varepsilon_{L0} \approx 1,0006$. Die Größenordnungen der Schwankungen sind der Tabelle 4.3 zu entnehmen.

Parameter	relative Änderung von ε_L
Temperatur	5 ppm / °C
relative Feuchte	1,4 ppm / %rF
Druck	100 ppm / atm

Tabelle 4.3: Variation der Dielektrizitätskonstante von Luft, aus [Baxter 1997]

Über den gesamten Einsatzbereich ergibt sich somit eine Unsicherheit von $\Delta\varepsilon_L \approx 0,08\%$. Diese Schwankungen sind für die Sitzbelegungserkennung zu vernachlässigen.

Sitzbezug und Kleidung

In trockenem Zustand ist die Dielektrizitätskonstante von Kleidung und Sitzmaterialien (Schaum, Vliese, Bezug) aufgrund deren geringer Dichte von der Größenordnung eins und ihr Einfluß auf die Sensorik ist zu vernachlässigen.

Bei Nässe, z. B. durch Regen oder Betauung, können sich die Stoffe jedoch vollsaugen. Wasser besitzt eine Dielektrizitätskonstante von $\varepsilon_W \approx 80$ und je nach Salzgehalt Leitwerte bis 5,6 S/m (bei Zimmertemperatur und $f = 100$ kHz, nach [Baxter 1997], Tabelle auf Seite 296). In einem nassen Sitz können also ähnlich hohe Kapazitätswerte entstehen, wie bei der Belegung durch eine Person.

Um eine Fehlentscheidung des Klassifizierungssystems zu verhindern, muß die Feuchtigkeit im Sitz diagnostiziert werden. Damit beschäftigt sich der nächste Abschnitt. Danach wird die Möglichkeit einer Klassifizierung trotz Nässe untersucht.

Erkennung von Feuchtigkeit

Die Abbildungen 4.21 und 4.22 zeigen den zeitlichen Verlauf der Kapazität und des Verlustwinkels einer Elektrode im Fahrzeugsitz, wobei der Sitz mit ca. 0,4 l Wasser begossen wurde. Die Impedanz zwischen Elektrode und Masse (dem Sitzrahmen) wurde mit einem Präzisions-LCR-Meter [HP 1996] bei einer Frequenz von 50 kHz gemessen. Der Versuch wurde drei mal wiederholt. Das Begießen des Sitzes (Abbildung 4.21) wurde mit einer Zeitaufösung von 1 Sekunde aufgezeichnet. Danach stand der Sitz bei Zimmertemperatur ruhig,

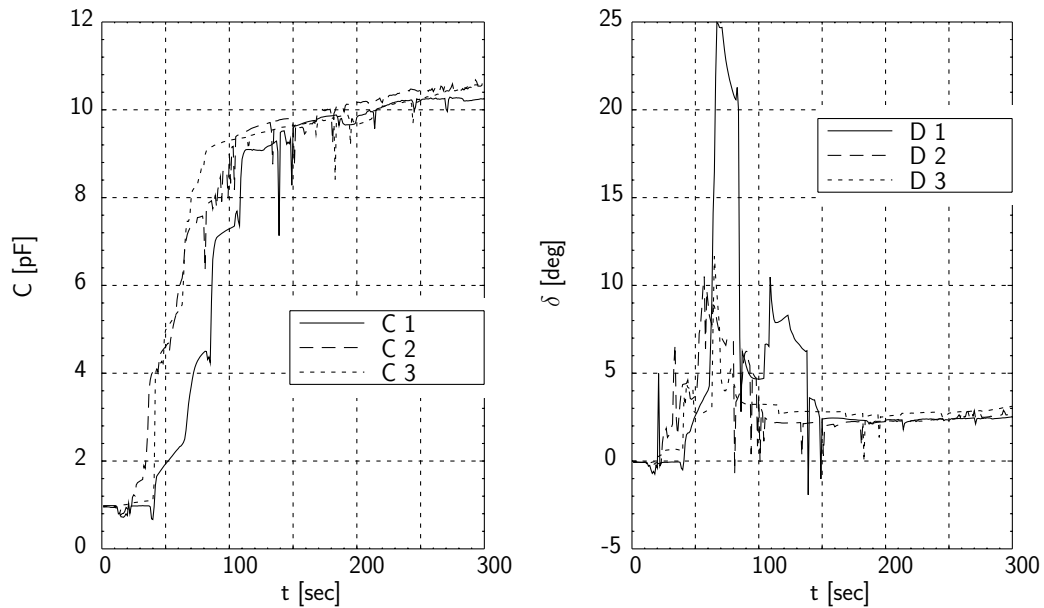


Abbildung 4.21: Verlauf von Kapazität und Verlustwinkel einer Elektrode im Fahrzeugsitz bei Begiessen mit Wasser

bis er wieder trocken war. Für diese Phase ist eine Zeitauflösung von zwei Minuten ausreichend (Abbildung 4.22).

Wie man sieht, steigt die Elektrodenkapazität beim Begiessen rasch auf ca. 10 pF an. Dann steigt sie langsamer weiter. Nach etwa zwei Stunden ist das Maximum von ca. 14 pF erreicht. Beim Trocknen des Sitzes fällt die Kapazität wieder auf den Ausgangswert von 1 pF. Der Versuch dauert etwa 18 Stunden.

Durch die Feuchtigkeit ändert sich der Verlustwinkel δ in charakteristischer Weise. Da aufgrund der relativ guten Leitfähigkeit des menschlichen Körpers der ohmsche Anteil der gemessenen Elektrodenimpedanz normalerweise praktisch gleich Null ist (vgl. Abschnitt 1.5.3), läßt sich die Nässe durch Erfassung von Abweichungen des Verlustwinkels zwischen Spannungs- und Stromsignal diagnostizieren.

Unmittelbar nach dem Begiessen steigt δ kurzzeitig stark an, in einem der Fälle bis 25° . Nach etwa zwei Minuten pendelt sich δ bei ca. 3° ein. Der Verlustwinkel steigt im weiteren Verlauf zunächst auf etwa 30° (nach ungefähr einer Stunde), dann steigt er langsamer weiter. Sein Maximum von etwa 53° erreicht er erst nach ca. 16 Stunden, also nur rund zwei Stunden bevor er beim getrockneten Sitz wieder auf Null gefallen ist.

Diese Messungen zeigen, daß die Erkennung der Feuchtigkeit während der

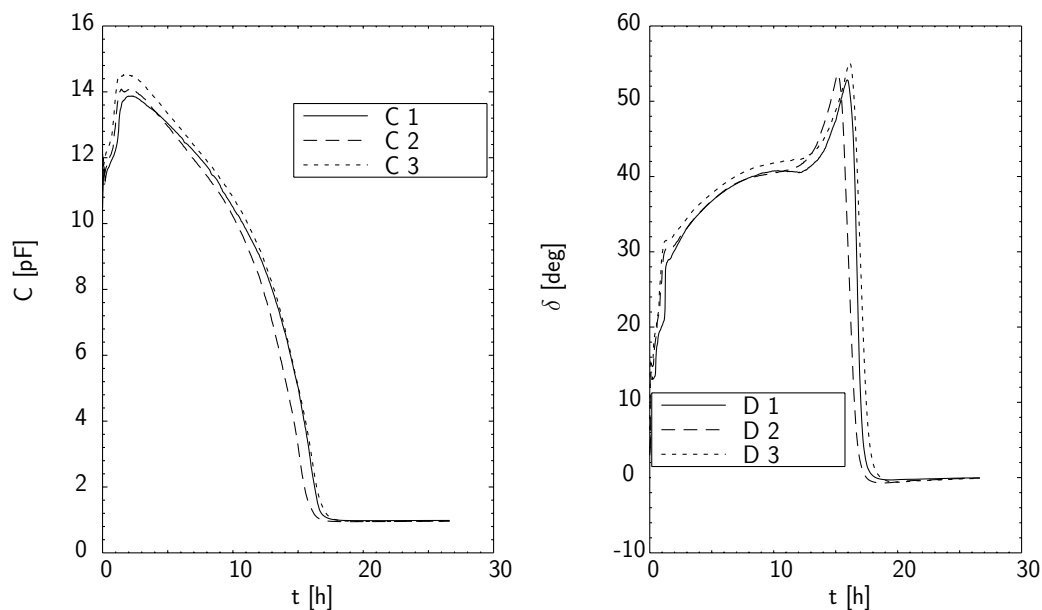


Abbildung 4.22: Verlauf von Kapazität und Verlustwinkel einer Elektrode im Fahrzeugsitz beim Trocknen des nassen Sitzes

Trocknungsphase des Sitzes, also nachdem das Wasser gleichmäßig einge-zogen ist, unproblematisch ist. Um jedoch auch die ersten Minuten der Nässe zu erkennen, muß ein Verlustwinkel der Größenordnung 3° sicher erfasst werden. Dazu muß die Meßelektronik δ mit einer Genauigkeit von mindestens 1° messen.

Klassifizierung bei Feuchtigkeit

Um die Verfügbarkeit des Systems zu erhöhen, wäre es interessant, auch bei nassem Sitz noch eine Klassifizierung vornehmen zu können. Dazu müssen die physikalischen Vorgänge im nassen Sitz genauer betrachtet werden.

Einfluß der Feuchteverteilung

Die Abbildung 4.23 zeigt schematisch den Aufbau eines typischen Versuchssitzes mit Elektroden zur kapazitiven Sitzbelegungserkennung. Der Sitz besteht aus einer Metallwanne, die den Sitzschaum trägt. Darauf liegt ein „Sandwich“ aus Sitzheizung, Abschirmung und Elektrode. Die Sitzheizung ist, wie auch der Metallrahmen, geerdet. Sie muß daher unterhalb der Abschirmung liegen. Um den Anforderungen an Komfort und Durchlüftung gerecht zu werden, sind die

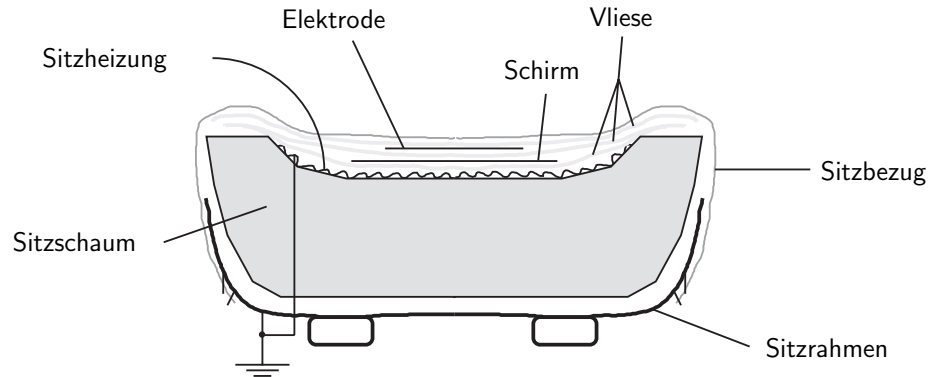


Abbildung 4.23: Schematischer Aufbau eines Autositzes mit Elektroden

leitenden Schichten durch Vliese getrennt. Der Aufbau wird durch den Sitzbezug abgedeckt und zusammengehalten.

Die relevanten Impedanzen im trockenen sowie nassen Sitz sind in den Abbildungen 4.24 und 4.25 vergegenwärtigt. Die gemessene Elektrodenkapazität der Größenordnung 1-2 pF (vgl. Kapitel 4.3) beim trockenen, leeren Sitz entsteht durch Streufelder zum Sitzrahmen, sowie zur Sitzheizung. Im nassen Sitz treten zwei konkurrierende Effekte auf: einerseits entsteht durch das nasse Vlies und den nassen Sitzbezug eine erhöhte kapazitive und ohmsche Kopplung der Elektrode an Masse, Abbildung 4.25 a). Andererseits kann jedoch, wie in Abbildung 4.25 b) dargestellt, ein nasser, also leitfähiger Bereich des Sitzbezugs bei guter Kopplung an den Schirm wie eine Abschirmung über der Elektrode wirken. Dies vermindert die gemessene Kopplung der Elektrode an Masse.

Der Meßwert hängt also empfindlich von der genauen Verteilung der Feuchtigkeit im Sitz (im Bezug, im Vlies, im Schaum) ab. Dies wird auch in den Abbildungen 4.21 und 4.22 deutlich. Beim Begießen treten relativ starke Ausschläge der Signalverläufe auf. Außerdem ergeben sich dabei auch wesentlich größere Abweichungen zwischen den drei Wiederholungen des Versuchs, als im Verlauf der Trocknung.

Interne und externe Kapazität

Die Klassifizierung durch das kapazitive Detektorsystem basiert auf der Auswertung der „externen“ Kapazität, die durch ein Objekt oder eine Person im Sitz entsteht (vgl. Kapitel 4.3). Zur korrekten Klassifizierung trotz Nässe muß zwischen der externen und der „internen“ Kapazität, die durch die Feuchtigkeit verursacht wird, unterschieden werden können. Dazu müßte jedoch bei Feuchtigkeit eine charakteristische Korrelation zwischen den erfassten Parametern, also Kapazität und Verlustwinkel, bestehen. Dies wird im folgenden untersucht.

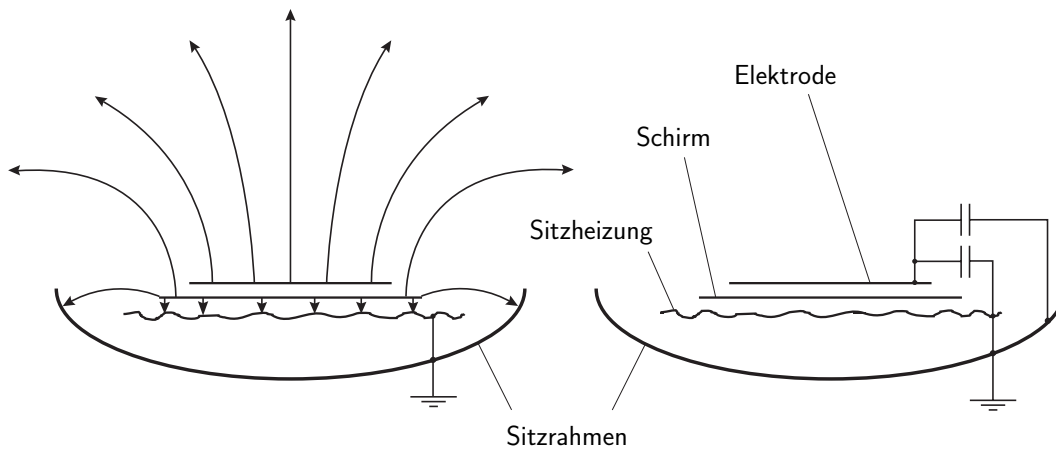


Abbildung 4.24: Feldverlauf und Elektrodenkapazität im trockenen, unbelegten Sitz

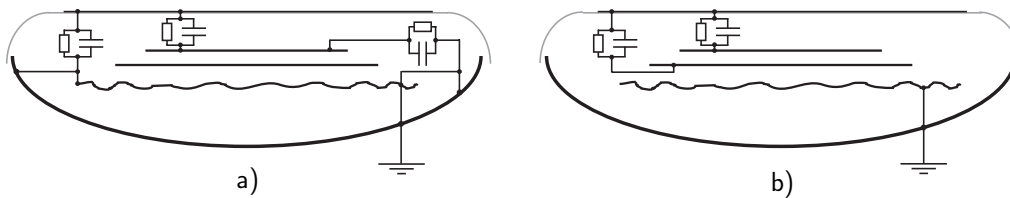


Abbildung 4.25: Impedanzen im nassen, unbelegten Sitz

In Abbildung 4.26 sind nochmals die Meßdaten aus den Abbildungen 4.21 und 4.22 dargestellt, hier jedoch nicht als Zeitverlauf. Es ist jeweils der ohmsche und der kapazitive Anteil des gemessenen komplexen Leitwerts zu jedem Zeitpunkt gegeneinander aufgezeichnet. Zur besseren Vergleichbarkeit ist der Realteil in der Form $Re = C \cdot \tan \delta$ dargestellt. δ ist der gemessene Verlustwinkel, Re ist wie C von der Einheit pF.

In der linken Abbildung wird nochmals deutlich, daß der genaue Verlauf der Meßwerte beim Begießen mit Wasser nicht vorhersagbar ist. Es ist auch keine Korrelation zwischen dem ohmschen und dem kapazitiven Anteil zu erkennen. Beim Trocknen stellt sich hingegen eine reproduzierbare Feuchtigkeitsverteilung im Sitz ein, so daß die Kurven im rechten Bild konvergieren. Sie werden gegen den Uhrzeigersinn durchlaufen und enden alle bei den Koordinaten $C = 1$ pF, $Re = 0$ pF, den Werten des trockenen Sitzes.

Aufgrund dieser Ergebnisse beschränken wir die weitere Untersuchung zur Klassifizierung bei Feuchtigkeit auf die Trocknungsphase.

Dazu wurden noch weitere Feuchtemessungen durchgeführt, wobei sich eine Metallplatte mit Abstandshalter aus Plastik zur Simulation eines Insassen im Sitz befand. Mit Metallplatte ergab sich im trockenen Sitz eine externe Kapazität von 10 pF. In Abbildung 4.27 sind die Verläufe des komplexen Leitwerts beim Trocknen gemeinsam dargestellt. Die mit „L“ gekennzeichneten Kurven wurden beim leeren Sitz aufgenommen, „B“ bezeichnet die Messungen mit

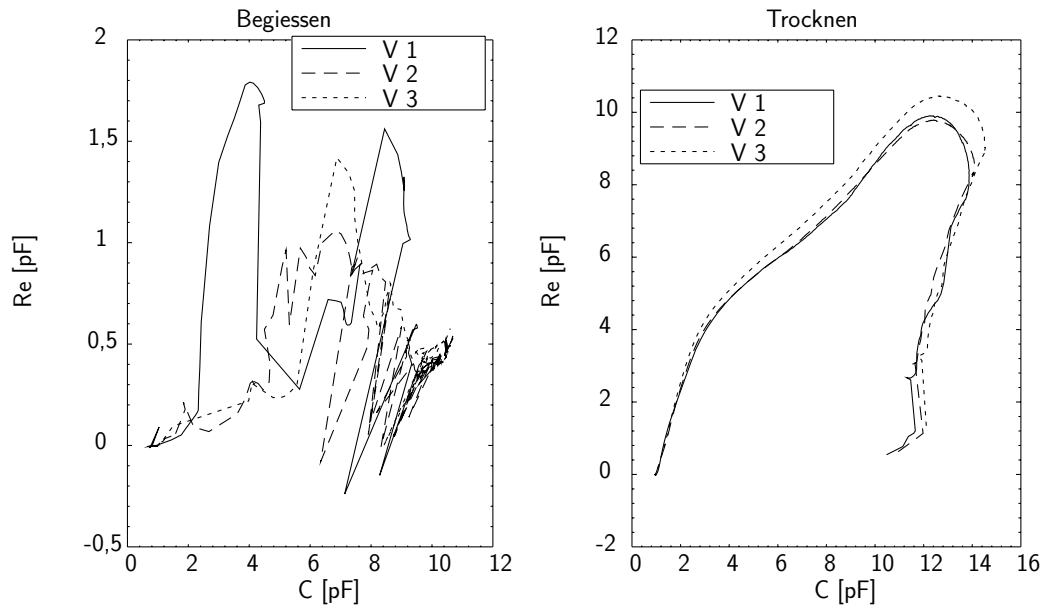


Abbildung 4.26: Verlauf des komplexen Leitwerts einer Elektrode beim Begiessen mit Wasser und beim Trocknen

Metallplatte.

Es wird deutlich, daß sich die Verläufe überlappen: in der Endphase der Trocknung werden mit Metallplatte ganz ähnliche Werte für C und Re gemessen, wie in der Frühphase beim unbelegten Sitz. Eine statische Betrachtung reicht also nicht für eine Unterscheidung der beiden Fälle aus. Erst wenn durch Analyse des Zeitverlaufs ermittelt werden kann, in welcher Phase der Trocknung sich der Sitz jeweils befindet, kann aus den gemessenen C und Re auf C_{ext} geschlossen werden.

Da sich der Vorgang jedoch über mehrere Stunden erstreckt, ist dies für einen Einsatz im Fahrzeug nicht praktikabel. Bei abgestelltem Fahrzeug kann aus Gründen der Ruhestromaufnahme nicht ständig gemessen werden. Zudem müßte bei einer sicherheitskritischen Anwendung *garantiert* werden, daß die gute Reproduzierbarkeit der Signalverläufe, wie sie bei unseren Labormessungen zu erkennen ist, auch beim praktischen Einsatz im Fahrzeug gegeben wäre.

Aus diesen Gründen gehen wir im folgenden davon aus, daß durch das kapazitive Sensorsystem eine Klassifizierung nur bei trockenem Sitz vorgenommen wird. Bei Erkennung von Feuchtigkeit (siehe Abschnitt 4.4.2) wird in einen sicheren Fehlerzustand geschaltet.

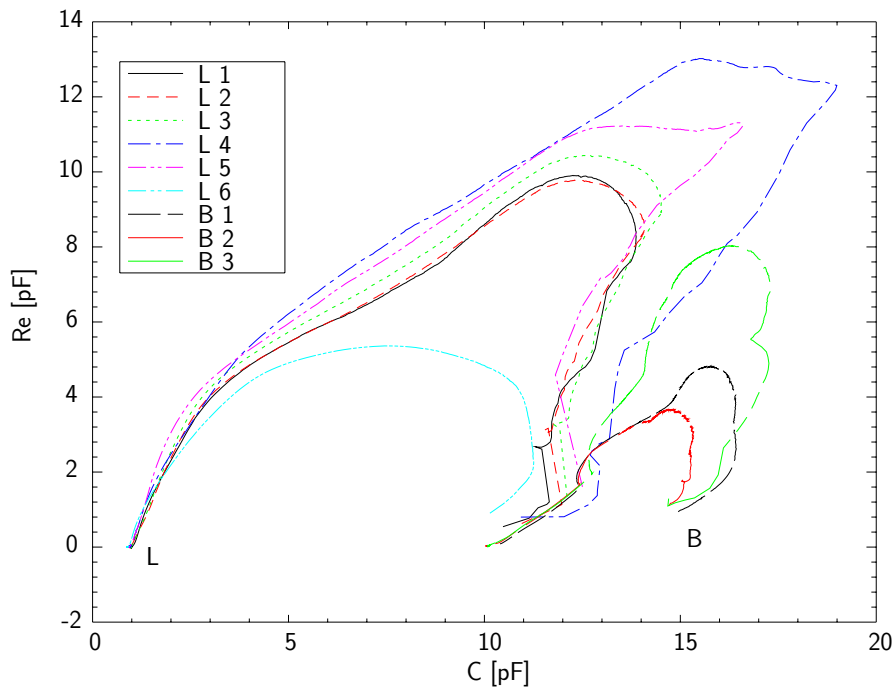


Abbildung 4.27: Verlauf des komplexen Leitwerts einer Elektrode beim Trocknen, unbelegter und belegter Sitz

4.4.3 Strategien zur Entstörung

Da der eigentliche Sensor bei kapazitiven Detektoren eine Antenne darstellt und das Nutzsinal relativ schwach ist (einige μA), muß bei ihrer Entwicklung ein besonderes Augenmerk auf der Robustheit gegen elektromagnetische Störungen liegen. Zur Entstörung sind verschiedene Verfahren denkbar, die an dieser Stelle zusammengestellt und bewertet werden.

Einsatz selektiver Filter

Da die vorgestellten Meßprinzipien auf einer Strommessung bei konstanter Sendefrequenz basieren, ist es prinzipiell möglich durch den Einsatz eines möglichst schmalen selektiven Filters Störungen durch fremde Signale bei anderen Frequenzen zu unterdrücken. In dem relevanten Frequenzbereich werden diese Filter unter Verwendung von Operationsverstärkern und RC-Netzwerken in Form von aktiven Filtern realisiert (vgl. [Seifart 1996]).

Die Wirkung des Filters ist umso besser, je höher seine Ordnung ist. Eine große Frequenzschärfe führt aber aus zwei Gründen zu erhöhten Kosten: erstens erfordert ein Filter höherer Ordnung eine größere Zahl von Bauelementen und zweitens ist bei einem schmalen Frequenzgang ein feinerer Abgleich zwischen Sendefrequenz und Filterfrequenz nötig, was zu geringeren zulässigen Toleranzen der eingesetzten Bauelemente führt.

Ein weiterer Nachteil besteht darin, daß ein selektives Filter keinen Schutz bieten kann gegen breitbandige Störquellen die die Arbeitsfrequenz des Detektors treffen.

Nutzung von Ausweichfrequenzen

Um Störquellen zu detektieren und ihnen auszuweichen ist es sinnvoll, die Messungen in schneller Abfolge bei mehreren verschiedenen Frequenzen durchzuführen und die Ergebnisse zu vergleichen. Weichen die Werte bei einer bestimmten Frequenz stark von den anderen ab, so ist es wahrscheinlich, daß eine Störung vorliegt, und die Messung kann ignoriert werden.

Der schaltungstechnische Aufwand steigt durch diese Maßnahme beträchtlich, denn sowohl der Signalgenerator, als auch die eingesetzten Filter müssen in ihrer Frequenz variabel implementiert werden.

Korrelation mit dem Sendesignal

Bei den betrachteten kapazitiven Detektoren besteht das „Empfangssignal“ aus dem gemessenen Strom. Die an die Elektroden angelegte Spannung stellt das „Sendesignal“ dar. Es wird durch die Detektorschaltung selbst erzeugt. Dieser Sachverhalt läßt sich nutzen: durch die Korrelation des Empfangssignals mit dem Sendesignal lassen sich sehr schmalbandige Filter realisieren, die zudem die im vorhergehenden Abschnitt behandelten Frequenzsprünge unterstützen. Wird die Arbeitsfrequenz gewechselt, so ändert sich automatisch das Referenzsignal für den Korrelator.

Diese Technik wird unter anderem bei der Sensorschaltung der Physics and Media Group am MIT („The Fish“, [Smith 1996], vgl. Abschnitt 2.2.4) angewendet. Bei der *synchronous detection* [Horowitz, Hill 1989] werden Empfangs- und Sendesignal einem Multiplizierer zugeführt. Das Ergebnis wird über ein Intervall von 60 ms integriert. Dadurch werden alle Fourier-Komponenten im Empfangssignal eliminiert, die von der Sendefrequenz abweichen.

Digitale Signalverarbeitung

Immer komplexer werdende Aufgaben der Signalverarbeitung werden heute durch den Einsatz digitaler Signalprozessoren (*DSP*) gelöst. Der schaltungstechnische Aufwand läßt sich so im Vergleich zu analogen Lösungen reduzieren. Wesentliche Vorteile der Digitaltechnik sind zudem die Realisierbarkeit in VLSI-Technik, die höhere Flexibilität von Software und die Stabilität gegenüber Temperatur-, Alterungs- und Betriebsspannungseinflüssen sowie gegenüber Bauteiltoleranzen (vgl. [Seifart 1996]).

Der Einsatzbereich von DSPs wird begrenzt durch ihre Rechenleistung sowie durch die Auflösung und Geschwindigkeit der verfügbaren AD- und DA-Wandler. Aufgrund der rasanten Entwicklung der Mikroelektronik erweitern sich diese Grenzen sehr schnell, bei immer geringeren Kosten.

Bei dem in dieser Arbeit vorgestellten kapazitiven Detektor mit Stromkompensation können wesentliche Aufgaben durch einen DSP übernommen werden:

- Erzeugung des Sendesignals
- Filterung des Meßsignals
- Implementierung des Strom-Reglers

Die Frequenzumschaltung wäre dadurch sehr elegant durch Software-Steuerung von Signalgenerator und Filter zu realisieren. Zusätzlich könnte durch eine regelmäßig durchgeführte „Leermessung“ bei abgeschaltetem Sendesignal der Störhintergrund analysiert werden, beispielsweise durch eine Fourier-Transformation.

4.4.4 Verfahren zur Eigendiagnose

Sicherheitsrelevante elektronische Systeme in modernen Kraftfahrzeugen verfügen über Eigendiagnose-Funktionen um Störungen zu erkennen, ein sicheres Verhalten des Systems zu garantieren, Einträge in einem Fehlerspeicher vorzunehmen und gegebenenfalls eine Warnanzeige zu aktivieren.

Aufgrund der hohen mechanischen Belastungen im Sitz ist es für die Einsetzbarkeit des betrachteten Detektorsystems wichtig, geeignete Strategien zur Diagnose der Sensoren zu entwickeln. Der Begriff „Sensor“ beschreibt hier den Verbund aus Elektrode, Abschirmung sowie ihrer Zuleitungen.

Mögliche Fehler und Auswirkungen

Prinzipiell können an den Sensoren Unterbrechungs- und Kurzschlußfehler auftreten. Tabelle 4.4 zeigt die Auswirkung der unterschiedlichen möglichen Fehler auf die Messung der Elektrodenkapazitäten C_E . Dabei bezeichnet E die Elektrode und G die Abschirmung („Guard“).

In Spalte „Diagnose“ ist angegeben, ob der jeweilige Fehler ohne zusätzliche Maßnahme diagnostizierbar ist (+) oder nicht (-). Fehler 1 ist unproblematisch, da in diesem Fall der gemessene Wert ständig kleiner ist als die Minimalkapazität (leerer Sitz) bei unbeschädigtem Sensor. Bei den Fehlern 2 und 4 wird hingegen die Messung aufgrund der ganz oder teilweise fehlenden Abschirmung zu größeren Meßwerten hin verfälscht, was nicht ohne weiteres von einer Belegung des Sitzes zu unterscheiden ist. Fehlerfall 3 ist im Gegensatz zu

Fehler	Auswirkung	Diagnose
1. Leitungsunterbrechung E	C_E immer zu klein	+
2. Leitungsunterbrechung G	C_E verfälscht (größer)	-
3. E teilweise abgetrennt	C_E verfälscht (kleiner)	o
4. G teilweise abgetrennt	C_E verfälscht (größer)	-
5. Kurzschluß E zu Masse	C_E viel zu groß	+
6. Kurzschluß G zu Masse	C_E verfälscht	-
7. Kurzschluß $E - G$	C_E verfälscht	-

Tabelle 4.4: Mögliche Fehler der Sensoren und Auswirkung auf die Messung

Fehler 1 nur beim unbelegten Sitz zu erkennen, da dann wieder die Minimalkapazität unterschritten wird. Bei belegtem Sitz kann dagegen durch die teilweise intakte Elektrode ein plausibler (aber falscher) Meßwert entstehen. Aus diesem Grund ist die Diagnostizierbarkeit von Fehler 3 mit einer „o“ bewertet. Der fünfte Fall ist wieder zweifelsfrei zu erkennen, da bei einem Kurzschluß der Elektrode zu Masse viel zu hohe und damit unplausible Kapazitäten gemessen werden. Die Fehler 6 und 7 sind hingegen problematisch, da hier die Messung beeinflusst und die Werte verfälscht werden.

Da die Fälle 2, 3, 4, 6 und 7 im normalen Meßbetrieb nicht als Störung zu erkennen sind, müssen geeignete Techniken zu ihrer Diagnose identifiziert werden. Im Einsatz kann dann zyklisch zwischen Messmodus und Diagnosemodus umgeschaltet werden.

Geeignete Diagnoseverfahren

Unterbrechungen von Leitungen sowie Kurzschlüsse werden in der Praxis meist durch Widerstandsmessung überprüft. Dazu müßten in unserem Fall die Zuleitungen von Elektrode und Abschirmung (geschirmt) zum Steuergerät zurückgeführt werden. Neben dem deutlich erhöhten Verkabelungsaufwand, höheren Kosten und zusätzlichen möglichen Fehlerquellen hätte diese Methode den Nachteil, daß ein partielles Abreißen von Elektrode oder Schirmung (Fehler 3 und 4) nicht in jedem Fall detektierbar wäre.

Kapazitive Diagnose

Eine elegante Möglichkeit zur Überwachung der Sensoren besteht darin, nicht nur die Kapazität der Elektrode zu messen, sondern parallel dazu auch die Kapazität C_{GE} zwischen Elektrode und Abschirmung zu kontrollieren [Grießbach, Marschner et al. 1998]. In den Fehlerfällen 2, 3 und 4 nimmt C_{GE} ab, im Fall 7 nimmt die Kopplung drastisch zu.

Umsetzung

Die im ersten Abschnitt dieses Kapitels vorgestellte Grundschaltung (Abbildung 3.4) läßt sich durch geringfügige Ergänzungen für die kapazitive Eigendiagnose erweitern. Diese sind in Abbildung 4.28 dargestellt. Durch einen Schalter

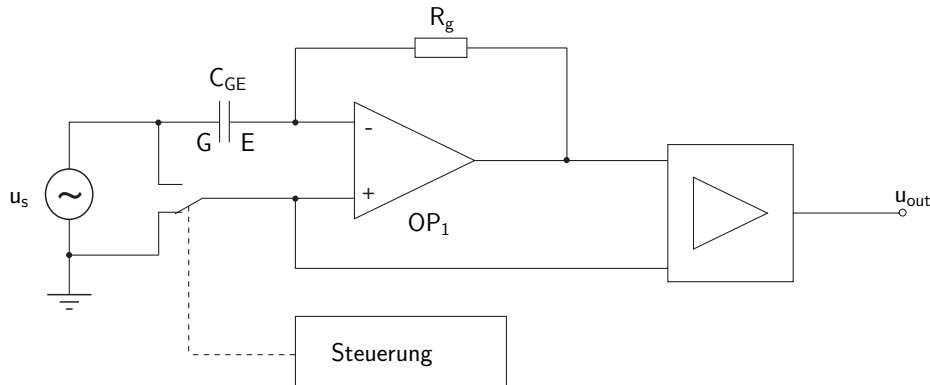


Abbildung 4.28: Messung von C_{GE} zur Diagnose der Sensoren

wird der nichtinvertierende Eingang des Meß-OPs vom Schirm getrennt und an Masse angelegt. Dadurch sendet die Abschirmung weiter und die Elektrode fungiert als Empfänger auf virtuellem Massepotential. Das Empfangssignal ist dann proportional zu C_{GE} . Wird zusätzlich ein Widerstand vor den Schirm geschaltet, so ist auch Fehlerfall 6 diagnostizierbar. Denn dann bricht bei einem Kurzschluß zwischen Abschirmung und Masse die Sendespannung an der Abschirmung zusammen, was zu einem fehlenden Signal an der Elektrode führt. Bei einem praktischen Einsatz würde der Schalter zyklisch von Stellung „Messen“ auf Stellung „Diagnose“ und zurück gestellt.

Kapitel 5

Zusammenfassung und Ausblick

Kapazitive Sensoren und Detektoren finden in der Technik vielfältige Einsatzmöglichkeiten. Motivation dieser Arbeit war die Anwendung kapazitiver Detektorverfahren zur Sitzbelegungserkennung in Kraftfahrzeugen. Ihr Ziel liegt jedoch nicht in einem serientauglich entwickelten Erkennungssystem. Da es sich um ein komplexes und sicherheitsrelevantes Thema handelt, waren grundlegende Aufgaben zu lösen. Im Mittelpunkt der Arbeit steht die Analyse, Bewertung und Weiterentwicklung kapazitiver Detektorverfahren, die auch auf andere Anwendungen übertragbar sind.

Nach einer umfassenden Darstellung der physikalischen Grundlagen und des Funktionsprinzips haben wir in Abschnitt 1.5.3 gezeigt, daß das Grundprinzip der Detektion von Personen mittels elektrischer Felder auf der Bestimmung der Kapazitäten zwischen dem Körper und den Elektroden beruht. Körpergewebe weist zwar eine charakteristische Dispersion über der Frequenz auf (vgl. Abschnitt 1.5.2), diese Tatsache ist jedoch nicht nutzbar, – etwa zur Unterscheidung zwischen Personen und Objekten – da die erzielbare Kopplung der Elektroden an das detektierte Objekt in der Praxis zu gering ist.

Daran anschließend wurden in Kapitel 2 bei der Analyse des Stands der Technik der kapazitiven Detektoren verschiedene Probleme identifiziert, die für einen praktischen Einsatz hinderlich sind. Neben der geringen Reichweite sind dies der Einfluß der unbekannteren Erdung des detektierten Objekts auf die Messung, die Abhängigkeit von der gegebenen Geometrie, sowie die Störung der Messung durch Umwelteinflüsse.

Aufgrund dieser Nachteile werden kapazitive Detektorverfahren als nicht gut geeignet für eine Positionsbestimmung eingestuft. Die Arbeit konzentriert sich somit auf eine Anordnung zur Sitzbelegungsklassifizierung, wobei die Elektroden im Fahrzeugsitz angeordnet sind.

Basierend auf einem physikalischen Modell und einem daraus abgeleiteten Ersatzschaltbild wurden für diese Geometrie zwei verschiedene Methoden zur Reduzierung des Erdungseinflusses entwickelt. Sie gelten allgemein bei guter

Kopplung der Elektroden an das detektierte Objekt, sind also auch in anderen Anwendungen als der hier betrachteten einsetzbar.

Bei der ersten Methode [Marschner et al. 1998] wird durch Kombination der verschiedenen bekannten kapazitiven Meßmodi die Erdung des Insassen rechnerisch eliminiert. Die Wirksamkeit des Verfahrens wurde experimentell bestätigt. Es wurde jedoch auch gezeigt, daß im Fall einer schlechten Kopplung einer Elektrode an den Insassen, – was bei vornübergebeugter Haltung der Fall ist – die Ergebnisse nicht befriedigend sind. Durch eine Verfeinerung des zugrundegelegten Ersatzschaltbilds konnte das Verfahren für diesen Fall erweitert werden.

Bei der zweiten Methode [Grießbach, Marschner et al. 1998] werden Erdungseinflüsse nicht rechnerisch, sondern durch eine aktive Stromkompensation meßtechnisch eliminiert. Die verschiedenen Verfahren wurden bezüglich ihrer Wirksamkeit und der praktischen Eignung verglichen. Der Erdungseinfluß wird durch beide Verfahren gleichermaßen reduziert. Für den praktischen Einsatz ist das Verfahren der aktiven Stromkompensation besser geeignet, da nicht zwischen verschiedenen Meßmodi umgeschaltet werden muß.

Die konkrete Anwendung des vorgestellten kapazitiven Detektorsystems wurde in Kapitel 4 behandelt. Airbagsysteme in modernen Personenkraftwagen können die Insassen bei Unfällen schützen, durch das sehr schnelle Aufblasen in bestimmten Fällen jedoch auch gefährden. In der Einführung des Kapitels wurde gezeigt, daß zur Beseitigung dieses Nachteils eine Sensorik (*Sitzbelegungserkennung*) nötig ist, die die Position des Insassen ermittelt. Für den Beifahrersitz muß außerdem eine Unterscheidung zwischen Personen und Kindersitzen getroffen werden. Es wurde gezeigt, daß die Positionsbestimmung und die Belegungsklassifizierung grundsätzlich verschiedene Aufgaben darstellen, sowie ein Überblick über die Vor- und Nachteile verschiedener Lösungsansätze gegeben. Aufgrund der hohen Sicherheitsrelevanz eines solchen Systems wird allgemein der Weg verfolgt, mehrere physikalische Sensorprinzipien zu einer Aussage zu kombinieren.

Daraufhin wurde die Sitzbelegungsklassifizierung mittels des vorgestellten kapazitiven Sensorsystems untersucht. Basierend auf einer Darstellung der theoretischen Grundlagen der Klassifizierung wurden unterschiedliche mögliche Herangehensweisen vorgestellt und verglichen. Es wurde gezeigt, daß für die vorliegende Problemstellung ein geometrischer Lösungsweg am geeignetsten ist. Analytische Methoden, sowie Ansätze mittels neuronaler Netze, wurden verworfen.

Daran anschließend wurde untersucht, welche Klassen durch das System zu unterscheiden sind. Durch Messungen mit mehreren Versuchspersonen wurde gezeigt, daß sich kapazitive Detektoren kaum zur Bestimmung von Gewichtsklassen eignen, da die Dicke der Bekleidung einen stärkeren Einfluß auf die Meßwerte hat, als das Gewicht eines Insassen. Das System kann jedoch zur

Unterscheidung zwischen Personen und Kindersitzen eingesetzt werden. Dazu wurde ein einfacher statischer Algorithmus entwickelt.

Bei der betrachteten Anwendung zur Sitzbelegungserkennung müssen automobilspezifische Randbedingungen berücksichtigt werden. Es wurde zunächst analysiert, ob durch ein derartiges System eine gesundheitliche Belastung durch „Elektrosmog“ zu befürchten wäre, da dies einen Einsatz verhindern würde. Die Frage kann klar verneint werden, da die eingesetzte elektrische Leistung um viele Größenordnungen unterhalb einer biologisch wirksamen liegt. Zudem ist der betrachtete Frequenzbereich unproblematisch, da hier keine Reizwirkungen auftreten, sondern lediglich thermische Wirkungen. Nicht zuletzt ist das kapazitive Meßprinzip wegen der Abwesenheit magnetischer Felder unbedenklich. Magnetfelder haben, aufgrund der wesentlich höheren Eindringtiefe, eine stärkere biologische Wirkung als elektrische Felder.

In Abschnitt 4.4.2 wurden Einflüsse auf die Meßwerte durch veränderliche Umgebungsparameter untersucht. Es wurde gezeigt, daß Temperatur und Luftdruck keinen nennenswerten Einfluß haben. Durch Feuchtigkeit kann die Kapazitätsmessung jedoch stark verfälscht werden. Zum Ausschluß einer Fehlklassifizierung wurde eine Methode zur Erkennung dieses Falls entwickelt. Anhand von Versuchen wurde gezeigt, daß sich durch die Nässe der gemessene Verlustwinkel in charakteristischer Weise ändert.

Die Verfügbarkeit des Systems ließe sich erhöhen, wenn bei feuchtem Sitz noch eine Klassifizierung vorgenommen werden könnte. Hierzu wurde untersucht, ob durch Korrelationen zwischen Real- und Imaginärteil der erfassten Elektrodenimpedanz auf die „tatsächliche“ Kapazität im Sitz zurückgeschlossen werden kann. Theoretische Überlegungen und dazu durchgeführte Messungen haben ergeben, daß die Meßwerte stark von der Feuchtigkeitsverteilung im Sitz abhängen. Aus diesem Grund sind bei frisch berechneten Sitzen keine reproduzierbaren Signalverläufe gegeben und es kann keine Klassifizierung vorgenommen werden. Bei den Laborversuchen stellte sich jedoch nach einigen Stunden des Trocknens eine reproduzierbare Feuchteverteilung ein. Um daraus eine in der Praxis einsetzbare Methode zur Klassifizierung bei feuchtem Sitz zu entwickeln, müßte allerdings garantiert werden, daß dies auch unter verschiedensten Einflüssen im Fahrzeug der Fall wäre. Da es sich bei dem betrachteten System um eine sicherheitsrelevante Anwendung handelt, wurde dieser Weg nicht weiterverfolgt. Es wird davon ausgegangen, daß bei Erkennung von Feuchtigkeit in einen sicheren Fehlerzustand geschaltet wird, bis der Sitz getrocknet ist.

In Abschnitt 4.4.3 wurden verschiedene Strategien zur Entstörung aufgezeigt. Neben dem Einsatz selektiver Filter sind dies die Nutzung von Ausweichfrequenzen und die Korrelation des Meßsignals mit dem Sendesignal. Es wurde auch auf den Einsatz einer digitalen Signalverarbeitung eingegangen.

Im praktischen Einsatz muß ein sicherheitsrelevantes Steuergerät über Funk-

tionen zur Eigendiagnose verfügen. Dieser Aspekt der Meßelektronik wurde in Abschnitt 4.4.4 betrachtet. Anhand einer Analyse der möglichen Fehler und ihrer jeweiligen Auswirkungen auf die Messung wurden geeignete Verfahren zur Eigendiagnose des Systems erarbeitet.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden zahlreiche Messungen durchgeführt. Dazu wurde eine Operationsverstärkerschaltung entwickelt und implementiert. Die Funktionsweise der Schaltung, sowie die Umsetzung und Dimensionierung, wurden in Kapitel 3.1 erläutert. Es wurde eine Analyse des Einflusses einer Variation der verschiedenen Schaltungsparameter durchgeführt und die damit erzielbare Meßgenauigkeit durch Fehlerfortpflanzung ermittelt.

Zukünftige Arbeiten werden sich mit der Erweiterung des Algorithmus befassen. Zum einen müssen dynamische Veränderungen der Meßsignale im Verlauf einer Fahrt mit einbezogen werden. Zum anderen ist zu untersuchen, wie die kapazitiven Detektoren zur Sicherstellung der geforderten verschwindenden Fehlerraten der Klassifizierung durch andere, redundante Sensorprinzipien optimal ergänzt werden können. Theoretische Vorüberlegungen dazu wurden bereits in Abschnitt 4.3.6 angestellt.

Literaturverzeichnis

- [Ahlers, Warnecke 1991] Ahlers, R.-J., H. J. Warnecke: *Industrielle Bildverarbeitung*, Addison-Wesley, Bonn, 1991.
- [Allport et al. 1995] Allport, D., T. G. Zimmerman, J. A. Paradiso, J. R. Smith, N. A. Gershenfeld: Electric Field Sensing and the „Flying Fish“, in *ACM-Springer Multimedia Systems Journal special issue on Multimedia and Multisensory Virtual Worlds*, ACM Press, Denver, 1995.
- [Barile 1998] Barile, J. B.: The Theremin Home Page, 1998.
<http://www.nashville.net/~theremin/>
- [Bassett 1989] Bassett, C. A. L.: Fundamental and practical aspects of therapeutic uses of pulsed electromagnetic fields, in *CRC Crit. Rev. Biomed. Eng.*, **17**, S. 451–529, 1989.
- [Bauer 1994] Bauer, R.: *Numerische Berechnung von Kapazitäten in dreidimensionalen Verdrahtungsstrukturen*, Dissertation, Technische Universität Wien, 1994.
- [Baxter 1997] Baxter, L. K.: *Capacitive Sensors: Design and Applications*, IEEE Press, New York, 1997.
- [BG 1997] Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik (Hrsg.): *Regeln für Sicherheit und Gesundheitsschutz an Arbeitsplätzen mit Exposition durch elektrische, magnetische oder elektromagnetische Felder*, Köln, 1997.
- [Billen et al. 1998] Billen, K. et al.: Occupant classification system for smart restraint systems, in *Airbag 2000+, 4th International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 30.1–30.5, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1998.
- [Blackburn et al. 1998] Blackburn, B. K., S. B. Gentry, J. F. Mazur, C. E. Steffens Jr., J. E. Bessonon, W. M. Jarocha: Method and apparatus for sensing an occupant position using capacitance sensing, *United States Patent US 5722686*, Mar. 3, 1998.

- [BMW N 60013.0] Elektrik-/Elektronik-Baugruppen in Kraftfahrzeugen: Anforderungen, Prüfbedingungen, Begriffe, *BMW Werknorm 60013.0 Teil 1 (Entwurf)*, München, 1997.
- [Bossert, Dahme 1988] Bossert, T., M. Dahme: Beeinflussung von Herzschrittmachern durch leistungsstarke Funksender, in *EMV Kongreß Karlsruhe '88*, S. 545–554, Schmeer, H. R., M. Bleicher (Hrsg.), Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg, 1988.
- [Brasseur, Eberharter 1992] Brasseur, G., T. Eberharter: Kapazitiver, absolut messender Winkelsensor für den Einsatz im Kraftfahrzeug, *Elektronik im Kraftfahrzeug*, VDI Bericht, **1009**, S. 315–326, 1992.
- [Bullock 1982] Bullock, T. H.: Electroreception, *Ann. Rev. Neuroscience*, **5**, S. 121–170, 1982.
- [Cole 1972] Cole, K. S.: *Membranes, Ions and Impulses*, University of California Press, Berkeley, 1972.
- [Deetjen, Speckmann 1994] Deetjen, P., E. J. Speckmann: *Physiologie*, 2. Auflage, Urban und Schwarzenberg Verlag, München/Wien/Baltimore, 1994.
- [DeLeonardis et al. 1998] DeLeonardis, D. M., S. A. Ferguson, J. F. Pantula: Driver seating position survey, in *Automotive Engineering International*, May 1998.
- [DIN0848/91] Sicherheit in elektromagnetischen Feldern, Schutz von Personen im Frequenzbereich von 30 kHz bis 300 GHz, *Deutsche Norm DIN VDE 0848 Teil 2 (Entwurf)*, 1991.
- [Dransfeld et al. 1985] Dransfeld, K., P. Kienle, H. Vonach: *Physik I*, Oldenbourg, München/Wien, 1985.
- [Dukhin 1971] Dukhin, S. S.: Dielectric Properties of Disperse Systems, *Surface Colloid Sci.*, **3**, S. 83, 1971.
- [Eißler 1996] Eißler, W. (Hrsg.): *Praktischer Einsatz von berührungslos arbeitenden Sensoren*, expert verlag, Renningen-Malmsheim, 1996.
- [Everitt 1974] Everitt, B. S.: *Cluster Analysis*, Heinemann, London, 1974.
- [Ferguson 1998] Ferguson, S. A.: An update on the real-world experience of passenger airbags in the United States, in *Airbag 2000+, 4th International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 2.1–2.18, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1998.
- [Foster, Schwan 1986] Foster, K. R., H. P. Schwan: Dielectric Properties of Tissues, in *CRC Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, S. 27–96, Polk, C., E. Postow (Hrsg.), CRC Press, Boca Raton, 1986.

- [Franklin et al. 1978] Franklin, R. C. et al.: Electronic wall stud sensor, *United States Patent US 4099118*, July 4, 1978.
- [Garner 1967] Garner, L.: For that different sound, *Popular Electronics*, S. 29–33, 102–103, 1967.
- [Geddes, Baker 1967] Geddes, L. A., L. E. Baker: The specific resistance of biological material – a compendium of data for the biomedical engineer and physiologist, *Med. & biol. Eng.*, **5**, S. 271–293, Pergamon Press, 1967.
- [Gershenfeld 1996] Gershenfeld, N. A.: Non-Contact Sensing of People and Things, in *SAE Convergence 96*, S. 49–53, 1996.
- [Gerstenmaier et al. 1997] Gerstenmaier, J., G. Haubner, B. Pirkl, R. Bonss, D. Faber, H.-D. Schmid: kapazitive Sitzbelegungserkennung, *Deutsches Patent DE 19547842 A1*, 1997.
- [Grant et al. 1978] Grant, E. H., R. J. Sheppard, G. P. South: *Dielectric Behaviour of Biological Molecules in Solution*, Oxford University Press, Oxford, 1978.
- [Greiner 1991] Greiner, W.: *Klassische Elektrodynamik*, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, Thun, 1991.
- [Grießbach, Marschner et al. 1998] Grießbach, R., C. Marschner, L. Eisenmann, Y. Lu: Kapazitive Sitzbelegungserkennung mit Fehlerstromkompensation, *Deutsche Patentanmeldung DE 19812626.3*, 1998.
- [Hanai 1968] Hanai, T.: Electrical properties of emulsions, in *Emulsion Science*, Kap. 5, Sherman, P. (Hrsg.), Academic Press, New York, 1968.
- [Heidjann 1994] Heidjann, J.: *Hochfrequenz-Meßverfahren zur Diagnostik von Verletzungen und Überlastungserscheinungen des aktiven und passiven Bewegungsapparates*, Diplomarbeit, Institut für Bewegungswissenschaften, Westfälische Wilhelms-Universität Münster, 1994.
- [Hinton et al. 1986] Hinton, G. E., D. E. Rumelhart, R. J. Williams: Learning Representations by Backpropagation Errors, *Nature*, **323**, S. 533–536, 1986.
- [Hollowell et al. 1998] Hollowell, W. T., L. Summers, G. C. Rains: The need for advanced air bag technology, in *Airbag 2000+, 4th International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 5.1–5.19, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1998.
- [Horowitz, Hill 1989] Horowitz, P., W. Hill: *The Art of Electronics*, S. 889, Cambridge University Press, New York, 1989.
- [Höwing 1998] Höwing, M.: Seat Occupant Detection System, *European Patent EP 0745038 B1*, April 15, 1998.

- [HP 1996] Hewlett Packard Japan LTD: *HP 4284 A Precision LCR Meter Operation Manual*, Kobe (Japan), 1996.
- [James 1985] James, M.: *Classification Algorithms*, Collins Professional and Technical Books, London, 1985.
- [Kinnebrock 1994] Kinnebrock, W.: *Neuronale Netze: Grundlagen, Anwendungen, Beispiele*, Oldenbourg Verlag, München, 1994.
- [Kirchhoff 1985] Kirchhoff, G.: Die Hochfrequenz-Diagnostik der Anthroposkopie, ein sicheres Verfahren der Früherkennung, *raum & zeit*, **18**, S. 4–8, 1985.
- [Kithil et al. 1998] Kithil, P. W., M. H. Barron, W. C. McIntosh: Motor vehicle occupant sensing systems, *United States Patent US 5802479*, Sept. 1, 1998.
- [Kleinberg et al. 1998] Kleinberg, R., S. D. Hanson, J. C. Thompson, S. K. Underwood, E. L. Cooper Jr., C. T. Harston: Vehicle occupant sensing system, *United States Patent US 5770997*, June 23, 1998.
- [Koch 1999] Koch, C.: *Sitzbelegungserkennung im Kfz durch digitale Bildverarbeitung*, Diplomarbeit, Fachhochschule Nordostniedersachsen, 1999.
- [Kopitzki 1989] Kopitzki, K.: *Einführung in die Festkörperphysik*, Teubner, Stuttgart, 1989.
- [Kröger, Unbehauen 1993] Kröger, R., R. Unbehauen: *Elektrodynamik*, 3. Auflage, Teubner, Stuttgart, 1993.
- [Lindner et al. 1984] Lindner, H., H. Brauer, C. Lehmann: *Elektrotechnik – Elektronik*, VEB Fachbuchverlag, Leipzig, 1984.
- [Long 1975] Long, D. K.: Occupancy detector apparatus for automotive safety system, *United States Patent US 3898472*, Aug. 5, 1975.
- [Lu, Marschner et al. 2002] Lu, Y., C. Marschner, L. Eisenmann, S. Sauer: The new Generation of the BMW Child Seat and Occupant Detection System SBE2, *International Journal of Automotive Technology*, **3**(2), S. 53–56, 2002.
- [Marschner et al. 1998] Marschner, C., L. Eisenmann, R. Griebbach, Y. Lu: Eliminierung des Masseeinflusses bei kapazitiver Sensorik, *Deutsche Patentanmeldung DE 19847750.3*, 1998.
- [Marschner et al. 2000] Marschner, C. et al.: Kapazitive Sitzbelegungserkennung in Kraftfahrzeugen: das BMW FDS-System, *Elektronik im Kraftfahrzeug*, Sonderheft zur VDI Konferenz, Baden-Baden, 2000.

- [Marschner et al. 2002] Marschner, C., L. Eisenmann, R. Griebbach, Y. Lu: Method for capacitive object recognition in vehicles, *United States Patent US 6437695 B1*, 2002.
- [Moloney et al. 1998] Moloney, J., A. Corrado, G. Pateuil, N. Nicholas: Automotive occupancy sensor (AOS), in *Airbag 2000+, 4th International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 36.1, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1998.
- [Münch 1987] Münch, W.: *Elektrische und magnetische Eigenschaften der Materie*, Teubner, Stuttgart, 1987.
- [NRC 1997] National Research Council (U.S.): *Possible health effects of exposure to residential electric and magnetic fields*, National Academy Press, Washington D.C., 1997.
- [Paradiso, Gershenfeld 1997] Paradiso, J. A., N. A. Gershenfeld: Musical Applications of Electric Field Sensing, in *Computer Music Journal*, **21**(2), S. 69–89, 1997.
- [Pethig 1979] Pethig, R.: *Dielectric and Electronic Properties of Biological Materials*, John Wiley & Sons, New York, 1979.
- [Polk, Postow 1986] Polk, C., E. Postow (Hrsg.): *CRC Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, CRC Press, Boca Raton, 1986.
- [Polk 1993] Polk, C.: Therapeutic applications of low frequency electric and magnetic fields, in *Advances in electromagnetic fields in living systems*, S. 129–148, Plenum Press, New York, 1993.
- [Reißenweber 1996a] Reißenweber, J., E. David, J. Fachner: Elektrische und magnetische Felder und ihre biologischen Wirkungen im Nieder- und Hochfrequenzbereich, in *Zbl. Arbeitsmed.*, **46**, S. 206–219, 1996.
- [Reißenweber 1996b] Reißenweber, J., E. David: Elektromagnetische Effekte auf biologische Systeme, in *Therapiewoche*, **14**, S. 750–759, 1996.
- [Schanne und P.-Ceretti 1978] Schanne, O. F., E. R. P.-Ceretti: *Impedance Measurements in Biological Cells*, John Wiley & Sons, New York, 1978.
- [Schrüfer 1990] Schrüfer, E.: *Elektrische Meßtechnik*, Carl Hanser Verlag, München, Wien, 1990.
- [Schwan 1963] Schwan, H. P.: Determination of Biological Impedances, in *Physical Techniques in Biological Research*, Kap. 6, S. 323–407, Oster, G. et al. (Hrsg.), Academic Press, New York, 1963.
- [Schwan 1981] Schwan, H. P.: Electrical Properties of Cells, in *Biophysical Approach to Excitable Systems*, Adelman, W.S., D. Goldman (Hrsg.), Plenum Press, New York, 1981.

- [Seifart 1996] Seifart, M.: *Analoge Schaltungen*, Verlag Technik, Berlin, 1996.
- [Seiff 1997] Seiff, I.: *BMW - Faszination aus Technik und Design*, Bechtermünz Verlag, Augsburg, 1997.
- [Serban et al. 1996] Serban, B., P. Schockmel, M. Witte: Detection of passenger presence and child seat detection, in *Airbag 2000, 3. International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 18.1–18.13, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1996.
- [Sheffe 1959] Sheffe, H.: *The Analysis of Variance*, John Wiley & Sons, New York, 1959.
- [Smith 1996] Smith, J. R.: Field Mice: extracting hand geometry from electric field measurements, *IBM Systems Journal*, 1996.
<http://www.almaden.ibm.com/journal/sj/mit/sectione/smith.html>
- [Steiner, Bischoff 1998] Steiner, P., M. Bischoff: Sensors for adaptive omnidirectional intelligent safety systems (ADONIS), in *Airbag 2000+, 4th International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 7.1–7.19, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1998.
- [Stoy et al. 1982] Stoy, R. D., K. R. Foster, H. P. Schwan: Dielectric properties of mammalian tissues from 0.1 to 100 MHz: a summary of recent data, *Phys. Med. Biol.*, **27**, S. 501–513, 1982.
- [TI 1995] Texas Instruments Incorporated: *Operational Amplifiers and Comparators Data Book*, Dallas, 1995.
- [Tränkler, Obermeier 1998] Tränkler, H.-R., E. Obermeier (Hrsg.): *Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft*, Springer, Berlin/Heidelberg/New York, 1998.
- [Vranish, McConnell 1992] Vranish, J., R. McConnell: Driven Shielding Proximity Sensor, *United States Patent US 5166679*, Nov. 24, 1992.
- [Vranish 1994] Vranish, J., R. McConnell: Capaciflector Camera, *United States Patent US 5373245*, Dec. 13, 1994.
- [Vranish 1996] Vranish, J.: Capaciflector Camera, NASA Space Telerobotics Program, 1996.
http://ranier.oact.hq.nasa.gov/telerobotics_page/Technologies/0266.html
- [Wirsum 1994] Wirsum, S.: *Das Sensor-Kochbuch*, IWT Verlag, Bonn, 1994.
- [Yasuda et al. 1989] Yasuda, T., J. Sato, M. Ohashi: Capacitive occupancy detector apparatus, *United States Patent US 4796013*, Jan. 3, 1989.

- [Zimmerman et al. 1995] Zimmerman, T. G., J. R. Smith, J. A. Paradiso, D. Allport, N. A. Gershenfeld: Applying Electric Field Sensing to Human-Computer Interfaces, in *CHI 95 Human Factors in Computing Systems*, S. 280–287, ACM Press, Denver, 1995.
- [Zinke 1982] Zinke, O.: *Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe*, Springer, Berlin/Heidelberg/New York, 1982.
- [Zuppichini, Bigi 1998] Zuppichini, F., D. Bigi: Pre-impact emergency maneuvers and driver movements: Implications for advanced restraint systems, in *Airbag 2000+, 4th International Symposium on Sophisticated Car Occupant Safety Systems*, S. 49.1–49.10, ICT Fraunhofer Institut Chemische Technologie, Karlsruhe, 1998.