

Ambiente kapazitive EKG-Messung — Elektroden, Systeme und Konzepte

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Stephan Heuer
aus Rottweil

Hauptreferent: Prof. Dr. rer. nat. Wilhelm Stork
Korreferentin: Prof. Dr.-Ing. Tanja Schultz
Tag der mündlichen Prüfung: 11. Juli 2011

09. September 2011

Für Sabine.
Für Julia, Hanne und Otto.

Danksagung

Diese Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am FZI Forschungszentrum Informatik im Forschungsbereich Embedded Systems and Sensors Engineering (ESS). Für die Möglichkeit der Promotion und die Betreuung dieser Arbeit möchte ich mich besonders bei Herrn Prof. Dr. rer. nat. Wilhelm Stork bedanken. Seine wohlwollende Unterstützung in zahlreichen inspirierenden Gesprächen und Diskussionen, aber auch das Gewähren von Freiräumen bei der eigenverantwortlichen Gestaltung meiner wissenschaftlichen Arbeit, bildeten das tragende Fundament für dieses Vorhaben. Frau Prof. Dr.-Ing. Tanja Schultz danke ich für die Übernahme des Korreferats und die damit verbundene engagierte Diskussion der Arbeitsinhalte.

Für eine motivierende, kreative Arbeitsatmosphäre möchte ich allen Mitarbeitern des Forschungsbereichs und der Arbeitsgruppe meinen Dank aussprechen. Insbesondere danke ich Prof. Dr.-Ing. Christophe Kunze für den stetigen, freundschaftlichen Antrieb und sein Vertrauen, ebenso wie Dr. Jörg Ottenbacher, Silvester Fuhrhop, Malte Kirst, Stefan Lamparth, Bruno Rosales und Dr. Patrick Vollmer für viele Impulse und die tolle Zusammenarbeit. Ich danke außerdem allen von mir betreuten Studierenden, die durch ihre Arbeiten wichtige Beiträge zur Entwicklung der ambienten EKG-Systeme geleistet haben.

Ganz herzlich danke ich meiner Schwester Julia und meinen Eltern Hanne und Otto für den Rückhalt, den sie mir durch ihre innige Unterstützung und stete Ermutigung gegeben haben. Aus tiefstem Herzen danke ich schließlich Sabine Menzel. Ohne ihre Zuneigung, ihr Verständnis und ihre unerschöpfliche Geduld wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen.

Karlsruhe, 09. September 2011

Stephan Heuer

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	2
1.2 Zielsetzung und Beitrag	4
1.3 Umfeld	5
1.4 Gliederung	5
2 Grundlagen	7
2.1 Physiologische Grundlagen der Herzfunktion	7
2.1.1 Anatomischer Aufbau und Physiologie des Herzens . . .	7
2.1.2 Erregungsphysiologie	9
2.2 Elektrokardiographie	11
2.2.1 Das Elektrokardiogramm	12
2.2.2 Ableitungssysteme	13
2.2.3 Typisches EKG-System	18
2.2.4 Body Surface Potential Mapping	21
2.3 Elektroden zur EKG-Ableitung	22
2.3.1 Elektrochemische Grundlagen	22
2.3.2 Elektroden mit Elektrolyt-Gel	24
2.3.3 Trockenelektroden	25
2.3.4 Aktive Trockenelektroden	27

3	Biosignalerfassung mit kapazitiven Elektroden	29
3.1	Aufbau und Messprinzip kapazitiven Elektroden	31
3.1.1	Koppelkapazität	31
3.1.2	Eingangsimpedanz	33
3.1.3	Verstärker	34
3.1.4	Anpassung der Eingangsimpedanz	35
3.1.5	Filterung und Verstärkung	38
3.1.6	Rauschen	39
3.1.7	Mechanischer Aufbau	41
3.2	Bipolares kapazitives EKG-System	41
3.2.1	Bezugspotential	41
3.3	Stand der Technik und Forschung	42
3.3.1	Klinische Anwendung und mobiles Monitoring	43
3.3.2	EKG-Ableitung mit schwacher Kopplung	44
3.3.3	Body Surface Potential Mapping	45
3.3.4	Messung weiterer Biosignale	46
3.3.5	Weitere Anwendungen mit kapazitiven Elektroden	47
3.3.6	Patentsituation	47
3.4	Diskussion und Fazit	47
4	Modellierung und Entwurf kapazitiver Elektroden	51
4.1	Ausgangslage und Abgrenzung	52
4.2	Randbedingungen beim Elektrodenentwurf	54
4.2.1	Frequenzgang	54
4.2.2	Eingangsimpedanz	57
4.2.3	Rauschen	58
4.2.4	Abschirmung	60
4.3	Entwurf und Charakterisierung kapazitiver Elektroden	61
4.3.1	Modellierung und Simulation	61
4.3.2	Umsetzung	71
4.3.3	Charakterisierung der Elektrode	76
4.4	Vergleich mit galvanischem Referenzsystem	81
4.5	Diskussion	83
5	Ambiente EKG-Systeme mit textilen Elektroden	85
5.1	Systemanforderungen	86
5.1.1	Eingangsbereich und Dynamik	86
5.1.2	Gleichtaktunterdrückung	86

5.1.3	Spannungsversorgung	91
5.1.4	Weitere Anforderungen	91
5.2	Entwurf eines textilen kapazitiven Langzeit-EKG-Systems	91
5.2.1	Motivation und Zielsetzung	91
5.2.2	Anforderungen an ein textiles, am Körper tragbares Langzeit-EKG-System	93
5.2.3	Systembeschreibung und Umsetzung	93
5.2.4	Messungen	98
5.2.5	Diskussion	102
5.3	Ein ambientes, textiles EKG-System für automobiler Anwendungen	104
5.3.1	Motivation	104
5.3.2	Abgrenzung und Zielsetzung	105
5.3.3	Textile Elektroden und Integrationsaspekte	106
5.3.4	Signalverarbeitung und Datenerfassung	110
5.3.5	Messergebnisse	111
5.3.6	Diskussion	117
5.4	Fazit	119
6	Bewegungsartefakte beim ambienten EKG	121
6.1	Entstehung von Artefakten bei kapazitiven Elektroden	122
6.1.1	Elektrodenmodell	122
6.1.2	Artefakte durch Bewegungen	123
6.1.3	Validierung mit realer Elektrode	126
6.2	Verfahren zur Reduktion von Bewegungsartefakten	128
6.2.1	Minimierung von Bewegungsartefakten durch das Sys- temdesign	128
6.2.2	Artefaktunterdrückung durch Reduktion der Gleich- taktspannung	129
6.3	Kompensationsverfahren für Bewegungsartefakte	130
6.3.1	Herleitung	130
6.3.2	Verifikation durch Simulation und Messung	131
6.3.3	Systemkonzept zur Artefaktkompensation	133
6.4	Artefakterkennung durch Bewertung der Signalqualität	134
6.4.1	Konzept und Methode	135
6.4.2	Systemkonzept und Umsetzung	136
6.4.3	Messungen und Ergebnisse	140
7	Zusammenfassung und Ausblick	143

Literaturverzeichnis	147
Eigene Veröffentlichungen	163
Abbildungsverzeichnis	168
Tabellenverzeichnis	169
Symbolverzeichnis	171
Abkürzungsverzeichnis	173
Lebenslauf	175

1

Einleitung

DIE ZAHL der Anwendungen, die physiologische Signale erfassen und verarbeiten, hat sich in den letzten Jahren kontinuierlich erhöht. Waren diese bis vor einiger Zeit hauptsächlich auf den medizinisch-klinischen Bereich beschränkt, lässt sich aktuell die Entwicklung beobachten, dass die Erfassung physiologischer Signale immer mehr in den Alltag Einzug hält. Dabei lassen sich verschiedene Trends identifizieren.

Zum einen gewinnt die kontinuierliche Überwachung des individuellen Gesundheitszustandes (*Personal Health Monitoring*) stetig an Bedeutung. Dies liegt nicht zuletzt an den steigenden Kosten in den Gesundheitssystemen der westlichen Industrienationen. Hier versucht man, den Gesundheitszustand einer Person stetig im Blick zu behalten um Prävention, Diagnose und Therapie von Krankheiten zu verbessern und die Zahl der Hospitalisierungen zu senken. Dadurch verspricht man sich gleichzeitig eine Senkung der Behandlungskosten.

Zum anderen nutzen immer mehr nicht-medizinische Anwendungen verschiedene Biosignale, um aus ihnen Rückschlüsse auf den kognitiven und emotionalen Zustand einer Person zu ziehen. Dieses so genannte psychophysiologische Monitoring versucht, Zustände und Wahrnehmung einer Person quantitativ zu erfassen und zu bewerten. Anwendungsfelder, die aktuell er-

forscht werden, reichen von der Bestimmung der persönlichen Stressbelastung über den Einfluss von Emotionen auf das Entscheidungsverhalten bis hin zur Erkennung von Schläfrigkeit und Überlastung bei Fahrzeugführern und Piloten.

Für beide Anwendungsfelder werden physiologische Messsysteme benötigt, die im Alltag einer Person eingesetzt werden können. Das bedeutet, es muss kontinuierliches Monitoring außerhalb einer Klinik- oder Laborumgebung gewährleistet sein, ohne den Patienten oder Probanden in seinen Alltagsaktivitäten einzuschränken oder durch das Messsystem zu beeinflussen.

1.1 Motivation

Eines der wichtigsten Biosignale für Überwachung des Gesundheitszustands als für das psychophysiologische Monitoring ist das Elektrokardiogramm (EKG), da es einerseits Aussagen über den kardio-vaskulären Zustand einer Person ermöglicht, andererseits nicht-invasiv gemessen werden kann. Erste EKG-Langzeitaufnahmen wurden bereits Anfang der 1960er Jahre von Holter [1] realisiert, sie führten zu einer wesentlichen Erweiterung des Wissensstandes über das EKG, vor allem im Bereich der Herzrhythmusstörungen. In der klinischen Praxis ist das ambulante Langzeit-EKG als Diagnosewerkzeug heute nicht mehr wegzudenken, typische Tragezeiten solcher Systeme betragen 24 bis 48 Stunden.

Für die alltägliche Überwachung des individuellen Gesundheitszustandes sind solche Systeme jedoch nicht geeignet, da Einweg-Gel-Elektroden, also eine auf die Haut aufklebbare Kombination einer Ag/AgCl-Elektrode mit einem Elektrolytgel, eingesetzt werden. Diese Elektroden trocknen über die Tragezeit aus und müssen von Fachpersonal erneuert werden, darüber hinaus können sie dermatologische Probleme bis hin zu allergischen Reaktionen verursachen. Die Benutzung durch Laien ist somit nicht gegeben.

EKG-Messsysteme, die im Alltag benutzbar sein sollen, können daher nicht direkt aus dem medizinischen Umfeld zweckentfremdet werden. Verschiedene Ansätze werden aktuell verfolgt, um die Nachteile von Elektroden auf Elektrolytbasis auszugleichen und Systeme zu ermöglichen, die für die kontinuierliche Gesundheitsüberwachung besser geeignet sind. Dazu werden unter anderem trockene Oberflächenelektroden untersucht, die keinen zusätzlichen Elektrolyten benötigen, sondern die Leitfähigkeit von menschlichem Hautschweiß nutzen. Da sie nicht auf der Haut haften, werden sie in Gurte oder Kleidungsstücke integriert und so in Position gehalten. Dies erlaubt auch Laien, die Systeme selbst-

ständig anzulegen. Diese Art von Elektroden kann aktiv oder passiv betrieben werden und stellt für die Langzeitanwendung eine Verbesserung gegenüber den konventionellen Klebeelektroden dar.

Alternativ dazu werden seit einiger Zeit die so genannten kapazitiv gekoppelten Elektroden untersucht. Diese Art von Elektroden benötigt keinen direkten galvanischen Hautkontakt, stattdessen wird das elektrische Feld an der Körperoberfläche erfasst. Die Ableitung eines Signals ist sogar in einiger Entfernung von der Körperoberfläche möglich, so dass sowohl der elektrische als auch der mechanische Hautkontakt entfallen kann. Die EKG-Ableitung ist demnach auch durch einen Isolator wie Luft oder Kleidung möglich. Dadurch besitzen kapazitive Elektroden viele Eigenschaften, die eine ideale Langzeitelektrode auszeichnen, wie beispielsweise hervorragende Biokompatibilität ohne mechanische Belastung der Haut, den Wegfall der Prozeduren zur Hautvorbereitung, eine konstante Signalqualität auch über lange Zeiträume sowie Wiederverwendbarkeit und Haltbarkeit.

Durch den Wegfall der Notwendigkeit des Hautkontakts können diese Elektroden ambient integriert werden. Dies ermöglicht am Körper getragene Messsysteme, die nicht mehr als solche wahrgenommen werden, weil die physiologischen Sensoren direkt in die Kleidung integriert sein können, ohne von außen sichtbar zu sein.

Vor allem ist aber die versteckte Integration in Alltagsgegenstände möglich, die Elektroden müssen nicht mehr am Körper getragen werden. Dadurch werden neuartige Anwendungskonzepte zur EKG-Messung umsetzbar, die eine diskrete, unauffällige Erhebung physiologischer Daten ermöglichen. Die Elektroden können zum Beispiel in einen Stuhl integriert sein, das System leitet das EKG durch die Kleidung ab sobald der Patient darauf sitzt – ohne dass er etwas davon merken muss. Auf diese Weise wird das bisherige Verfahren deutlich vereinfacht.

Gerade in Situationen, in denen bisher keine Erfassung von Biosignalen machbar war, können jedoch mit Hilfe von kapazitiven Elektroden entsprechende Signale abgeleitet werden. So wird beispielsweise durch die Integration von Elektroden in einen Autositz eine Mensch-Maschine-Schnittstelle realisierbar, die psychophysiologische Daten des Fahrers während der Fahrt erfassen kann. Diese könnten für neuartige Fahrerassistenzsysteme genutzt werden.

1.2 Zielsetzung und Beitrag

Diese Arbeit soll einen Beitrag zur Entwicklung von kapazitiven Elektroden und ambienten EKG-Systemen leisten, mit deren Hilfe eine belastungsfreie und unauffällige Biosignalerfassung möglich ist. Dabei wird der Schwerpunkt auf folgende Anwendungsszenarien gelegt:

- das mobile EKG-Monitoring über ein am Körper getragenes System
- den Einsatz eines ambienten EKG-Systems für Anwendungen im Automobilumfeld.

Für beide Fälle sollen Systeme entwickelt werden, mit denen EKG-Signale durch Kleidung ableitbar sind. Dafür werden jeweils Elektroden benötigt, die auch bei schwacher kapazitiver Kopplung an den Patienten eine ausreichende Signalqualität erreichen.

Zunächst wird deshalb in dieser Arbeit untersucht, welche Eigenschaften entsprechende kapazitive EKG-Elektroden aufweisen müssen und wie dafür geeignete Schaltungskonzepte aussehen können. Einschränkungen bisher demonstrierter ambienter Systeme ergeben sich oft durch die Umsetzung der Sensoren mittels starrer gedruckter Schaltungen. Deshalb stehen speziell für die Elektrodenentwicklung und -gestaltung folgende Fragestellungen im Fokus dieser Arbeit:

- Wie können kapazitive Elektroden aus leitfähigen Textilien aufgebaut werden, damit sie ambient einsetzbar sind? Welche schaltungstechnischen Konzepte sind notwendig, um textile Sensoren zu ermöglichen?
- Welche Signalqualität kann mit textilen kapazitiven Sensoren im Vergleich zu herkömmlichen Systemen erreicht werden?

Darüber hinaus entstehen aus der Anwendungsperspektive heraus weitere Fragen in Bezug auf kapazitive EKG-Systeme, die unter Berücksichtigung des aktuellen Stands der Forschung adressiert werden:

- Welche Ursachen liegen der Entstehung von Bewegungsartefakten bei kapazitiven Elektroden zu Grunde? Können solche Artefakte schaltungs- oder systemtechnisch vermieden oder reduziert werden?
- Auf welche Weise können Zusatzinformation über den Messkontext bei der ambienten EKG-Messung bereitgestellt werden? Wie können diese

genutzt werden, um die Signalqualität zu bewerten und die automatische Signalauswertung zu verbessern?

1.3 Umfeld

Teile dieser Arbeit entstanden im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) geförderten Verbundforschungsprojektes „Insassensicherheit durch Intelligente Technische Textilien“ (INSITEX). In Zusammenarbeit mit Partnern aus Industrie und Forschung untersuchte das FZI Forschungszentrum Informatik dabei neuartige Lösungen zur Verbesserung der aktiven Sicherheit in Kraftfahrzeugen auf Basis von sogenannten Intelligen-ten Technischen Textilien. Durch die Integration von mikrosystemtechnischen Komponenten in textile Teile des Fahrzeuginnenraums sollten Alternativen für etablierte Sicherheitsanwendungen entwickelt und Möglichkeiten für zukünftige Anwendungen aufgezeigt werden.

Der Projektstrang, in dem Teile dieser Arbeit durchgeführt werden konnten, beschäftigte sich dabei mit Möglichkeiten zur Erfassung physiologischer Signale des Fahrers über Sensoren, die in den Innenraum des Fahrzeugs integriert sind. Die in diesen Signalen enthaltenen Informationen über den psychophysiologischen Fahrerzustand könnten zukünftig für neuartige Fahrerassistenzsysteme genutzt werden, die beispielsweise bei sinkender Aufmerksamkeit, Schläfrigkeit oder Überlastung mit der Fahraufgabe die notwendigen Gegenmaßnahmen einleiten und so aktiv die Insassensicherheit erhöhen.

Die Erfassung von Vitalparametern des Fahrers, ohne diesen einzuschränken, ist jedoch nur mit diskret integrierten Sensoren möglich, die den Fahrkomfort nicht beeinflussen. An dieser Stelle setzt diese Arbeit an, um zu untersuchen, wie das EKG als einer der interessierenden Parameter ambient erfasst werden kann.

1.4 Gliederung

In Kapitel 2 werden zunächst Grundlagen dargestellt, die zum Verständnis der Entstehung und Erfassung des EKGs beitragen. Die Darstellung unterschiedlicher Elektroden zur Biosignalerfassung motiviert die Untersuchung kapazitiver Elektroden.

Aufbau und Funktionsweise kapazitiver Elektroden werden in Kapitel 3

detailliert erläutert. Darüber hinaus werden generelle Anforderungen an diese Art von Vitalsensoren formuliert. Schließlich folgt ein Überblick über den Stand der Technik bei kapazitiven Elektroden und deren Anwendungsspektrum zur Vitaldatenerfassung.

Das Kapitel 4 beginnt mit einer Anforderungsanalyse an ambiente EKG Systeme und fixiert so die Randbedingungen, innerhalb derer geeignete kapazitive Elektroden entwickelt werden müssen. Dazu wird das Modell einer solchen Elektrode aufgestellt und mittels geeigneter schaltungstechnischer Maßnahmen in eine reale Elektrode umgesetzt, welche die Anforderungen ambienter Anwendungsszenarien erfüllt.

Zwei ambiente EKG-Systeme mit textilen Elektroden werden in Kapitel 5 vorgestellt. Hier werden leitfähige Textilien verwendet, um die in Elektrodenstruktur zu implementieren. Dadurch werden diskret integrierte EKG-Systeme ermöglicht, die auch durch Kleidung ein EKG ableiten können. Dies wird anhand von Beispielsystemen zum mobilen Monitoring und zur EKG-Messung im Autositz demonstriert und die Funktionalität anhand entsprechender Messungen belegt.

Im Vergleich zu bisherigen EKG-Systemen sind vor allem Bewegungsartefakte beim Einsatz kapazitiver Elektroden ein kritischer Aspekt. Deshalb wird in Kapitel 6 die Ursache dieser Artefakte näher untersucht. Basierend auf dieser Analyse werden verschiedene Verfahren vorgestellt, mit denen die Artefaktanfälligkeit ambienter Systeme minimiert werden kann. Darüber hinaus wird ein Ansatz zur automatischen Bewertung der Signalqualität beim kapazitiven EKG vorgeschlagen.

Kapitel 7 bildet mit Zusammenfassung und Ausblick den Schlussteil dieser Arbeit.

2

Grundlagen

IN DIESEM KAPITEL werden die wesentlichen Grundlagen erläutert, die zum Verständnis der vorliegenden Arbeit von Bedeutung sind. Zunächst werden dazu Physiologie und Anatomie des Herzens dargestellt, sowie die Vorgänge in seinem Inneren, die schließlich zur Entstehung von elektrischen Herzpotentialen führen. Diese lassen sich als Elektrokardiogramm an der Körperoberfläche messen, die dafür notwendigen technischen Grundlagen bilden den zweiten Abschnitt dieses Kapitels. Den Abschluss des Kapitels bildet eine Übersicht über die verschiedenen Elektrodentypen zur Biosignalerfassung.

2.1 Physiologische Grundlagen der Herzfunktion

2.1.1 Anatomischer Aufbau und Physiologie des Herzens

Das Herz des Menschen sorgt für die Versorgung der Organe mit Sauerstoff und Nährstoffen einerseits und den Abtransport von Kohlenstoffdioxid und Stoffwechselendprodukten andererseits, indem es mehrere Liter Blut pro Minute durch den Organismus pumpt. Dies geschieht über zwei Kreisläufe, den kleinen (Lungen-) Kreislauf, in dem das Blut mit Sauerstoff angereichert wird, und den

großen (systemischen) Kreislauf, welcher den Körper mit dem sauerstoffhaltigen Blut versorgt.

Herzlage

Das Herz liegt zwischen Lungenflügeln und Brustbein im Bindegewebe der Brusthöhle (Mediastinum) oberhalb des Zwerchfells. Aus der Sagittalebene heraus ist es leicht nach links versetzt, wobei die (anatomische) Herzachse zur linken Körperseite und leicht nach vorne geneigt ist. Es ist vom Herzbeutel (Perikard) umgeben, einer bindegewebigen Struktur, die durch eine Gleitschicht aus seröser Flüssigkeit eine reibungslose Beweglichkeit des Herzens im Körper ermöglicht.

Anatomie

Der Aufbau des Herzens lässt sich in vier Hohlräume aufteilen, die über Klappen miteinander verbunden sind und die beiden Kreisläufe versorgen. Das Ventrikelseptum teilt als muskuläre Trennwand das Herz in zwei Herzhälften mit jeweils einem Pumpsystem. Jede dieser Hälften lässt sich weiter in Vorhof (Atrium) und Kammer (Ventrikel) unterteilen, die jeweils über sogenannte Segelklappen (Tricuspidal-/Mitralklappe) verbunden sind. Das linke Ventrikel pumpt sauerstoffreiches Blut über die Aortenklappe in die Körperarterie (Aorta) und somit in den systemischen Kreislauf. Von dort kehrt das Blutvolumen – arm an Sauerstoff – über die großen Hohlvenen (Vena cava inferior bzw. superior) in die rechte Herzhälfte zurück. Vom rechten Vorhof strömt das es schließlich durch die Mitralklappe ins Ventrikel und wird über die Pulmonalklappe in den Lungenkreislauf gepumpt, von wo es sauerstoffreich ins linke Atrium zurückkehrt (siehe Abbildung 2.1).

Auf Grund des geringeren Strömungswiderstandes im Lungenkreislauf muss das rechte Ventrikel einen deutlich geringeren Mitteldruck (25 mmHg) erbringen um den Blutfluss aufrecht zu erhalten als das linke (100 mmHg im Mittel). Dies spiegelt sich in einer dünner ausgeprägten Herzmuskulatur (Myokard) auf dieser Seite wider [2].

Das Myokard ist aus Herzmuskelzellen aufgebaut, die in Muskelsträngen spiralförmig zur Spitze hin verlaufen. Von außen nach innen lassen sich Schrägschichten, die beide Kammern umschließen, eine Mittelschicht, die ringförmig um die Ventrikel verläuft und eine Längsschicht unterscheiden, die nur das linke Ventrikel umschließt [3]. Um die Pumpfunktion des Herzens aufrecht

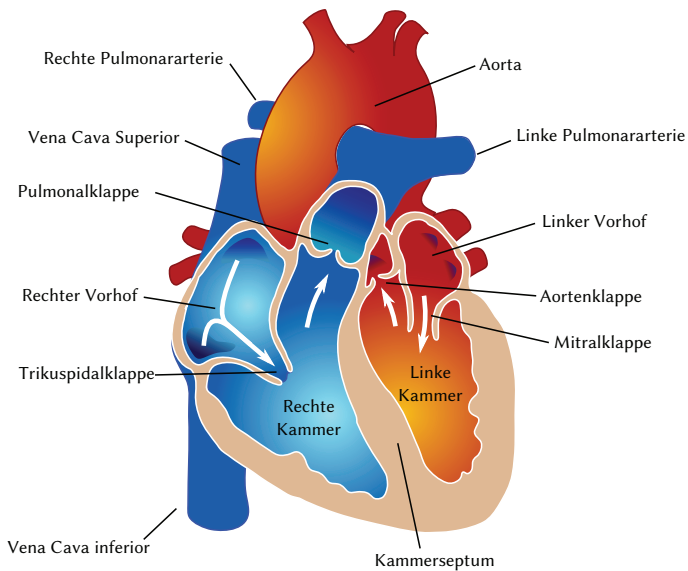


Abbildung 2.1: Anatomischer Herzaufbau.

zu erhalten, stellen die Koronararterien die Versorgung des Herzmuskels mit Sauerstoff sicher. Rund 4% des Herzzeitvolumens werden im Ruhezustand für die Eigenversorgung des Herzens benötigt.

2.1.2 Erregungsphysiologie

Die Kontraktion des Herzens wird durch elektrische Erregung ausgelöst. Dabei spielen zwei Arten von Muskelzellen eine Rolle. Einerseits die Zellen des Reizbildungs- und Leitungssystems, die die Erregungsimpulse bilden. Andererseits die des Arbeitsmyokards, die auf Erregungsimpulse mit Kontraktion reagieren. Im Gegensatz zu anderen Muskeln des menschlichen Körpers geschieht die Erregungsbildung also autonom innerhalb des Organs. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von der Autorhythmie des Herzens.

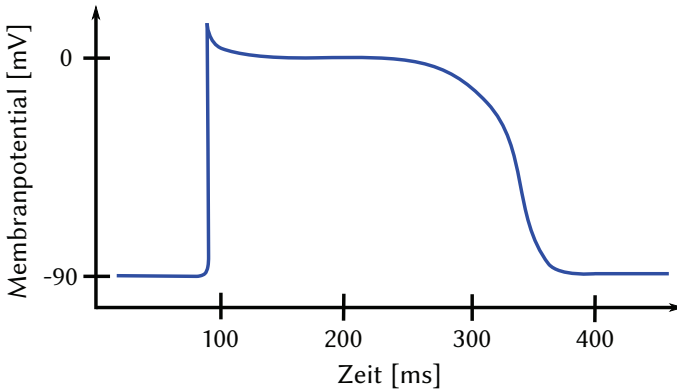


Abbildung 2.2: Aktionspotential einer Herzmuskelzelle.

Erregungsbildung

Die elektrische Aktivierung in einer Herzmuskelzelle des Myokards geschieht auf gleiche Weise wie in einer Nervenzelle, nämlich durch Einströmen von Natriumionen durch die Zellmembran. Die Amplitude des Aktionspotentials der Zelle beträgt zirka 100 mV gegenüber dem Ruhepotential. Die Dauer beträgt liegt in etwa bei 300 ms und gliedert sich in die Phasen Depolarisation, Plateauphase und Repolarisation wie Abbildung 2.2 zeigt. Die Repolarisation ist die Folge eines Kaliumstroms aus der Zelle heraus. Der exakte Verlauf des Aktionspotentials hängt dabei vom genauen Zelltyp ab [4].

Leicht verzögert nach der elektrischen Aktivierung der Herzmuskelzelle erfolgt dann die mechanische Kontraktion des Myokards auf Grund der elektromechanischen Kopplung. Im Gegensatz zu Skelettmuskelgewebe kann sich die Aktivierung im Herzmuskel von Zelle zu Zelle in alle Richtungen ausbreiten.

Erregungsleitung und Erregungsausbreitung

Ausgangspunkt der Erregungsbildung ist der Sinusknoten, der sich im rechten Atrium befindet. Die Ausbreitung erfolgt dann über den Atrioventrikularknoten (AV-Knoten), das His-Bündel und die Tawara-Schenkel zu den Purkinje-Fasern, wo die Erregung auf das Myokard der Ventrikel übertragen wird (siehe Abbildung 2.3). In ihm breitet sich der Reiz von innen nach außen aus. Die genannten Strukturen fungieren als Schrittmacherzentren und bestehen aus speziellen,

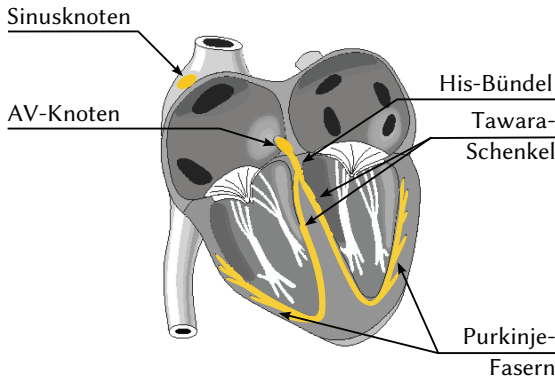


Abbildung 2.3: Erregungsleitungsnetzwerk des Herzens (adaptiert nach [4]).

sich selbst erregenden Herzmuskelzellen.

Diese sogenannten Schrittmacherzellen besitzen kein konstantes Ruhepotential. Das Zellpotential steigt vielmehr nach jeder Repolarisation stetig an, bis das Schwellenpotential wieder erreicht ist, was die Auslösung eines neuen Aktionspotentials zur Folge hat. Der Sinusknoten spielt die führende Rolle bei der physiologischen Erregungsbildung. Normalerweise löst jedes Aktionspotential dort einen Herzschlag aus und bestimmt damit die Herzfrequenz, die in Ruhe 60 – 100 Schläge pro Minute beträgt. Das Erregungsbildungssystem ist jedoch redundant ausgelegt, so dass bei Ausfall des Sinusknotens andere Schrittmacherzentren die Erregungsbildung übernehmen können [2, 3].

2.2 Elektrokardiographie

Die Elektrokardiographie ist *die* grundlegende Untersuchungsmethode der Kardiologie. Sie bezeichnet die Aufzeichnung der von der Herzerregung erzeugten elektrischen Potentialdifferenzen über zwei oder mehrere Elektroden. Das resultierende Signal wird als Elektrokardiogramm (EKG) bezeichnet.

Aus der Analyse des EKGs kann eine Vielzahl von Informationen über die Herzaktivität und den Gesundheitszustand des Patienten erhalten werden. So

können zum Beispiel Herzfrequenz und Herzrhythmus bestimmt werden, der Lagetyp der elektrischen Herzachse und die elektrische Aktivität von Vorhöfen und Herzkammern ermittelt werden.

Mit Hilfe des EKGs können unter anderem koronare Herzerkrankungen, Herzinfarkt (Myokardinfarkt), Herzrhythmusstörungen (wie z.B. Extrasystolen) oder auch Störungen der Erregungsleitung und -ausbreitung diagnostiziert werden. Darüber hinaus kann es auch Hinweise auf eine Hypertrophie des Herzens (Verdickung der Herzwand auf Grund erhöhter Belastung), Perikarditis (Entzündung des Herzbeutels) oder Myokarditis (Entzündung des Herzmuskels) geben [5]. Bei Anwendung über längere Zeiträume lassen Veränderungen im EKG-Signal darüber hinaus Rückschlüsse auf Ischämie und Herzinsuffizienz zu. Als diagnostisches Werkzeug sind Langzeit-EKG-Aufnahmen aus der täglichen Routine klinischer Praxis nicht mehr wegzudenken [6]. In jüngerer Zeit findet die EKG-Messung aber auch in nicht-medizinischen Anwendungen, beispielsweise zur Bestimmung von emotionalen und kognitiven Zuständen immer mehr Beachtung.

2.2.1 Das Elektrokardiogramm

Bei gesunden Patienten liefert die EKG-Ableitung den typischen Signalverlauf aus Abbildung 2.4 mit charakteristischen Wellen und Zacken, die durch flache Segmente getrennt sind. Die verschiedenen Abschnitte repräsentieren jeweils bestimmte Abschnitte des Erregungsverlaufs im Myokard und werden nach Einthoven mit P, Q, R, S, T und U bezeichnet.

Die Depolarisation der Vorhöfe erzeugt die P-Welle und stellt den Beginn eines Erregungszyklus dar. Darauf folgt der sogenannte QRS-Komplex, das charakteristischste Merkmal im EKG-Signal, der sich aus Q-Zacke, R- und S-Zacke zusammensetzt. Er spiegelt die Depolarisation der Ventrikel wider, die von der linken Seite des Kammerseptums über die Herzspitze zur Basis des linken Ventrikels verläuft. Wenn diese vollständig abgeschlossen ist, folgt die Repolarisation der Kammern (T-Welle), und der Zyklus beginnt von vorne. Die U-Welle ist nicht immer beobachtbar, es wird davon ausgegangen, dass sie durch Vorgänge bei der Erregungsrückbildung entsteht.

Darüber hinaus sind die PQ- und die ST-Strecke zu erkennen. PQ entspricht der Überleitungszeit von den Atrien zu den Kammern, ihr Niveau wird als isoelektrische (Null-) Linie bezeichnet und bildet die Referenz für die Spannungsmessung. Auch die ST-Strecke ist im physiologischen Fall auf Null-Niveau, da nach Abschluss der Kammererregung keine Spannungsdifferenzen registrierbar

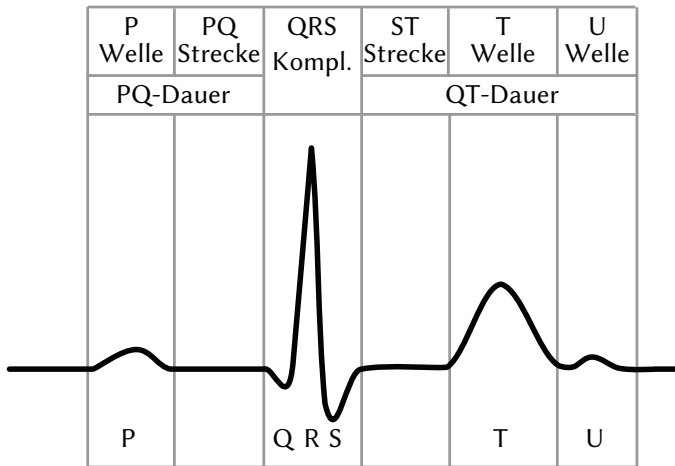


Abbildung 2.4: Typischer Verlauf eines EKG-Signals mit den Bezeichnungen nach Einthoven.

sind. Weitere diagnostische Parameter im EKG-Signal sind unter anderem das PQ- und das ST-Intervall. Mit Hilfe zweier aufeinander folgender R-Zacken lässt sich außerdem die Herzfrequenz (HF) in Schlägen pro Minute (*beats per minute*, bpm) nach folgender Formel berechnen:

$$\text{HF}[\text{bpm}] = \frac{60[\text{s}]/[\text{min}]}{\text{RR-Intervall}[\text{s}]} \quad (2.1)$$

Tabelle 2.1 listet zusammenfassend den physiologischen Wertebereich für die Amplituden und Intervallauern des EKG-Verlaufs bei Extremitätenableitung (siehe dazu 2.2.2) auf.

2.2.2 Ableitungssysteme

Die Erregung der Myokardfasern von Atrium und Ventrikeln lässt sich als Integralvektor darstellen, der zu jedem Zeitpunkt Größe und Richtung der über dem Herzen auftretenden Potentialdifferenz angibt. Per Definition zeigt der Vektor dabei in Richtung des positiveren Potentials. Auf diese Weise ergeben sich Vektorschleifen, die die Gesamtaktivität des Herzens widerspiegeln.

Bezeichnung	Amplitude [mV]	Typ. Dauer [ms]
P	< 0,25	90
PQ	0	160
Q	0,2	< 30
QRS	1	80
S	$R/4$	< 40
ST	0	-
T	$R/4$	-
QT	-	400

Tabelle 2.1: Werte für Amplituden und Zeitintervalle beim physiologischen EKG-Signal nach [3].

Mit sogenannten Ableitungen lässt sich der zeitliche Verlauf des Integralvektors auf verschiedene Körperebenen projizieren. Um intra- und interindividuell vergleichbare Messungen zu erhalten, haben sich in der Geschichte der Elektrokardiographie bestimmte Ableitungsorte etabliert und als sogenannte Standardableitungen durchgesetzt. Diese sind mittels geeigneter anatomischer Referenzpunkte relativ leicht zu reproduzieren.

Bei den Ableitungssystemen werden unipolare und bipolare EKG-Ableitungen unterschieden. Eine unipolare Ableitung ermöglicht die Messung der Spannung eines bestimmten Punktes gegenüber einem indifferenten, potentialkonstanten Bezugspunkt, während bei einer bipolaren Ableitung die Spannung zwischen zwei gleichberechtigten Punkten erfasst wird.

Ableitungen nach Einthoven

Die bipolaren Extremitätenableitungen nach Einthoven erfassen die Projektion des Herzvektors auf die Frontalebene (Koronalebene) des Körpers, dazu werden die Potentialdifferenzen zwischen jeweils zwei Extremitäten gemessen, und zwar zwischen rechtem Arm (R), linken Arm (L) und dem linken Fuß (F), mit den entsprechenden elektrischen Potentialen Φ_R , Φ_L und Φ_F (siehe Abbildung 2.5). Zusätzlich wird am rechten Fuß die Referenzelektrode (N) des Messsystems

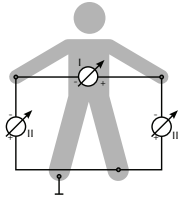


Abbildung 2.5: Ableitungsschema nach Einthoven

angebracht. Die Ableitungen werden dann wie folgt benannt und gebildet:

$$\begin{aligned}
 I &= \Phi_L - \Phi_R \\
 II &= \Phi_F - \Phi_R \\
 III &= \Phi_F - \Phi_L
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Durch das zweite Kirchhoffsche Gesetz gilt zusätzlich der Zusammenhang

$$III = II - I \tag{2.3}$$

Zur Vereinfachung der Ableitungsprozedur ist man heute weitgehend dazu übergegangen, die Ableitungspositionen entlang der Extremitäten in Richtung Thorax zu verschieben. So werden die Elektroden häufig an Schultern und Unterbauch angebracht. Dies verringert unter anderem auch Störungen durch Bewegungsartefakte.

Ableitungen nach Goldberger

Die Ableitungen nach Goldberger werden an den identischen Positionen wie die Einthoven-Ableitungen abgegriffen. Gemäß [Abbildung 2.6](#) bilden dabei jeweils zwei über Widerstände zusammengeschaltete, indifferente Elektroden das Bezugspotential, gegen das die verbleibende, differente Elektrode gemessen wird. Dadurch wird das differente Potential auf den Mittelwert der indifferenten Elektrodenpotentiale bezogen, wodurch eine unipolare Ableitung der

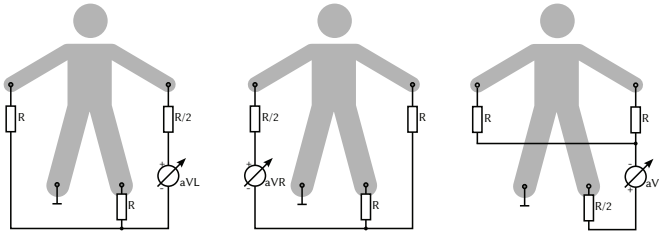


Abbildung 2.6: Ableitungen nach Goldberger

entsprechenden Extremität entsteht [7]. Die möglichen Ableitungen sind:

$$\begin{aligned}
 aVR &= \Phi_R - \frac{\Phi_L + \Phi_F}{2} \\
 aVL &= \Phi_L - \frac{\Phi_R + \Phi_F}{2} \\
 aVF &= \Phi_F - \frac{\Phi_L + \Phi_R}{2}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Die Goldberger-Ableitungen sind von denen nach Einthoven linear abhängig, da sie von denselben drei Potentialen abgeleitet werden. In der Praxis werden sie deshalb oft aus den Einthoven-Ableitungen berechnet. Die Information, die aus ihnen gewonnen werden kann, beschränkt sich deshalb wiederum auf Herzvektorkomponenten, die in der Frontalebene des Körpers liegen.

Zur verwechslungssicheren Zuordnung der Kanäle und Stecker für die Goldberger- und Einthoven-Ableitungen zu den Elektrodenpositionen sieht die Norm für aufzeichnende und interpretierende Einkanal- und Mehrkanal-Elektrokardiographen (DIN EN 60601-2-51) [8] für Europa folgende Farbcodierung vor: rechter Arm (R) rot, linker Arm (L) gelb und linker Fuß (F) grün. Die Referenzelektrode (N) ist schwarz gekennzeichnet.

Ableitungen nach Wilson

Bringt man Ableitelektroden am Thorax in der Nähe des Herzens an, wird eine Projektion des Vektors der Herzaktivität auf die Transversalebene möglich. Diese sogenannten Brustwandableitungen wurden von Wilson eingeführt und erfolgen unipolar von bis zu neun festgelegten Positionen (V1 – V6) gegen

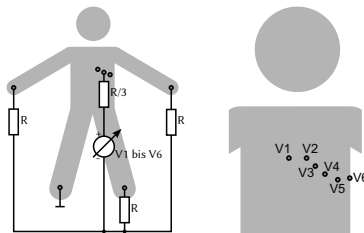


Abbildung 2.7: Präkordiale Ableitungen nach Wilson

ein virtuelles Nullpotential, das durch Zusammenschaltung der drei Extremitätenelektroden über Widerstände entsteht. Dieses Potential wird Central Terminal (CT) genannt [9]. Dieses Bezugspotential liegt im Zentrum des Körpers und ändert sich während der Kontraktion des Herzmuskels nicht wesentlich. Ursprünglich waren hier 5 k Ω -Widerstände vorgesehen, aber die Eingangsimpedanzen heute verfügbarer Instrumentenverstärker ermöglichen inzwischen wesentlich größere Widerstände.

Die Positionen der Elektroden auf der Thoraxoberfläche zeigt Abbildung 2.7. Die zu erwartenden Potentiale V_i sind auf Grund der Herznähe der Elektroden höher als in den Extremitätenableitungen, sie betragen

$$V_i = \Phi_i - \frac{\Phi_L + \Phi_R + \Phi_F}{3}. \quad (2.5)$$

12-Kanal-EKG und weitere Ableitungssysteme

Durch die Kombination der oben vorgestellten Ableitungssysteme – den Standardableitungen – lässt sich ein 12-Kanal-EKG aufzeichnen, das sich als Standard in der klinischen Praxis etabliert hat. Dazu werden neun Elektroden benötigt, drei an den Extremitäten und die sechs Brustwandableitungen. Dargestellt werden normalerweise alle zwölf Ableitungen, trotz der linearen Abhängigkeit der Goldberger- und Einthoven-Ableitungen. Auf diese Weise können Projektionen des Herzvektors auf alle drei Hauptebenen des Körpers zur Diagnose betrachtet werden.

Neben den hier dargestellten Ableitungssystemen existieren weitere Systeme, z.B. zur Vektorkardiographie, die alternative Elektrodenpositionen verwenden. Für das Monitoring von Patienten in der Klinik wird oft nur eine Ableitung

(beispielsweise Einthoven I) eingesetzt, ohne die Brustwandableitungen zu verwenden. Dies hält die Einschränkungen für den Patienten gering. Für Holter-EKG-Systeme zur ambulanten EKG-Aufzeichnung werden meist zwei oder drei Kanäle verwendet, die Ableitungen können je nach medizinischer Fragestellung variieren. Weiterführende Details zu Ableitungssystemen und deren diagnostischer Aussagekraft können der einschlägigen Literatur entnommen werden.

2.2.3 Typisches EKG-System

Abbildung 2.8 zeigt typische funktionale Blöcke eines EKG-Systems nach [10] und [11]. Die Hauptkomponenten werden an dieser Stelle kurz beschrieben, der Eingangsteil wird im Folgenden noch etwas näher beleuchtet.

Je nach Einsatzzweck des EKG-Systems (klinischer Monitor, Holter-EKG, etc.) kann die Anzahl der Ableitungen und damit die Zahl der Elektroden variieren. Je nach Gerät kann außerdem die Aufzeichnung der verschiedenen Ableitungen simultan oder exklusiv möglich sein. Dann muss das System entweder entsprechend viele Kanäle bereitstellen oder der Eingang kann über Multiplexer ausgewählt werden. Ein weiterer Block unterstützt die Kontrolle der Elektrodenanlage (*Lead-Off-Detection*). Er identifiziert abgefallene oder schlecht kontaktierte Elektroden.

Zum Schutz des Geräts vor Überspannungen ist der Eingangsteil mit Schutzschaltungen ausgestattet. Diese sichern die Elektronik nicht nur gegen statische Entladung, sondern erlauben auch den gleichzeitigen Einsatz des Geräts bei der Defibrillation.

Der EKG-Verstärker ist ein Differenzverstärker, der bestimmte Anforderungen hinsichtlich Bandbreite, Dynamik und Gleichtaktunterdrückung erfüllen muss. Er wird im nächsten Abschnitt näher beschrieben. Die Steuerung des Bezugspotentials sorgt für eine Optimierung des Arbeitspunkts hinsichtlich der Gleichtaktunterdrückung. Nach der Analog-Digital-Wandlung erfolgt die Weiterverarbeitung der EKG-Signale per Software. Hier kommen digitale Signalprozessoren (DSP) oder Mikrocontroller zum Einsatz.

Aus Gründen der elektrischen Sicherheit muss der Elektrokardiograph patientenseitig vollständig vom Netz isoliert sein. Dies kann auf verschiedene Arten erfolgen. In Abbildung 2.8 ist eine Möglichkeit zur Isolation eines netzbetriebenen Gerätes dargestellt. Neben der isolierten Stromversorgung (beispielsweise mittels isolierter DC/DC-Wandler) erfolgt die galvanische Trennung im digitalen Bereich über Optokoppler oder kapazitive Isolationsbarrieren. Für den analogen Bereich existieren auch Isolationsverstärker, die jedoch weitere Be-

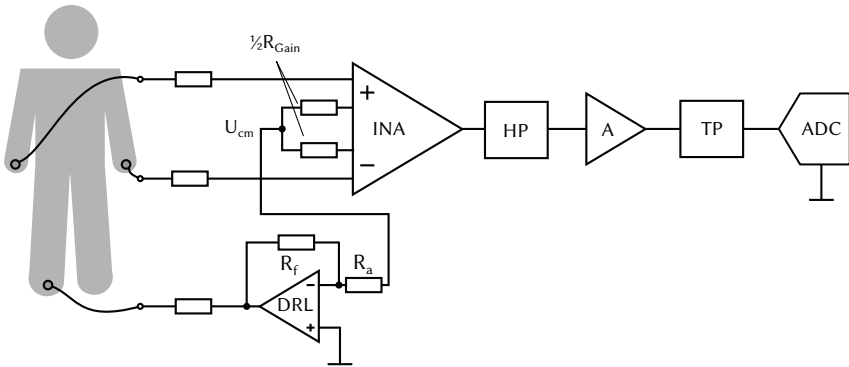


Abbildung 2.9: Schematisches Frontend eines EKG-Verstärkers mit Driven-Right-Leg Bezugspotentialsteuerung.

liegen im Bereich von 100 dB). Er besitzt meist eine relativ geringe Verstärkung, damit Schwankungen des Eingangssignals keine Sättigung hervorrufen. Nach der Entfernung des DC-Offsets durch einen Hochpass kann dann weiter verstärkt werden, bevor nach einer Bandbegrenzung mittels Anti-Aliasing-Tiefpass die AD-Wandlung vorgenommen wird. Dabei kann der Hochpass über eine Rückkopplung des DC-Anteils des INA-Ausgangs (mittels Integrator) auf die Referenz des INA erfolgen. Der Tiefpass kann in die letzte Verstärkerstufe integriert sein. Je nach Ausführung kann darüber hinaus auch ein analoger Notch-Filter integriert sein, um 50-Hz-Interferenzen zu unterdrücken.

Steuerung des Bezugspotentials

Sowohl durch unterschiedliche Impedanzen des Elektroden-Haut-Übergangs als auch der Eingangsbeschaltung des Differenzverstärkers erscheint eine Gleichtaktspannung U_{cm} (*Common Mode Voltage*, CMV), die zwischen Patient und System anliegt, als Differenzsignal am Ausgang des Differenzverstärkers und ist somit dem EKG als Störsignal überlagert. Eine häufige Quelle einer solchen Gleichtaktspannung ist die 220 V Netzspannung, die kapazitiv in den Körper des Patienten einkoppelt.

Um Störungen durch Gleichtaktspannungen zu unterdrücken (*Common Mode Rejection*, CMR) ist eine gute Kopplung des Patienten an das Referenzpotential (Masse) des EKG-Systems notwendig. Dies wird über eine dritte Elektrode

erreicht, die im einfachsten Fall mit Masse verbunden ist. Bei modernen Elektrokardiographen wird dies aber – sowohl aus Gründen der elektrischen Sicherheit als auch aus Gründen der zu erreichenden CMR – nicht mehr implementiert.

Stattdessen wird das Bezugspotential aktiv über eine OP-Schaltung gesteuert, die Driven-Right-Leg Circuit (DRL) genannt wird [12]. Mit ihr lassen sich Gleichtaktspannungen zwischen EKG-System und Patient minimieren, indem der Gleichtaktanteil invertiert und verstärkt auf den Patienten zurückgekoppelt wird. Eine geschickte Umsetzung der DRL-Schaltung zeigt Abbildung 2.9. Durch Aufteilung des Widerstands R_{Gain} , mit dem die Verstärkung des Instrumentenverstärkers eingestellt wird, kann in dessen Mitte das Gleichtaktpotential abgegriffen werden. Für hohe Verstärkungen $|G_{\text{DRL}}| = R_f/R_a$ kann die Schaltung instabil werden, wenn bei der Frequenz, bei der die Phasenverschiebung 180° erreicht, die Verstärkung größer eins beträgt [12]. Um die Stabilität zu gewährleisten kann durch Parallelschalten eines Kondensators zu R_f ein Tiefpassverhalten erzeugt werden, das ausreichend Phasenreserve bereitstellt.

2.2.4 Body Surface Potential Mapping

Die elektrische Herzaktivität lässt sich nicht nur als Elektrokardiogramm visualisieren. Durch das Anbringen einer Vielzahl von Elektroden auf dem Brustkorb ist es möglich, die räumliche Verteilung des vom Herzen hervorgerufenen Potentials auf der Körperoberfläche abzubilden. Dieses Verfahren wird Body Surface Potential Mapping (BSPM) genannt. Dabei wird mit jeder Elektrode eine unipolare Ableitung aufgezeichnet und die geometrische Position der Elektrode registriert. Die Potentialverteilung kann dann über den Signalverlauf und die Position in einer Karte des Thorax farbig kodiert dargestellt werden. Die räumliche Auflösung wird durch die Anzahl der verwendeten Elektroden bestimmt.

Der diagnostische Wert des BSPM ist durch die Kanalanzahl und die Ortsinformationen höher als im Standard-EKG, dies ist aber mit erheblich größerem Vorbereitungs- und Analyseaufwand verbunden. Die Verteilung der elektrischen Erregung auf der Körperoberfläche wird nicht nur vom Ablauf der Herzerregung und der Lage der elektrischen Herzachse beeinflusst, sondern auch von der Leitfähigkeit des Körpergewebes zwischen Myokard und Hautoberfläche. [3] Dies erschwert die Vergleichbarkeit von Ergebnissen von Patient zu Patient. In der Forschung kann das BSPM aber genutzt werden, um Position und Dimensionen von Elektroden für neue Mess- und Ableitungssysteme zu optimieren, beispielsweise beim Einsatz in ambienten Szenarien oder für textilintegrierte

Monitoringsysteme [13].

2.3 Elektroden zur EKG-Ableitung

Um die bei der Herzerregung entstehenden Potentiale auf der Körperoberfläche abzugreifen und einem elektrotechnischen Messsystem zugänglich zu machen, sind Elektroden notwendig, die den Übergang von Ionenleitung im Körperinnern auf Elektronenleitung in der Elektrode bzw. im Elektrokardiographen ermöglichen.

Für die nichtinvasive EKG-Ableitung, die in dieser Arbeit ausschließlich betrachtet wird, existieren verschiedene Arten von Oberflächenelektroden wie Abbildung 2.10 zeigt. Zunächst lassen sich elektrisch passive und aktive Elektrodentypen unterscheiden. Passive Elektroden lassen sich weiter unterteilen in Nasselektroden (auch Gel-Elektroden), bei denen ein Elektrolytgel zum Einsatz kommt, und passive Trockenelektroden, die körpereigenen Schweiß als Elektrolyten verwenden. Auch bei aktiven Elektroden wird meist kein elektrolytisches Gel verwendet. Die Unterscheidung erfolgt hier durch die Art der elektrischen Kopplung. Man unterscheidet deshalb aktive Elektroden mit galvanischem Hautkontakt von sogenannten kapazitiven Elektroden.

Bevor in diesem Abschnitt näher auf die einzelnen Elektrodentypen mit galvanischem Hautkontakt eingegangen wird, sollen zunächst die elektrochemischen Vorgänge dargestellt werden, die bei diesen Elektroden den Ladungsaustausch zwischen Körper und Messsystem ermöglichen. Auf kapazitive Elektroden wird an dieser Stelle nicht eingegangen. Der ausführlichen Beschreibung ihres Funktionsprinzips, ihres Aufbaus und ihrer Eigenschaften ist Kapitel 3 gewidmet.

2.3.1 Elektrochemische Grundlagen

Zwischen Körper und galvanischer Elektrode kann es nur dann zu Stromfluss – und somit zur Messung bioelektrischer Signale – kommen, wenn der Übergang zwischen Ionenleitung und Elektronenleitung möglich ist. Dazu wird ein Elektrolyt benötigt, der mit dem Metall Ionen austauschen kann. Dies kann direkt der menschliche Hautschweiß sein oder ein zusätzlich aufgetragenes Elektrolytgel.

An der Grenzfläche zwischen Elektrolyt und Metallelektrode finden Oxidations- und Reduktionsreaktionen statt, die für einen Ladungsaustausch auf Grund

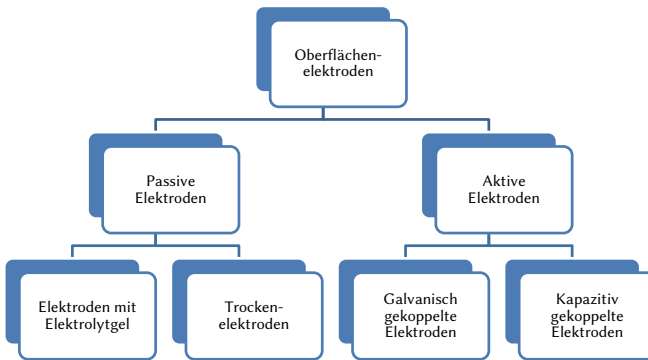


Abbildung 2.10: Einteilungsschema verschiedener Elektrodentypen für die Biosignalerfassung

unterschiedlicher Austrittsarbeiten sorgen. Der Austauschprozess führt zu Änderungen der Ionenkonzentrationen an der Grenzfläche und zur Aufladung der Elektrode. Die Prozesse laufen so lange ab, bis sich letztendlich ein thermodynamisches Gleichgewicht einstellt, wenn das chemische Potential in den beiden Phasen (Elektrolyt und Elektrode) gleich groß ist. Wenn der Austauschprozess reversibel abläuft und Metallionen vom Elektrolyten wieder zurück ins Metall übergehen können, spricht man darüber hinaus von reversiblen oder nicht polarisierbaren Elektroden. Diese weisen bei großen Stromdichten nur eine geringe Änderung des Elektrodenpotentials auf (z.B. Ag/AgCl-Elektroden, siehe 2.3.2). Polarisierbare oder nicht reversible Elektroden hingegen zeigen schon bei geringen Stromdichten hohe Änderungen der Elektrodenspannung. Beispiele hierfür sind Trockenelektroden aus Silber oder Edelmetall.

Der Ladungsaustausch während der Reaktionen führt zur Aufladung der Elektrode und zu elektrostatischen Wechselwirkungen zwischen deren Oberfläche und der elektrolytischen Grenzschicht, genauer gesagt den Wassermolekülen im Elektrolyten. Dies ist in Abbildung 2.11 dargestellt.

An der Elektrodenoberfläche werden die stark polaren Wassermoleküle adsorbiert und dadurch elektrostatische Kräfte so ausgerichtet, dass an der Elektrolyt-Seite eine entgegengesetzt geladene Schicht entsteht. An diese Schicht lagern sich solvatisierte Ionen aus der Lösung an, so dass eine starre Schicht aus Wassermolekülen und Ionen entsteht. Diese Schicht wird Helmholtz-Doppelschicht

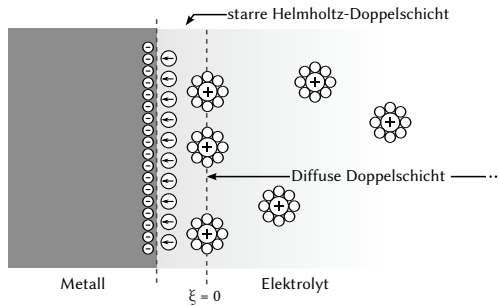


Abbildung 2.11: Struktur der Grenzfläche zwischen Metallelektrode und Elektrolyten (nach [3]).

genannt und von Hermann von Helmholtz bereits 1879 beschrieben. Das starre Modell wurde später von Gouy, Chapman und Stern erweitert, da im Anschluss an die Doppelschicht eine diffuse ionische Raumladungszone (die sogenannte Gouy-Chapman-Schicht) folgt. Sie entsteht durch die thermische Bewegung der Ionen und wird mathematisch als exponentieller Potentialabfall durch

$$\varphi(\xi) = (\varphi(0) - \varphi_L) \cdot e^{-\frac{\xi}{\chi}} + \varphi_L \quad (2.6)$$

beschrieben. Hierbei ist ξ der Abstand von der Helmholtzschicht, φ_L beschreibt das chemische Elektrodenpotential und χ die Dicke der Gouy-Chapman-Schicht.

2.3.2 Elektroden mit Elektrolyt-Gel

Bei Vorhandensein eines elektrischen Feldes zwischen Elektrode und Körper kommt es bei polarisierbaren Elektroden nur zu geringem Ladungstransport. Daher bleibt die Doppelschicht intakt und es laufen Reaktionen ab, die eine Konzentrationsänderung der beteiligten Reaktionspartner hervorrufen. Die dadurch hervorgerufene Änderung des Potentials an der Doppelschicht wird als Polarisation bezeichnet. Polarisation tritt nicht auf, wenn elektroaktive (d.h. heißt reversible) chemische Elektrodenreaktionen möglich sind. In diesem Fall kann größerer, ungehinderter Ladungstransport durch die Phasengrenze stattfinden, auch hohe Stromdichten verursachen dann nur eine geringe Elektrodenpotentialdifferenz im Vergleich zum Gleichgewichtszustand.

Die in der klinischen Praxis am häufigsten eingesetzten Oberflächenelek-

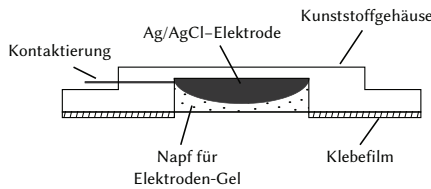


Abbildung 2.12: Aufbau einer Einweg-Gel-Elektrode nach [3]

troden mit geringer Polarisierbarkeit sind Silber/Silberchlorid-Elektroden (Ag/AgCl). Sie existieren sowohl als Einwegelektroden als auch in wiederverwendbarer Form und bestehen aus einem mit schwerlöslichem Silberchlorid überzogenen Silberkern, der mit einem mit Chlor-Ionen gesättigten Elektrolyten in Kontakt steht.

Den Aufbau einer typischen Einwegelektrode für die EKG-Messung zeigt Abbildung 2.12. Die Ag/AgCl-Elektrode ist umgeben von einem Reservoir aus Elektroden-Gel. Dieses kann entweder flüssig oder fest sein. Über einen selbstklebenden Ring wird die Elektrode am Ableitort angebracht, der Elektrolyt kommt automatisch mit der Haut in Kontakt. Verwendung findet diese Art von Elektroden hauptsächlich beim klinischen Monitoring und bei Holter-Aufzeichnungen, da sie sehr einfach anwendbar und hygienisch sind.

Länger angewandt können jedoch sowohl das Elektroden-Gel als auch der verwendete Klebstoff zu dermatologischen Irritationen führen (Juckreiz, Rötungen, Dermatitis, allergische Reaktionen). Dadurch können sie beim Wechsel der Elektroden zum Teil nicht wieder auf die gleiche Hautstelle geklebt werden. Zudem trocknet das Elektroden-Gel bei Anwendung über mehrere Tage hinweg aus, da es einen hohen Wasseranteil besitzt. Klebeelektroden sind somit für EKG-Systeme, die dauerhaft getragen werden sollen, nicht geeignet.

Die Elektrodenimpedanzen, die mit derartigen Elektroden zwischen Elektrode und Hautoberfläche erreicht werden können, liegen typischerweise bei Ag/AgCl-Elektroden im Bereich 10 k Ω bis 50 k Ω . Niedrige Werte können durch entsprechende Präparation der Haut (Aufrauen der Haut, Entfernung abgestorbener Hautschichten) erreicht werden.

2.3.3 Trockenelektroden

Ohne Hautvorbereitung und ohne zusätzliches Elektroden-Gel kommen sogenannte Trockenelektroden aus. Hier wird das elektrisch leitfähige Materi-

al der Elektrode direkt mit der Haut in Kontakt gebracht. Die notwendige Elektrolytschicht zur Wandlung des Ladungstransportmechanismus besteht in diesem Fall aus Körperschweiß. Dadurch machen sich allerdings dermatologische Unterschiede zwischen verschiedenen Patienten stärker bemerkbar, weil kein Elektroden-Gel als Puffer zur Verfügung steht. Nach dem Anlegen einer Trockenelektrode auf die Haut beginnt ein Hydrationsprozess, der auch von äußeren Bedingungen wie Luftfeuchtigkeit und Umgebungstemperatur, aber auch von der Feuchtigkeitsdurchlässigkeit der Elektrode selbst beeinflusst wird [14]. Diese Art von Elektroden ist deshalb – abhängig vom Hautzustand – nicht unmittelbar nach dem Anlegen benutzbar.

Durch die höhere Impedanz des Elektrode-Haut-Übergangs im Vergleich zu Gel-Elektroden, können Relativbewegungen zwischen Haut und Elektrode Potentialänderungen in der Trockenelektrode hervorrufen, die sich im abgeleiteten EKG als Artefakte bemerkbar machen. Die Relativbewegungen können sowohl durch Bewegung des Patienten oder die Massenträgheit der Elektrode im Tragesystem entstehen und ändern die effektive Elektrodenfläche [11]. Die effektive Fläche bei Elektroden ohne Elektrolytgel entspricht dabei nicht der geometrischen Größe, sondern hängt mit der Oberflächenstruktur von Haut und Elektrode zusammen, sowie der zur Verfügung stehenden Feuchtigkeit. Die erhöhte Impedanz führt auch zu erhöhter Einkopplung von Gleichtaktsignalen in das Messsystem [15].

Trockenelektroden sind aus verschiedenen Materialien herstellbar, Metallvarianten bestehen oft aus Aluminium, Edelstahl, Titan oder Silber [16, 17]. Es kommen aber auch leitfähige Kunststoffe zum Einsatz, die flexible Anpassung der Elektroden an die Körperkontur erlauben. Die Elektrodenimpedanz beträgt dann das vier- bis fünffache der Impedanz von Klebeelektroden [18, 19]. Das Einsatzgebiet dieser Elektroden ist meist bei der Langzeit-EKG-Überwachung für kardiologische Risikopatienten oder im telemedizinischen Bereich angesiedelt [20]. Leitfähige Kunststoffe werden auch vermehrt bei Pulsgurten und Herzfrequenzmessern im Bereich des Ausdauersports eingesetzt.

Als alternatives Material für Trockenelektroden bieten sich auch leitfähige Textilien an, auf diese Weise lässt sich eine vollständige Textilintegration der Elektroden erreichen [21]. Verwendung finden mit Silber- oder Edelstahldrähten umwundene Garne, die zu Elektroden verwoben werden können [22], oder leitfähige Gewebe, wie z.B. versilberter Jerseystoff oder Silber-Polyamid-Gewebe (Abbildung 2.13 links). Die Kontaktierung erfolgt oft über Druckknöpfe, die den mechanischen und elektrischen Kontakt herstellen. Da die textilen Materialien eine strukturierte Oberfläche aufweisen, entstehen beim Hautkontakt



Abbildung 2.13: Textile mit Leitfähigkeit auf Silberbasis (links) und textile Trockenelektrode eines Pulsmessers.

Hohl- und Zwischenräume, durch die die tatsächliche Elektrodenkontaktfläche verringert wird, dadurch erhöht sich der Übergangswiderstand im Vergleich zu nicht-textilen Trockenelektroden [17]. Mit zunehmender Hautfeuchtigkeit, beispielsweise durch entsprechende Tragedauer oder körperliche Belastung, erhöht sich die effektive Fläche.

Trotz der höheren Impedanz des Elektrode-Haut-Systems bei Trockenelektroden und der damit verbundenen höheren Anfälligkeit für Artefakte im abgeleiteten Biosignal sind diese Elektroden im diagnostischen Bereich vor allem für die Langzeitanwendung sehr interessant. Integriert in entsprechende Tragesysteme sind sie relativ langzeitbeständig und müssen nicht gewechselt werden, was sie aktuell zur praktikabelsten Lösung für Langzeitmonitoring macht. Inzwischen sind sie auch im Sportbereich als Elektroden für Pulsmesser weit verbreitet (Abbildung 2.13 rechts).

2.3.4 Aktive Trockenelektroden

Das Fehlen eines Elektrolyten und die dadurch höhere Impedanz des Elektrode-Haut-Systems bei Trockenelektroden führt dazu, dass Störungen in den hochohmigen Signalpfad, zum Beispiel ins Elektrodenkabel, vor dem Verstärker ein koppeln können. Um diesen Einfluss zu verringern, können aktive Elektroden verwendet werden. Bereits 1968 wurden von Richardson et al. Transistoren verwendet, um Impedanzwandlung direkt an der Elektrode durchzuführen [23], es werden aber auch Operationsverstärker eingesetzt [24]. Die Impedanzwandlung verringert 50-Hz-Interferenzen und ermöglicht die Verwendung von bipolaren

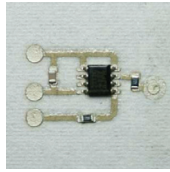


Abbildung 2.14: Bauteilseite einer aktiven, textilintegrierten Elektrode aus [28].

Instrumentenverstärkern, ohne dass die Gleichtaktunterdrückung reduziert wird [25, 26]. Es wurde außerdem gezeigt, dass auf diese Weise Artefakte durch Bewegung reduziert werden können und eine Vorbereitung der Haut wie bei Klebeelektroden entfallen kann [27].

Nachteilig ist bei aktiven Trockenelektroden, dass sie über zusätzliche Leitungen mit Energie versorgt werden müssen. Dies erfordert Anschlusskontakte an der Elektrode und Bauraum für die Komponenten. Deshalb werden hier auch textilintegrierte aktive Elektroden untersucht [28] (siehe Abbildung 2.14). Mit geeigneten schaltungstechnischen Methoden ist aber auch die Reduktion auf zwei Leitungen möglich [29, 30].

Die aktiven Bauteile fügen Rauschen zum System hinzu, was bei der Messung von Biosignalen kritisch sein kann. Durch Integration von Verstärkung direkt in die Elektrode kann das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) aber verbessert werden, deshalb werden aktive Elektroden insbesondere auch bei EEG-Systemen eingesetzt.

3

Biosignalerfassung mit kapazitiven Elektroden

DIE ELEKTRODEN zur EKG-Ableitung, die im vorigen Kapitel vorgestellt wurden, basieren alle auf dem direkten, galvanischen Hautkontakt einer Metallelektrode. Der Übergang von Ionen- zu Elektronenleitung erfolgt dabei über eine Elektrolytschicht aus Elektroden-Gel oder Hautschweiß. Dieser Übergang ist in Abbildung 3.1 auf der linken Seite vereinfacht dargestellt und als galvanischer Pfad bezeichnet. Er ist charakterisiert durch einen Übergangswiderstand und das Potential der Elektroden-Haut-Schnittstelle.

Eine andere Möglichkeit zur Erfassung von Biosignalen und zur Kopplung eines Messsystems an den Körper zeigt die rechte Seite der Abbildung. Hier wird das Signal kapazitiv von der Haut in die Elektrode eingekoppelt, indem zwischen Haut und Elektrode ein Isolator eingefügt wird und so eine Konfiguration ähnlich einem Plattenkondensator entsteht.

Elektroden, die dieses Prinzip nutzen, werden kapazitive Elektroden (*capacitively coupled electrodes*, CCE) genannt und zeichnen sich also durch ihren vom Körper elektrisch isolierten Aufbau aus. Man spricht deshalb auch von „insulated electrodes“, isolierten Elektroden. Mit kapazitiven Elektroden wird das vom

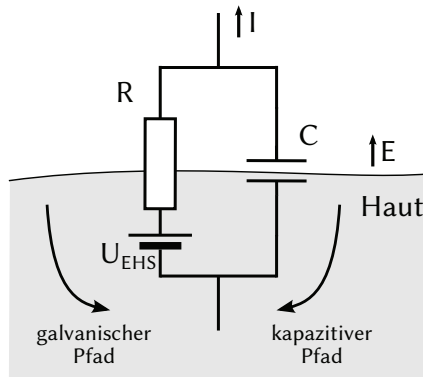


Abbildung 3.1: Vereinfachtes Modell des Elektroden-Haut-Übergangs für galvanische oder kapazitive Kopplung nach [31]

Biosignal an der Körperoberfläche erzeugte elektrische Feld erfasst und indirekt über den Verschiebungsstrom in der Elektrode gemessen. Die Ankopplung an den Körper ist dabei durch die Impedanz der Koppelkapazität sehr hochohmig. Der Aufbau einer kapazitiven Elektrode besteht im Wesentlichen aus leitendem, vom Körper isolierten Elektrodenmaterial und einem daran angeschlossenen Impedanzwandler.

Erste Umsetzungen dieses Elektrodenprinzips wurden bereits ab 1967 gezeigt und beschrieben [23, 32]. Als Impedanzwandlerschaltung wurden dort Feldefekttransistoren (FET) in Source-Schaltung benutzt. David und Portnoy zeigen einige Jahre später bereits die erste Umsetzung, die einen Operationsverstärker (OP) Fairchild μA 740 als Impedanzwandler verwendet. Diese Schaltung stellt die simpelste Möglichkeit zur Umsetzung einer kapazitiven Elektrode mit OP dar und ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Den ersten Arbeiten gemein ist die Verwendung sehr dünner Dielektrika als Isolationsschichten, wodurch hohe Koppelkapazitäten entstehen. Zum Beispiel bestanden die Elektroden aus anodisiertem Aluminium, um Isolation von der Haut zu gewährleisten. Durch die dünne Oxidschicht ergab sich eine sehr gute Kopplung von einigen Nanofarad (nF) an den Patienten bei Eingangswiderständen im Bereich von $1\text{ G}\Omega$, so dass die Signalqualität mit der von Elektrolytgel-Elektroden vergleichbar war [34]. In Position gehalten wurden die Elektroden dabei durch einen elastischen Brustgurt. Vergleiche wurden auch für EMG-Messungen durchgeführt, dabei wurde

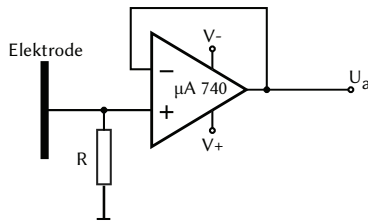


Abbildung 3.2: Schaltungstopologie einer kapazitiven Elektrode mit Operationsverstärker [33].

ein Lack als Isolator verwendet [35]. Systematische Untersuchungen verschiedener Dielektrika als Isolationsmaterial für CCEs wurden in [33] durchgeführt, die Elektroden wurden hier mit doppelseitigem Klebeband am Körper befestigt.

Mit der Verfügbarkeit integrierter Operationsverstärker (OPV) mit hoher Eingangsimpedanz sind kapazitive Elektroden seit Mitte der neunziger Jahre wieder verstärkt ins Interesse der Forschungsgemeinde gerückt. Die durch die Bausteine ermöglichten Verbesserungen beim Übertragungsverhalten führten auch zu neuen Anwendungskonzepten für CCEs. Der aktuelle Stand der Technik bezüglich der Anwendung kapazitiver EKG-Elektroden wird im Folgenden erläutert. Zunächst wird aber auf Messprinzip und Aufbau näher eingegangen.

3.1 Aufbau und Messprinzip kapazitiven Elektroden

Der Aufbau einer kapazitiven Elektrode ist so gestaltet, dass ein hochohmiger Potentialsensor entsteht, der auch bei kleinen Koppelkapazitäten zwischen Elektrode und Patient einen ausreichenden Spannungsabfall für eine Biopotentialmessung liefert. Die wesentlichen Bestandteile einer stabilen, hochohmigen Elektrode und die Kopplung an den Patientenkörper zeigt Abbildung 3.3. In der Literatur finden sich diverse Ausführungen und Designs, bei denen Teile des Schemas weggelassen oder miteinander kombiniert sein können. Die einzelnen Aspekte werden im Folgenden dargestellt.

3.1.1 Koppelkapazität

Die Hautoberfläche des Patienten bildet mit der Elektrode eine Kapazität C_k , über die das physiologische Signal in das Messsystem eingekoppelt wird. Diese

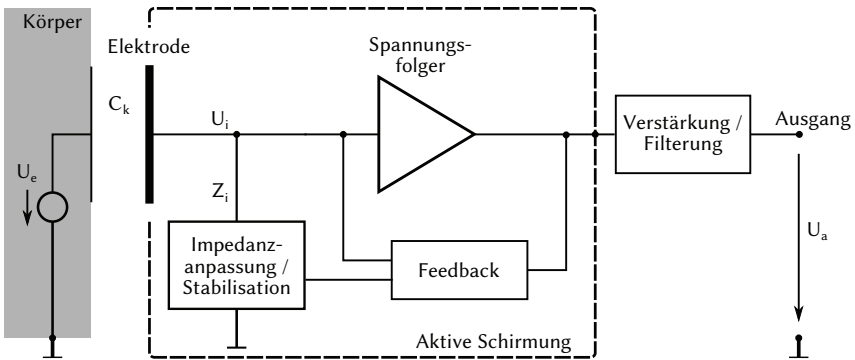


Abbildung 3.3: Grundlegender schematischer Aufbau einer kapazitiven Elektrode

Kapazität kann näherungsweise als Plattenkondensator betrachtet werden [11] und berechnet sich somit zu

$$C_k = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A_{el}}{d}. \quad (3.1)$$

Die Fläche A_{el} der Elektrode ist durch die Geometrie des Aufbaus vorgegeben, der Spalt der Breite d zwischen Körper und Elektrode kann darüber hinaus mit einem Dielektrikum der Permittivität ε_r gefüllt sein. Abhängig vom Betrag der Koppelkapazität lassen sich Anwendungen mit kapazitiven Elektroden hauptsächlich in zwei Bereiche klassifizieren:

Anwendungen mit starker Kopplung Bei diesen Anwendungen wird die Elektrode unmittelbar auf die Haut gelegt oder mittels Tragesystem oder Gurt angedrückt. Der Abstand wird dann lediglich durch die Dicke d des Dielektrikums bestimmt. Die Koppelkapazität lässt sich dann gezielt maximieren, indem Materialien mit hoher Permittivität ε_r möglichst dünn auf die Elektrodenfläche aufgetragen werden. Verwendete Materialien sind BaTiO_3 , TiO_2 oder SiO_2 , die mit Dünnschichtprozessen aufgebracht werden und Dicken von wenigen Nanometern bis einigen Mikrometern aufweisen [17, 33, 36]. Es können aber auch dünne Folien verwendet werden. Auf diese Weise lassen sich Kapazitäten im Bereich 1000 pF/cm^2 erreichen. Problematisch bei Elektroden mit starker Kopplung ist die Langzeitstabilität des Dielektrikums. Untersucht wird

diese Art von Elektroden hauptsächlich als Ersatz für Klebeelektroden beim Langzeit-Monitoring.

Anwendungen mit schwacher Kopplung Sobald kein direkter, mechanischer Hautkontakt mehr zur Elektrode besteht, sondern beispielsweise ein Luftspalt und/oder weitere Dielektrika (wie z.B. Kleidung) hinzukommen, nimmt der Betrag der Koppelkapazität C_k schnell sehr kleine Werte an. Dies liegt daran, dass dann eine Reihenschaltung von Dielektrika vorliegt und sich die Gesamtkapazität aus den Kehrwerten der Einzelkapazitäten ergibt, so dass kleine Kapazitäten dominieren. Hohe Permittivitäten können somit keinen Beitrag mehr zur Koppelkapazität leisten. Die Kapazitätswerte liegen im unteren Picofarad-Bereich, in der Größenordnung von 1 pF/cm^2 , vor allem wenn überhaupt kein mechanischer Kontakt mehr zum Patienten besteht, sondern aus einer Entfernung von einigen Milli- oder gar Zentimetern gemessen wird [37, 38]. Dadurch ergeben sich hohe Anforderungen an die Eingangsimpedanz des Messsystems. Da aber kein direkter Hautkontakt bestehen muss, werden neue Anwendungskonzepte möglich, die mit konventionellen EKG-Systemen nicht umsetzbar sind.

3.1.2 Eingangsimpedanz

Abhängig von der Koppelkapazität C_k zwischen Körper und Elektrode ergeben sich in Kombination mit der benötigten Bandbreite des Messsystems bestimmte Anforderungen an die Eingangsimpedanz Z_i von kapazitiven Elektroden. Dies wird in Kapitel 4 genauer untersucht. An dieser Stelle kann aber bereits festgehalten werden, dass Koppelkapazität C_k und Eingangsimpedanz Z_i einen komplexen Spannungsteiler bilden, der durch die kapazitive Kopplung als Hochpass wirkt.

Bei rein kapazitiver Kopplung, wird die Dämpfung dieses Systems allein durch Eingangs- und Übergangskapazität bestimmt. Die untere Grenzfrequenz ist durch Übergangskapazität und ohmschem Eingangswiderstand festgelegt.

Anforderungsbeispiel

Kommt beispielsweise eine Elektrode mit einer Koppelkapazität von 10 pF zum Einsatz, so entspricht dies einer Übergangsimpedanz zwischen Körper und Elektrode von rund $16 \text{ G}\Omega$ bei einer Frequenz von 1 Hz . Soll dies gleichzeitig die untere Grenzfrequenz der Übertragungsfunktion der Elektrode sein, so muss R_i

ebenfalls $16 \text{ G}\Omega$ betragen. Wenn eine Durchgangsdämpfung von 1 dB akzeptabel ist, folgt daraus eine maximal erlaubte Eingangskapazität C_i von $1,2 \text{ pF}$. Bei geringeren Koppelkapazitäten beziehungsweise bei niedrigeren Grenzfrequenzen werden die Anforderungen an diese Parameter entsprechend deutlich höher, für C_i erhält man Werte bis in den Sub-pF-Bereich. Um entsprechende Werte zu erreichen, ist es zweckmäßig, einen Impedanzwandler mit Operationsverstärker zu verwenden.

3.1.3 Verstärker

In der Literatur werden meist Operationsverstärker in Spannungsfolgerschaltung (Abbildung 3.2), aber auch Eingänge von Instrumentenverstärkern als Impedanzwandler verwendet [39, 40], um der Quelle eine möglichst hohe Eingangsimpedanz gegenüber zu stellen. Die Übertragungsfunktion eines Spannungsfolgers mit der Leerlaufverstärkung $A_0(\omega)$ lautet

$$U_a(\omega) = \frac{A_0(\omega)}{1 + A_0(\omega)} \cdot U_i. \quad (3.2)$$

Die Leerlaufverstärkung aktueller Operationsverstärker ist im für das EKG interessanten Frequenzbereich so hoch, so dass der Betrag der Übertragungsfunktion als eins angesehen werden kann.

Aktuell am Markt verfügbare Operationsverstärker bieten einen ausreichend hohen Eingangswiderstand bei gleichzeitig sehr geringer Eingangskapazität, die höchsten Widerstandswerte erreichen Modelle mit FET-Eingängen mit bis zu $1 \times 10^{16} \Omega$ bei Kapazitätswerten um 1 pF . Jedoch besitzen die Eingänge von Operationsverstärker einen Eingangsruhestrom (*bias current*, dt. auch Bias-Strom), der von den Gate- beziehungsweise Basisleckströmen der Transistoren herrührt, und über einen Gleichstrompfad abgeleitet werden muss, um die Sättigung des Eingangs zu verhindern und den Arbeitspunkt zu stabilisieren [41].

Da kapazitive Elektroden wechsellspannungsmäßig an den Körper gekoppelt sind, steht von dieser Seite kein Strompfad zur Verfügung. Im einfachsten Fall kann deshalb durch einen Widerstand gegen Masse ein „Biaspfad“ hergestellt werden (Abbildung 3.2). Da dieser aber parallel zur hohen Eingangsimpedanz des Verstärkers liegt ergibt sich effektiv ein Eingangswiderstand im Wertebereich des Bias-Widerstandes. Dies hat wiederum Einfluss auf die untere Grenzfrequenz der Elektrode und muss beim Entwurf beachtet werden (siehe

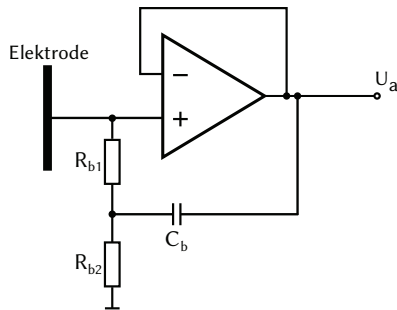


Abbildung 3.4: Bootstrapping zur Erhöhung des Eingangswiderstands

Kapitel 4.3).

3.1.4 Anpassung der Eingangsimpedanz

Dem Ersetzen dieses Vorwiderstandes durch geeignete Schaltungstechnik zur Maximierung des Eingangswiderstandes R_i und der gleichzeitigen Minimierung der Eingangskapazität C_i werden in der Literatur viel Aufmerksamkeit geschenkt, um möglichst empfindliche Sensoren herzustellen. Verschiedene Schaltungskonzepte haben sich etabliert, um diese Ziele zu erreichen.

Bootstrapping

Eine Möglichkeit, den Eingangswiderstand wieder zu erhöhen stellt das sogenannte Bootstrapping dar. Dabei wird ein Gleichstrompfad für den Eingangsruhestrom bereitgestellt, ohne dass für höhere Frequenzen die Eingangsimpedanz zusammenbricht. Der Bias-Widerstand wird in zwei Widerstände R_{b1} und R_{b2} aufgeteilt und die Ausgangsspannung des Spannungsfolgers über einen Kondensator C_b auf den Punkt zwischen den beiden Widerständen zurückgeführt, wie Abbildung 3.4 zeigt. In Abbildung 3.3 ist dies durch die Rückkopplung auf den Block „Impedanzanpassung“ dargestellt. Es lassen sich zwei Fälle unterscheiden:

- Für Gleichspannung wirkt dieser Kondensator wie eine offene Leitung, der Bias-Strom kann nach Masse abfließen und es gilt $Z_b = R_{b1} + R_{b2}$.
- Für Wechselfspannungen wird die Ausgangsspannung über den Hochpass aus C_b und R_{b2} auf den Mittelpunkt zwischen beiden Widerständen

zurückgekoppelt, an beiden Anschlüssen des Widerstands R_{b1} liegt also nahezu die gleiche Spannung an, deshalb kann nur ein sehr geringer Strom fließen und der Widerstand wird virtuell erhöht [42].

Es muss beachtet werden, dass beim Bootstrapping eine positive Rückführung des Ausgangssignals auf den Verstärkereingang erfolgt. Um Instabilitäten zu vermeiden müssen die Werte von R_{b1} , R_{b2} und C_b sorgfältig aufeinander abgestimmt werden, so dass immer ein Kompromiss zwischen Stabilität und Bandbreite gefunden werden muss. Dies wird im nächsten Kapitel näher beschrieben.

Schirmung

Durch den Elektrodenaufbau entstehen zwischen dem hochohmigen Eingang der Elektrode und der Leiterplatte beziehungsweise dem Gehäuse Streukapazitäten, die die Eingangsimpedanz verringern können. Sie liegen oft in der Größenordnung der Eingangskapazität des Operationsverstärkers, hinzu kommen Leckströme durch die nichtidealen Bauteile und Materialien. Diese parasitären Effekte können im Ersatzschaltbild als Widerstand R_s und Kapazität C_s dargestellt werden, die parallel zur Eingangsimpedanz des OPV liegen, dies ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

Um dem entgegenzuwirken, können die entsprechenden Strukturen aktiv geschirmt werden (*active guarding* oder *driven guard*). Dazu wird eine Schirmstruktur um die hochohmigen Teile der Schaltung gelegt. Der Ausgang des Spannungsfolgers treibt das Schirmpotential auf das Niveau des Eingangs. Dadurch wird der Spannungsabfall über den parasitären Elementen minimiert und die impedanzmindernde Wirkung wird begrenzt [41, 43].

Sei Z_s die Impedanz zwischen Eingangsleitung und Schirm und I_s der parasitäre Strom, dann gilt mit $Z_s = 1/(j\omega C_s)$ und der Eingangsspannung U_i beim Impedanzwandler

$$I_s = \frac{U_i - U_a}{Z_s} = \frac{U_i - GU_i}{Z_s}, \quad (3.3)$$

wobei G berücksichtigt, dass der Spannungsfolger nichtideal ist. Für die effektive Schirmimpedanz ergibt sich dann

$$Z'_s = \frac{U_i}{I_s} = \frac{Z_s}{1 - G}. \quad (3.4)$$

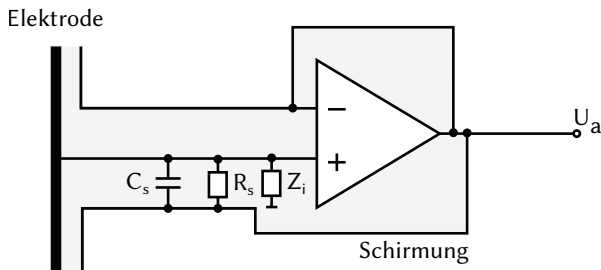


Abbildung 3.5: Aktive Schirmung zur Minimierung von parasitären Einflüssen auf die Eingangsimpedanz

Das bedeutet, dass im Falle der Pufferung mit einem idealen Spannungsfolger die parasitäre Impedanz gegen unendlich und somit die parasitäre Kapazität gegen Null strebt. R_s kann in der Praxis vernachlässigt werden. Im realen Fall ist die Wirkung des Guarding vor allem für hohe Frequenzen durch das endliche Verstärkungs-Bandbreite-Produkt des OPV begrenzt.

Damit die Elektrode nur die Signale erfasst, die von der Körperoberfläche des Patienten kommen, ist es außerdem notwendig, sie vor Interferenzen elektromagnetischer Felder aus der Umgebung zu schützen. Deshalb werden die oben beschriebenen Guarding-Strukturen auch auf die Rückseite der Elektrodenfläche erweitert (siehe Abbildung 3.5), sie können sich darüber hinaus auch auf Gehäuse und Zuleitung erstrecken.

Neutralisation

Wenn auch bei schwachen Koppelkapazitäten im pF-Bereich noch eine ausreichend kleine Dämpfung erreicht werden soll, muss die Eingangskapazität der CCE auf Werte reduziert werden, die im Bereich oder sogar unterhalb der Eingangskapazität des Verstärkers liegen. Dies ist durch eine Schaltungstechnik möglich, die Neutralisation genannt wird [42–44]. Dabei wird das um den Faktor A_n verstärkte Ausgangssignal des Impedanzwandlers über einen kleinen Kondensator C_n auf den positiven Eingang zurückgekoppelt, wie Abbildung 3.6 zeigt. Dies ergibt die neutralisierte Kapazität

$$C_{i,n} = C_i + C_n(1 - A_n), \quad (3.5)$$

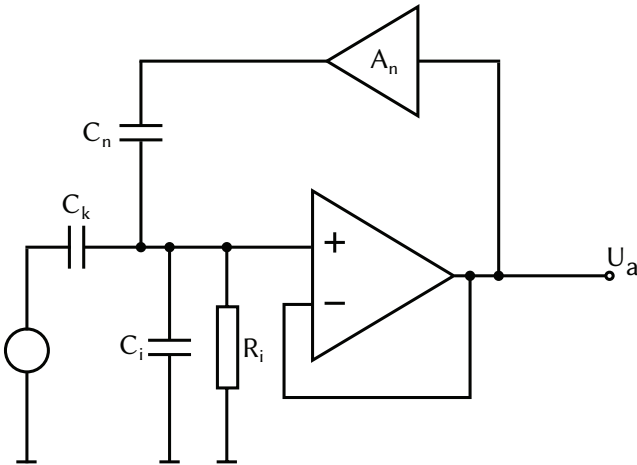


Abbildung 3.6: Verringerung der Eingangskapazität durch das Prinzip der Neutralisation

und die Eingangsimpedanz wird – unter Vernachlässigung des Frequenzverhaltens des Impedanzwandlers und des Verstärkers A_n – zu

$$Z_{i,n} = R_i \parallel C_{i,n} = \frac{R_i}{1 + j\omega (C_i + C_n(1 - A_n)) R_i}. \quad (3.6)$$

Für $C_n = C_i$ und $A_n = 2$ kann die effektive Eingangskapazität also zu Null gemacht werden, daher der Begriff Neutralisation. Es lassen sich sogar negative Kapazitäten erreichen. Allerdings kann das Elektrodensystem auf Grund der positiven Rückkopplung für wachsende Verstärkungen instabil werden. Dies muss mit Hilfe der Übertragungsfunktion untersucht werden. In der Praxis lassen sich laut [Fein](#) Werte von wenigen pF neutralisieren [Fein](#) [44].

3.1.5 Filterung und Verstärkung

Obwohl moderne Operationsverstärker sehr kleine Biasströme benötigen (in der Größenordnung von 1 pA und kleiner), erzeugen diese in Verbindung mit den hochohmigen Biaswiderständen einen Gleichspannungs-Offset am Ausgang des Impedanzwandlers. Dieser kann ein vielfaches der Ausgangs-Offset-Spannung

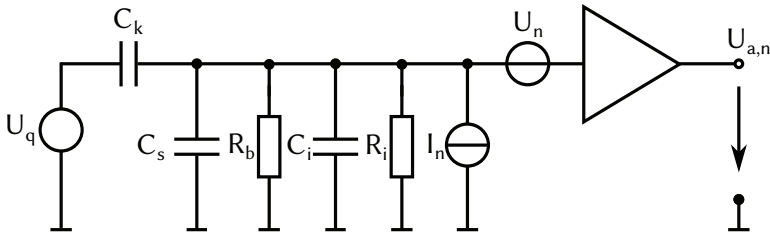


Abbildung 3.7: Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Modellierung des Rauschverhaltens einer kapazitiven Elektrode

des Verstärkers betragen. Für einen Biaswiderstand von $100\text{ G}\Omega$ kann der Offset beispielsweise

$$U_{\text{off}} = I_b \cdot R_b = 1\text{ pA} \cdot 100\text{ G}\Omega = 100\text{ mV}. \quad (3.7)$$

betragen. Um Dynamikprobleme durch Sättigung in nachfolgenden Stufen zu vermeiden und Signalverstärkung zu ermöglichen, kann deshalb auf der Elektrode beziehungsweise am Eingang der folgenden Stufe ein Hochpass integriert werden (siehe Abbildung 3.3), um den Gleichspannungsanteil zu entfernen. Die Grenzfrequenz wird durch die Anwendung vorgegeben, liegt aber meist unter 1 Hz . In den Hochpass kann außerdem gleichzeitig ein Verstärkungsfaktor integriert sein.

3.1.6 Rauschen

Die Rauscheigenschaften von kapazitiven Elektroden sind nach [37] hauptsächlich vom Rauschverhalten des verwendeten Verstärkers, der Eingangsimpedanz Z_i und der Koppelkapazität C_k abhängig. Damit spielen hier auch die geometrischen Eigenschaften einer CCE eine Rolle.

Zur Untersuchung des Rauschverhaltens kann das Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.7 verwendet werden. U_n beziehungsweise I_n stellen die äquivalenten Spannungs- beziehungsweise Stromrauschdichten des Verstärkers dar. Der Eingangswiderstand besteht durch den im Vergleich zu R_i wesentlich niedrigeren Wert von R_b effektiv aus letzterem. Die Koppelkapazität C_k , die Schirmkapazität C_s und die Eingangskapazität des Verstärkers C_i liegen für die Rauschanalyse parallel und addieren sich zu $C_{in} = C_k + C_s + C_i$.

Die relevanten Rauschbeiträge sind dann

- das thermische Rauschen, welches durch statistische Ladungsträgerbewegung in einem elektrischen Leiter verursacht wird. Es fällt insbesondere für hohe Widerstände ins Gewicht, sein quadratischer Mittelwert beträgt nach der Nyquist-Formel:

$$\overline{u_{th}^2} = 4k_B T R_b \Delta f. \quad (3.8)$$

Dabei ist T die absolute Temperatur, Δf die Bandbreite und k_B die Boltzmann-Konstante. Das effektive thermische Rauschen des Elektrodeneingangs ist dann

$$U_{th} = \frac{1}{1 + j\omega R_b C_{in}} \sqrt{4k_B T R_b \Delta f}, \quad (3.9)$$

- das Rauschen des Operationsverstärkers, welches sich aus U_n und I_n zusammensetzt. Beide Rauschquellen besitzen weiße Anteile und einen frequenzabhängigen Anteil, der $1/f$ -Rauschen genannt wird und mit steigender Frequenz abnimmt. Die Ursache für das $1/f$ -Rauschen im Operationsverstärker ist der innere Aufbau aus passiven Elementen, Dioden und Transistoren, deren Rauschprozesse sich überlagern.

Mit ihrer Hilfe lässt sich dann das Gesamtrauschen berechnen:

$$U_{a,n}^2 = U_n^2 + U_{th}^2 + \left(\frac{R_b}{1 + j\omega R_b C_{in}} \right)^2 I_n^2. \quad (3.10)$$

Bei Frequenzen über etwa 1 Hz und schwacher Kopplung, also bei hohen Werten der Übergangsimpedanz Z_k , können U_n und U_{th} vernachlässigt werden und das Stromrauschen I_n dominiert. Das Rauschen ist dann von der Größe der Koppelkapazität abhängig. Es muss also darauf geachtet werden, dass durch die entsprechende Wahl der Elektrodengröße der für die Anwendung benötigte Signal-zu-Rausch-Abstand erreicht werden kann.

Für Applikationen mit schwach gekoppelten kapazitiven Elektroden sind deshalb Verstärker interessant, die eine möglichst geringe Stromrauschdichte besitzen. Die in der Literatur angegebenen Werte für die Rauschleistungsdichten bei schwacher Kopplung liegen bei 1 Hz zwischen 1 bis $10 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ [39, 40, 45]. Bei starker Kopplung sind wesentlich geringere Dichten möglich, bis zu $30 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ sind erreicht worden [46]. Für das Rauschen von Klebeelektroden findet man in der Literatur Angaben im Bereich von 1 bis $10 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ für einen

Frequenzbereich von 0,5 Hz bis 500 Hz [47, 48].

3.1.7 Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau kapazitiver Elektroden lässt sich auf unterschiedliche Weise realisieren. Während für Anwendungen mit starker Kopplung meist einseitig anodisierte Aluminiumplatten verwendet werden, kommt bei Anwendungen mit schwacher Kopplung oft ein Aufbau zum Einsatz, bei dem eine Seite einer Leiterplatte als Elektrodenfläche verwendet wird. Auf beide Umsetzungsformen und weitere Realisierungsalternativen wird im nächsten Abschnitt genauer eingegangen.

3.2 Bipolares kapazitives EKG-System

Die folgende Abbildung zeigt das Prinzip einer bipolaren EKG-Ableitung mit kapazitiven Elektroden. Sie stimmt im Wesentlichen mit der entsprechenden galvanischen EKG-Schaltung aus Abbildung 3.8 überein. Aus den mit den Elektroden (CCE) erfassten und gepufferten Biosignalen wird über einen Differenzverstärker (meist als Instrumentenverstärker realisiert) ein Differenzsignal gebildet. Dieses wird weiterverarbeitet und verstärkt, bevor es schließlich mit einem Analog-Digital-Umsetzer (*analog-to-digital-converter*, ADC) digitalisiert wird. Im Gegensatz zum galvanischen EKG ist im vollständig isolierten Fall (bspw. bei der Messung durch Kleidung) keine leitfähige Verbindung zum Messsystem vorhanden. Zwischen Körper und Messsystem besteht dann die Gleichtaktspannung U_{cm} , die einerseits durch Einkopplung von elektromagnetischen Störfeldern in Patient und Messsystem entsteht, andererseits durch statische Aufladung des Patienten gegenüber dem Messsystem verursacht wird.

3.2.1 Bezugspotential

Bei der galvanischen EKG-Ableitung über Klebe- oder Trockenelektroden wird normalerweise über eine weitere Elektrode ein Bezug zwischen Patient und Referenzspannung des Messsystem hergestellt. Dies kann beispielsweise über eine aktive Bezugspotentialsteuerung in Form eines Driven Right Leg (DRL), wie in Abschnitt 2.2.3 beschrieben, geschehen. Dadurch stimmt das Potential des Patienten mit der Massereferenz des EKG-Systems überein und Gleichtakt-Interferenzen werden reduziert. Im Prinzip ist diese Methode auch bei der

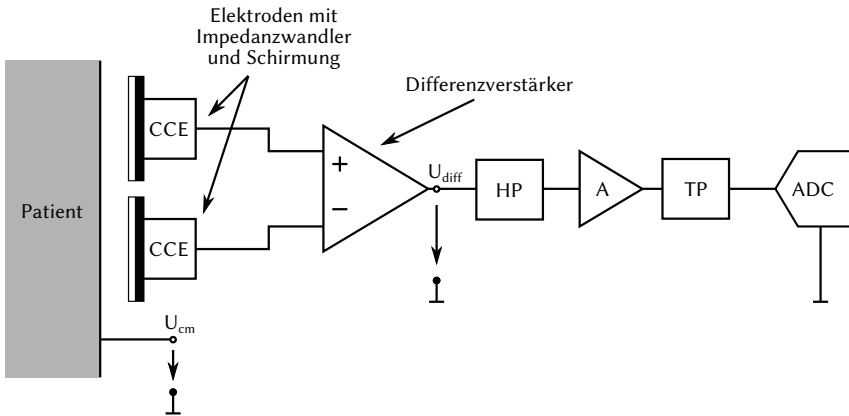


Abbildung 3.8: Prinzip der bipolaren EKG-Ableitung mit kapazitiven Elektroden

kapazitiven EKG-Messung einsetzbar, der Vorteil der Signalableitung ohne Hautkontakt geht aber dabei verloren. Ebenso kann direkt eine galvanische Masseverbindung eingesetzt werden, diese ermöglicht aber nur eine geringere Gleichtaktunterdrückung. Beide Methode ermöglichen aber die Reduktion der Gleichtaktspannung U_{cm} zwischen Patient und Massereferenz des EKG-Systems.

Auch kapazitive Masseverbindungen können bei kontaktlosen EKG-Systemen eingesetzt werden. Passive und aktive Ausprägungen sind dabei möglich. Diese ermöglichen die Reduktion von wechselfrequenten Gleichtaktinterferenzen. Statische Gleichtaktspannungen können damit nicht verringert werden.

3.3 Stand der Technik und Forschung bei der Anwendung kapazitiver Elektroden

Die in den vorhergehenden Abschnitten beschriebenen Methoden und Techniken zum Aufbau kapazitiver Elektroden führten seit den ersten Umsetzungsbeispielen Anfang der 1970er Jahre zur einer Vielzahl weiterer Systeme für verschiedene Anwendungen im Bereich der Biosignalerfassung. Wie schon in Abschnitt 3.1.1 erwähnt, gliedern sich die Anwendungen hauptsächlich in solche mit starker beziehungsweise schwacher Kopplung.

Insbesondere sind die Anwendung als alternative Elektrodentechnologie beim Langzeit-Monitoring und die Messung durch Kleidung von Interesse. Es gibt aber auch zahlreiche Anwendungsbeispiele, bei denen Elektroden körperfern integriert werden, sodass Anwendungsszenarien entstehen, die mit herkömmlichen Elektrokardiographen nicht erreicht werden kann. Man spricht dann auch von ambierter EKG-Messung. Auch der Wegfall der Vorbereitungszeit durch Hautpräparation und das Kleben von Elektroden motiviert verschiedene Implementierungsbeispiele [49]. Es werden aber auch andere Biosignale als die vom Herzen erzeugten mit den Elektroden gemessen.

Die folgenden Abschnitte beschreiben den Stand der Technik und Forschung bei kapazitiven Elektroden. Einen umfangreichen Überblick über die Thematik, der auch Trockenelektroden mit einschließt, liefern auch Chi und Cauwenberghs [50].

3.3.1 Klinische Anwendung und mobiles Monitoring

Das Erreichen von Signalqualität, die klinischen Ansprüchen genügt, wurde vor allem in den Arbeiten um 1970 angestrebt, die bereits Eingangs des Kapitels erwähnt wurden [23, 32, 34, 35]. Der Vollständigkeit wegen sei noch [51] hinzugefügt, auch hier konnte sehr gute Signalqualität erzielt werden. Durch den direkten mechanischen Hautkontakt mit dünnen Dielektrika ergeben sich bei all diesen Beispielen Koppelkapazitäten von mehreren tausend Picofarad, also relativ geringe Quellenimpedanzen. Dadurch waren die Anforderungen an die Eingangsimpedanz einer Elektrode mit Verstärkern vom damaligen Stand der Technik erfüllbar. Ein frühes klinisches Anwendungsbeispiel zeigt den Einsatz kapazitiver Elektroden bei schweren Verbrennungen der Haut [52]. Klebeelektroden können hier nicht eingesetzt werden, CCEs ermöglichen aber, durch Messung durch den textilen Verband, trotzdem die Ableitung eines EKG.

Doppelt geschirmte kapazitive Elektroden für EKG- aber auch EEG-Messung unter anderem für Piloten zeigen Prutchi und Sagi-Dolev [53]. Hier wird ein spezieller Prozess verwendet, um ein langzeitstabiles Dielektrikum als Elektroden-Haut-Schnittstelle zu erzeugen. Die doppelte Schirmung (aktiv und passiv) ermöglicht eine hohe Signalqualität.

Die Einsetzbarkeit von kapazitiven Monitoring-Elektroden für Neugeborene und Säuglinge wird in [36] untersucht. Die Elektroden liegen hierbei nicht mehr direkt auf der Haut auf, es wird durch Seide als Dielektrikum gemessen, um Hautkontakt zu vermeiden.

Ein mobiles Monitoringsystem mit kapazitiven Elektroden zeigen [Harland](#)

et al. bereits 2003 [54]. Die Elektroden sind dabei in ein Armband am Handgelenk integriert, der Datenstrom wird drahtlos an einen Zielcomputer übertragen. Weitere Monitoringsysteme, die teilweise stärker miniaturisiert sind und mit einem Gurt am Körper befestigt werden, sind in [55–57] dargestellt. Es kann auf der Haut oder durch ein Textil gemessen werden, wobei ein Gurt zum Einsatz kommt, der sehr eng am Körper anliegt und so Bewegungen der Elektroden – und dadurch Artefakte – vermeiden soll. Die Langzeitanwendbarkeit eines solchen Systems wurde bisher nicht nachgewiesen. Elektroden zum Monitoring durch Kleidung werden auch in [58] gezeigt, über die praktische Einsetzbarkeit werden keine Aussagen getroffen. Lee et al. zeigen in [59] ein Gurt-integriertes System mit kapazitiven Elektroden auf Basis von Flex-Platinen. Damit kann eine gute Anpassung an die Körperkontur erreicht werden. Darüber hinaus wird der Einfluss von Elektrodengröße und Kleidungsdicke auf die Signalqualität untersucht.

3.3.2 EKG-Ableitung mit schwacher Kopplung

Die ambiente EKG-Messung, das heißt die Ableitung eines EKG mittels Elektroden, die nicht direkt am Körper getragen oder angebracht werden, wurde erst mit der Verfügbarkeit von Operationsverstärkern mit sehr hohen Eingangsimpedanzen und minimalen Leckströmen möglich (siehe 3.1.3). Um auch bei sehr geringen Koppelkapazitäten im pF-Bereich die Erfassung von Biosignalen zu ermöglichen, werden die oben beschriebenen Schaltungstechniken teilweise kombiniert, um ausreichend empfindliche Sensoren zu erreichen. Dies wird ausführlich in [37, 39] beschrieben. Mit diesen Sensoren ist die kontaktlose Messung von EKG Signalen noch aus mehreren Zentimetern Entfernung möglich, sogar aus einem Meter Entfernung sollen Pulssignale noch erkennbar [38] sein.

Das Konzept der ambienten Integration kapazitiver Elektroden in Alltagsgegenstände wurde zuerst durch Ishijima entwickelt und demonstriert [60, 61]. Die hier gezeigte Umsetzung in einem Bett wurde verschiedentlich erneut aufgegriffen [62–64]. Die Ableitung im Schlaf und die Ermittlung der Herzrate stehen dabei im Vordergrund. Probleme bereiten die Bewegungen des Patienten, die zu schlechtem Elektrodenkontakt und zu Artefakten führt. Dies wird teilweise durch die Nutzung eines Elektroden-Arrays zu kompensieren versucht [65], es wird aber auch schmalbandige Filterung des EKG-Signals angewendet, wenn nur die Herzrate interessiert. Auch speziell für Neugeborene und Kleinkinder angepasste Systeme werden demonstriert [66, 67].

Ab 2004 existieren auch Anwendungen in einer Badewanne [68] und in einem

Toilettensitz [69, 70]. Kim et al. beschreiben auch zum ersten Mal das Konzept der aktiven Gleichtaktunterdrückung über eine zusätzliche Elektrode [69]. Dies wird in Abschnitt 5.1.2 näher erläutert. Zusätzlich wird mit dem System auch versucht, die Pulstransitzeit (PTT), die mit dem Blutdruck korreliert ist, zu bestimmen [71].

Stark fokussiert wird auch die EKG-Ableitung im Sitzen auf einem Stuhl [31, 72–74], was vor allem für die Anwendung im Bereich der persönlichen Gesundheitsüberwachung und beim psychophysiologischen Monitoring vielversprechend erscheint (siehe Kapitel 4). Es wird aber auch die Anwendbarkeit und Praktikabilität in der Klinik im Bereich der Anästhesievorbereitung vor operativen Eingriffen untersucht [75, 76]. Konsequenterweise wird die Sitzkonfiguration dann für die Anwendung im Automobil weiterentwickelt, wobei die mehr oder weniger identischen Systeme zum Einsatz kommen [77–80]. Bewegungsartefakte durch Beschleunigung und Verzögerung beim Fahren sind hierbei problematisch. Auch durch Elektroden in einem Flugzeugsitz wird versucht, Informationen über den Zustand des Sitzenden anhand von Vitalsignalen abzuleiten. Zur Verbesserung der automatischen Signalauswertung werden Qualitätsparameter hinzugezogen, die aus dem EKG-Signal selbst und aus dem Druck auf die Elektroden abgeleitet werden [81, 82]. Bei allen vorgestellten Anwendungen kommen kapazitive Elektroden zum Einsatz, die als starre gedruckte Schaltungen (*Printed Circuit Boards*, PCBs) umgesetzt sind.

3.3.3 Body Surface Potential Mapping

Ein weiterer Anwendungsbereich kapazitiver EKG-Elektroden ist die Aufzeichnung von BSPM – Potentialverteilungen auf dem Körper (siehe 2.2.4). [Clippingdale](#) zeigt ein erstes derartiges System, das aus einer 5×5 -Matrix von kontaktlosen kapazitiven Elektroden besteht [37, 83]. Durch die Elektrodengröße lassen sich mit CCEs bisher aber weniger Punkte auf dem Körper erfassen als mit herkömmlichen Systemen. [Harland et al.](#) zeigen eine Variante, bei der ein kompaktes Sensorarray ohne Vorbereitungszeit die Erfassung von sechs Kanälen ermöglicht [46].

[Oehler et al.](#) zeigen eine andere Umsetzung, die 15 Elektroden in einer Matrix auf der Unterseite eines Tablet-PCs integriert [13, 45, 84]. Dadurch entsteht ein portables EKG-System, das durch Kleidung die Aufnahme von BSPMs aber auch einzelner EKG-Ableitungen erlaubt. Ein Vergleich zeigt gute Übereinstimmung der Messungen des kapazitiven mit einem galvanischem System. Teilweise werden die Elektroden für die Vergleichsmessung direkt auf die Haut gelegt.

3.3.4 Messung weiterer Biosignale

Dank des Messprinzips können kapazitive Elektroden auch zur Messung weiterer bioelektrischer Signale verwendet werden. Unter den ersten demonstrierten kapazitiven Elektroden befanden sich auch solche für die Messung des Elektromyogramms (EMG) [35]. Wie beim EKG kommt auch hier starke Kopplung mit mechanischem Hautkontakt und dünnem Dielektrikum zum Einsatz. Da die Methode keine Vorbereitung benötigt, kann die Anwendung schnell und unaufwändig [85] erfolgen. EMG-Elektroden mit schwacher Kopplung werden erst später demonstriert [86], können dann aber durch Sticken vollständig textil in eine Weste integriert werden [87, 88]. Auf diese Weise entsteht ein Biofeedback-System, das dem Träger Überbelastung oder Ermüdung des Muskels signalisieren kann [89].

Entsprechende Empfindlichkeit vorausgesetzt kann auch das Elektroenzephalogramm (EEG) kapazitiv gemessen werden. Dadurch kann die Vorbereitung der Kopfhaut und das Aufkleben der Elektroden entfallen, was beim EEG auf Grund der hohen Elektodenanzahl eine enorme Erleichterung bedeutet. Da die Signale beim EEG um ein Vielfaches kleiner sind als beim EKG, müssen die Elektroden deutlich höhere Anforderungen hinsichtlich Rauschen und Eingangsimpedanz erfüllen können. Elektroden mit niedrigem Rauschen, die zur kontaktlosen EEG-Messung genutzt werden können, zeigen Harland et al. [90]. Schaltungstechnische Optimierung kapazitiver Elektroden mit integrierten Analog-Digital-Wandlern werden von Sullivan et al. durchgeführt [40]. Es wird versucht, die Eingangskapazität zu neutralisieren, damit auch bei schwacher Kopplung Signale abgeleitet werden können [91]. Gleichzeitig wird Gleichtaktunterdrückung in jede Elektrode selbst integriert, damit keine zusätzlichen getriebene Elektrode benötigt wird [92].

EEG-Ableitung mittels kapazitiver Elektroden wird schließlich auch in [13] angewendet. Die Elektroden sind dabei in einen Helm integriert, was eine flexible Anwendung des Systems ermöglicht. Gezeigt werden Messungen der Alpha-Aktivität und visuell evozierter Potentiale, die auch für ein Brain-Computer-Interface genutzt werden. Es existieren auch Ansätze, die sogenannte hybride Elektroden verwenden, hierbei wird nicht rein kapazitiv gemessen, sondern über Kammstrukturen auch ein galvanischer Kontakt hergestellt [49, 93]. Um die Zahl der Leitungen für jede Elektrode zu reduzieren, wird auch das Konzept drahtloser kapazitiver Elektroden erforscht, Beispiele hierfür finden sich in [50, 56, 58].

3.3.5 Weitere Anwendungen mit kapazitiven Elektroden

Kapazitive Elektroden lassen sich auch in Anwendungen ohne Bezug zur Medizintechnik nutzen. Das berührungslose Prinzip ermöglicht beispielsweise ein Potentialmikroskop, welches die Oberfläche von Materialien oder Schaltkreisen mittels Rasterverfahren scannt (SEPM, *Scanning Electric Potential Microscope*). Auf diese Weise können Potentialverteilungen in komplexen Integrierten Schaltungen in verschiedenen Betriebsmodi mit einer Auflösung von bis zu 1 μm abgebildet werden [94]. Dasselbe Prinzip wird auch genutzt, um Fehlerstellen in Materialien zu lokalisieren [95–97].

3.3.6 Patentsituation

Im Rahmen der in den verschiedenen Forschungsgruppen durchgeführten Arbeiten zu kapazitiven Elektroden sind verschiedene Patente auf nationaler und internationaler Ebene angemeldet worden. Die Mehrzahl davon befasst sich mit der Schaltungstechnik und dem Aufbau von kapazitiven Elektroden beziehungsweise Potentialsensoren [43, 98–102]. Es sind aber auch Anwendungen zur Integration kapazitiver Elektroden in (Arbeits-) Kleidung zu finden [103, 104].

3.4 Diskussion und Fazit

Der Literaturüberblick zeigt, dass das Thema kapazitiver Ableitung physiologischer Signale vor allem in den letzten Jahren wieder verstärkt in der Forschung adressiert wurde. Kapazitive Elektroden benötigen für die Signalableitung keinen direkten Hautkontakt (man spricht deshalb auch von kontaktlosen Elektroden), was sie vor allem im Bereich der Elektrokardiographie als alternative Elektrodentechnologie interessant macht, aber auch alternative Integrationsmöglichkeiten eröffnet und somit neue Anwendungen ermöglicht.

Im Bereich der medizinisch-klinischen Diagnostik sind kapazitive Elektroden prinzipiell einsetzbar, jedoch nicht immer zweckmäßig. Denn Einmal-Gel-Elektroden auf Ag/AgCl-Basis, welche aktuell den klinischen Standard bei der EKG-Ableitung darstellen, besitzen verschiedene vorteilhafte Eigenschaften, die ihren Gebrauch praktisch bisher unverzichtbar machen. Unter anderem sind dies:

- einfache Anwendbarkeit, Fixierung durch Aufkleben

- geringe Kosten von wenigen Cent pro Stück
- gute Hygieneeigenschaften als Einwegprodukt

Alternative Elektrodentechnologien oder Messsysteme müssen diese Eigenschaften ebenfalls aufweisen oder durch andere Vorteile ausgleichen, um klinische Relevanz zu erlangen. Dies ist vor allem beim Patientenkomfort möglich, denn hier weisen Klebeelektroden in der Anwendung verschiedene Nachteile auf, wie beispielsweise

- Entkleiden des Patienten
- Hautvorbereitung, zum Teil mit Entfernen von Behaarung durch Rasieren
- Anbringen der Elektroden durch Fachpersonal
- Säubern der Haut nach der Messung (Gelreste etc.)

Darüber hinaus sind verschiedene Inhaltsstoffe des Elektroden-Gels oder des Klebstoffs zur Fixierung von Einmal-Elektroden dafür bekannt, bei Patienten mit allergischer Disposition Kontaktdermatitis auszulösen [105–107].

Kontaktlose Elektroden verursachen diese Probleme nicht, da sie keinen Hautkontakt benötigen. Somit entfällt auch die Hautvorbereitung. Außerdem sind sie hygienisch wiederverwendbar. Der Zeit- und Ressourcenverbrauch kann also an dieser Stelle mit kapazitiven Elektroden reduziert werden. Dadurch kann der Nachteil höherer Kosten, der durch den erhöhten schaltungstechnischen Aufwand generiert wird, etwas abgeschwächt werden. Allerdings ist ihre Fixierung am Patienten schwieriger und erfordert erhöhten mechanischen Aufwand, beispielsweise durch Gurte. Welche Einsatzzeit kapazitive Elektroden unter realen Bedingungen erreichen können ist bisher jedoch nicht untersucht worden.

Ein ausschlaggebender Punkt für die klinische Einsatzfähigkeit kapazitiver Elektroden ist natürlich die Signalqualität. Diese muss die Diagnostizierbarkeit von Pathologien im EKG-Signal ebenso zuverlässig ermöglichen, wie dies bei der Verwendung von Klebeelektroden der Fall ist. Dadurch ergeben sich einerseits Anforderungen an das Signal-Rausch-Verhältnis und die Übertragungscharakteristik der Elektroden, damit bestimmte Merkmale der Morphologie des EKG-Signals noch sichtbar sind. Dass diese Anforderungen erfüllbar sind, ist in der Literatur hinreichend demonstriert worden.

Auch im Anwendungsfeld mobiler Langzeitüberwachung bieten kapazitive Elektroden Vorteile für den Patienten. Diese decken sich hauptsächlich mit den bereits oben genannten Vorteilen beim Patientenkomfort. Durch die Vermeidung des Hautkontakts können die Elektroden unauffällig in Kleidung integriert werden und eine gute Langzeitverträglichkeit erreicht werden. Problematisch ist hierbei allerdings die Verschlechterung der Signalqualität durch Bewegungsartefakte, die – genau wie bei Trockenelektroden – durch mechanische Verschiebung der Elektroden relativ zur Körperoberfläche entstehen. Auf diese Problematik wird an späterer Stelle noch genauer eingegangen.

Durch die körperferne Integration kapazitiver Elektroden in die Umgebung entstehen neue Möglichkeiten zur diskreten, ambienten Erfassung von Vitalsignalen, die mit herkömmlichen Klebe- oder Trockenelektroden nicht machbar sind.

4

Modellierung und Entwurf kapazitiver Elektroden

ZUR ENTWICKLUNG kapazitiver EKG-Systeme für ambiente Anwendungen werden Elektroden benötigt, die das Biosignal ohne Hautkontakt durch Kleidung erfassen und dem Messsystem zur Verfügung stellen können. Die Elektroden müssen auch dann noch ein brauchbares Ausgangssignal liefern, wenn sie nicht direkt am Körper getragen werden sondern in die Umgebung integriert sind. Kapazitive Elektroden, die diese Anforderungen erfüllen können, werden im Rahmen dieses Kapitels entworfen und eingehend untersucht. Im Fokus der Elektrodenentwicklung steht zunächst eine Anforderungsanalyse und die Modellierung der benötigten Übertragungscharakteristik und Eingangsimpedanz. Die Identifikation der entscheidenden elektrischen und mechanischen Entwurfsparameter ermöglicht dann die Umsetzung der modellierten Elektrode in einen Aufbau aus einer mehrlagigen gedruckten Schaltung. Die Elektrode wird abschließend elektrisch charakterisiert und ermöglicht erste in-vivo EKG-

Messungen.

4.1 Ausgangslage und Abgrenzung

Vor Beginn der in dieser Arbeit beschriebenen Konzepte und Entwicklungen wurden im Rahmen von [11] erste kapazitive EKG-Elektroden umgesetzt. Abbildung 4.1 (a) zeigt eine solche Elektrode. Die Realisierung erfolgte durch eine zweilagige Platine, auf deren Rückseite ein Impedanzwandler mit Biaswiderstand betrieben wurde. Als Impedanzwandler wurde der positive Eingang eines Instrumentenverstärkers INA116 von Texas Instruments genutzt. Zur rückseitigen Schirmung der Elektrode wurde ein Metallgehäuse verwendet. Unter einen Brustgurt geklemmt konnten mit diesen Elektroden bereits EKG-Messungen durch Kleidung durchgeführt werden (Abbildungen 4.1 (b) und 4.2, blauer Signalverlauf). Dazu wurde über eine einfache Differenzverstärkerschaltung eine bipolare Ableitung realisiert und das Signal mit einem PC-basierten Messsystem aufgezeichnet. Die P- und T-Welle des EKG-Signals sind klar zu erkennen, die Baseline-Schwankung ist auf die Atmung zurückzuführen.

Vergrößerung des Abstandes zum Körper – und damit die Reduktion der kapazitiven Kopplung – führte bei diesen Elektroden schnell zu einer Verschlechterung der Signalqualität. Dies lag an der zu großen Eingangskapazität der Verstärkerschaltung. Durch zusätzliche parasitäre Kapazitäten beim Aufbau auf der Platine war diese deutlich größer, als die im Datenblatt des INA angegebenen Werte, was bei wachsendem Abstand zwischen Körper und Elektrode zu einem ungünstigen Verhältnis von Koppel- zu Eingangskapazität führt und somit das Signal-Rausch-Verhältnis reduziert. Dies ist in Abbildung 4.2 am grünen Signalverlauf zu sehen. Die R-Zacken des EKG-Signals sind zwar noch erkennbar, die weiteren morphologischen EKG-Charakteristika sind im Rauschen aber nicht mehr sichtbar.

Bei Weiterentwicklung ist dieser Punkt vor allem für nicht am Körper getragene Systeme relevant, da sich hier auf Grund des Aufbaus die Koppelkapazität stark ändern kann. Hier sind geeignete Maßnahmen zu treffen, um den Effekt zu reduzieren oder im Idealfall zu kompensieren. Für ein Wearable müssen die Elektroden in eine Richtung weiterentwickelt werden, die die Integration in ein Tragesystem erlaubt, um im Alltag keine Einschränkungen für den Patienten zu verursachen. Außerdem muss hier auf Grund des mobilen Einsatzes des Systems auf eine möglichst geringe Energieaufnahme der aktiven Elektroden geachtet werden, um eine möglichst lange Systemlaufzeit zu ermöglichen.

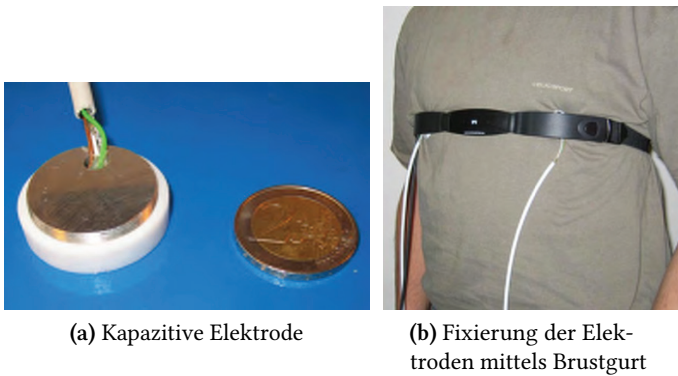


Abbildung 4.1: Vorarbeiten zu kapazitiven EKG-Elektroden aus [11]

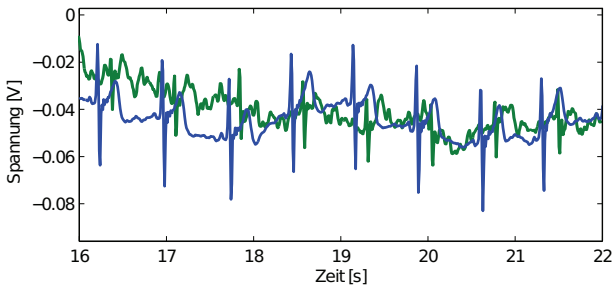


Abbildung 4.2: EKG-Ableitung mit kapazitiven Elektroden durch T-Shirt (blau) und durch Pullover (grün) aus [11]. Der Offset des grünen Signals wurde für den Plot angepasst.

In [11] wurden auch Konzepte zur Behandlung von Artefakten bei kapazitiven Elektroden untersucht. Auf diese wird an späterer Stelle erneut Bezug genommen.

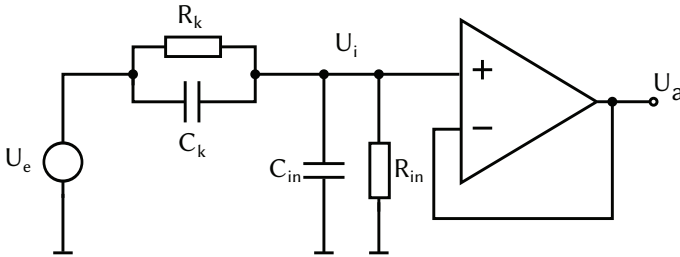


Abbildung 4.3: Ersatzschaltbild der Eingangsstufe einer kapazitiven Elektrode

4.2 Randbedingungen beim Entwurf kapazitiver EKG-Elektroden

In einer Anforderungsanalyse soll zunächst geklärt werden, welchen Randbedingungen kapazitive EKG-Systeme genügen müssen, damit sie für die oben skizzierten Szenarien geeignet sind. Dies betrifft vor allem die Elektroden als Schnittstelle zwischen Körper und Messsystem hinsichtlich ihrer messtechnischen Eigenschaften. Auf weitere Anforderungen funktionaler sowie nicht-funktionaler Art, die sich aus dem Anwendungszusammenhang ergeben, wird an entsprechender Stelle eingegangen.

4.2.1 Frequenzgang

Um die messtechnischen Anforderungen an kapazitive Elektroden zu erarbeiten, die für die in dieser Arbeit betrachteten Anwendungen gelten, ist zunächst der Frequenzbereich entscheidend, in dem Signale abgeleitet werden sollen. Für das mobile Monitoringsystem kann hierzu direkt die Norm DIN EN 60601-2-47 herangezogen werden, die wesentliche Leistungsmerkmale ambulanter elektrokardiographischer Systeme festlegt [108]. Für den Frequenzgang ist dort eine 3 dB-Bandbreite von 0,67 Hz bis 40 Hz angegeben. Zur Abschätzung der erforderlichen Eingangsimpedanz wird diese hier auch auf das automobilen EKG-System übertragen.

In Abbildung 4.3 ist das Ersatzschaltbild der Kopplung der Eingangsstufe einer kapazitiven Elektrode an den Körper dargestellt. Der ohmsche Anteil R_k der Kopplung besteht hauptsächlich aus dem Isolationswiderstand der Elektrodenoberfläche, besitzt aber auch Anteile, die durch den Verlustfaktor der

Kapazität entstehen. In der Literatur sind dafür Werte von $3 \text{ T}\Omega$ bis $10 \text{ T}\Omega$ zu finden [13, 79]. Für die weiteren Betrachtungen wird er deshalb vernachlässigt.

Dann lässt sich Kopplung nach Gleichung 3.1 vereinfacht als Plattenkondensator beschreiben. Koppelkapazität C_k und Eingangsimpedanz Z_{in} , bestehend aus Eingangswiderstand R_{in} und -kapazität C_{in} , bilden einen komplexen Spannungsteiler, der durch die kapazitive Kopplung als Hochpass wirkt. Z_{in} soll hier auch alle parasitären Effekte beinhalten, die sich auf die Eingangsimpedanz auswirken, wie z.B. Leitungsführung und Schirmung. Sei U_e das zu messende Oberflächenpotential des Körpers und $U_i = U_a$ das Potential, das an der Eingangsimpedanz der Elektrode abfällt. Dann ergibt sich für den Spannungsteiler

$$U_a = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_k} \cdot U_e. \quad (4.1)$$

Es zeigt sich, dass $U_a \approx U_e$ falls $Z_{in} \gg Z_k$. Das heißt, falls die Elektrode eine Eingangsimpedanz hat, die im Vergleich zur Koppelimpedanz sehr groß ist, ist die gemessene Spannung in guter Näherung identisch mit dem tatsächlichen Oberflächenpotential. Damit erhält man als Übertragungsfunktion dieses Systems allgemein

$$H(j\omega) = \frac{U_a(\omega)}{U_e(\omega)} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_k} = \frac{1}{1 + Z_k/Z_{in}}. \quad (4.2)$$

Bei rein kapazitiver Kopplung, d.h. wenn $R_k = 0$ und $Z_k = 1/j\omega C_k$, und der Aufteilung der Eingangsimpedanz in ohmschen und kapazitiven Anteil $Z_{in} = R_{in} \parallel 1/j\omega C_{in}$ ergibt dies

$$H(j\omega) = \frac{j\omega C_k R_i}{1 + j\omega(C_{in} + C_k)R_{in}} = \frac{1}{1 + C_{in}/C_k - j(\omega C_k R_i)^{-1}}. \quad (4.3)$$

Damit erhält man als Frequenz- und Phasengang:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_{in}}{C_k}\right)^2 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2 R_{in}^2}}} \quad (4.4)$$

$$\varphi(j\omega) = \arctan\left(\frac{1}{\omega(C_k + C_{in})R_{in}}\right). \quad (4.5)$$

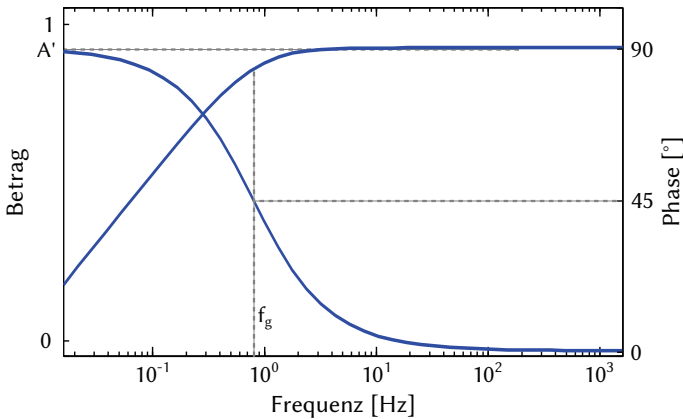


Abbildung 4.4: Allgemeiner Frequenzgang der Eingangsstufe einer kapazitiven Elektrode nach Betrag und Phase

Dieses Verhalten ist allgemein in Abbildung 4.4 dargestellt. Für hohe Frequenzen geht der Betrag der Amplitude von Gleichung 4.4 gegen

$$A' = \frac{C_k}{C_k + C_{in}}. \quad (4.6)$$

Die Dämpfung A' wird dann also allein durch Eingangs- und Koppelkapazität bestimmt, eine nahezu ungedämpfte Übertragung ist nur möglich, falls $C_{in} \ll C_k$.

Bei niedrigen Frequenzen hingegen zeigt das Modell ein Hochpassverhalten nach Gleichung 4.7 mit der Grenzfrequenz f_g , Übertragung von Gleichspannungen ist nicht möglich:

$$f_g = \frac{1}{2\pi(C_k + C_{in})R_{in}}. \quad (4.7)$$

Je kleiner also die Koppelkapazität, desto größer muss der Eingangswiderstand der Elektrode sein, damit bestimmte Frequenzen noch übertragen werden können. Damit muss aus dem interessierenden Spektrum die untere Grenzfrequenz von 0,67 Hz in die weiteren Betrachtungen mit einbezogen werden.

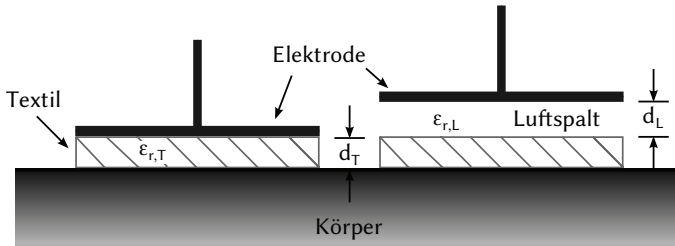


Abbildung 4.5: Kopplung der Elektrode an den Körper mit und ohne Luftspalt

4.2.2 Eingangsimpedanz

Die erforderliche Eingangsimpedanz Z_{in} für eine kapazitive Elektrode soll anhand folgender Annahmen für die beiden hier betrachteten Szenarien abgeschätzt werden:

- Es werden kreisrunde Elektroden mit einem Radius r_E von 20 mm bzw. 45 mm verwendet, dies ergibt $12,57 \text{ cm}^2$ bzw. $63,62 \text{ cm}^2$ Elektrodenfläche.
- Es soll durch Kleidung gemessen werden, die Dicke der Kleidungsschicht d_T liege zwischen 1 mm, was einem T-Shirt entspricht, und 8 mm, was beispielsweise Pullover und Jacke entspricht. Als Material wird Baumwolle mit einem $\epsilon_r = 1,8$ angenommen.
- Zusätzlich wird ein optionaler Luftspalt von $d_L = 2 \text{ mm}$ einkalkuliert.
- Die untere zu übertragende Frequenz $f_{g,min}$ liege bei 0,67 Hz.
- Die maximal akzeptable Dämpfung im Durchlassbereich betrage $A' = 1 \text{ dB}$.

Dadurch ergeben sich unabhängig von der Elektrodengröße zwei Fälle unterschiedlicher Kopplung. Im ersten Fall ein mit Baumwolle gefüllter Plattenkondensator, im anderen ein Kondensator mit den Dielektrika Baumwolle und Luft (siehe Abbildung 4.5). Dies lässt sich als Serienschaltung zweier Kondensatoren im Ersatzschaltbild darstellen, in der die Kapazität mit kleinerem ϵ_r dominiert.

Mit diesen Annahmen lassen sich nun zunächst die Koppelkapazitäten für die unterschiedlichen Fälle berechnen. Daraus erhält man mit der unteren Grenzfrequenz $f_{g,min}$ die entsprechende Quellenimpedanz, mit der die Elektrode bei

der EKG-Ableitung belastet wird. Unter Hinzunahme der akzeptierten Dämpfung im Durchlassbereich erhält man aus Gleichung 4.6 die maximal erlaubte Eingangskapazität C_{in} der Elektrode und damit auch aus Gleichung 4.7 den mindestens benötigten Eingangswiderstand R_{in} :

$$C_{in} \leq \left(\frac{1}{A} - 1\right)C_k \quad \text{und} \quad R_{in} \geq \frac{1}{\omega_g C_k}. \quad (4.8)$$

In Tabelle 4.1 sind die Werte für die Eingangsparameter aufgelistet, die sich aus der Abschätzung ergeben. Für die Messungen mit relativ schwacher Kopplung – mit kleinen Elektroden oder bei größerem Abstand zum Körper – benötigt man Eingangswiderstände im Bereich von mehr als 100 G Ω bei Eingangskapazitäten von unter 1 pF.

Es müssen also die in Kapitel 3 dargestellten Schaltungstechniken zum Einsatz kommen, um ausreichend empfindliche Elektroden umsetzen zu können. Problematisch ist vor allem die Forderung nach entsprechend kleinen Eingangskapazitäten, um die Dämpfung des Systems gering zu halten. Hier muss beim elektrischen und mechanischen Aufbau darauf geachtet werden, dass parasitäre Kapazitäten so gut wie möglich minimiert bzw. sogar kompensiert werden.

4.2.3 Rauschen

Neben der Eingangsimpedanz, die maßgeblich das Frequenzverhalten einer kapazitiven Elektrode bestimmt, muss auch das Rauschverhalten bestimmten Anforderungen genügen, damit Messungen ohne Hautkontakt möglich sind. Die verschiedenen Rauschanteile einer kapazitiven Elektrode wurden bereits in Abschnitt 3.1.6 erläutert, sie hängen stark von den geometrischen Eigenschaften ab und variieren so zwischen verschiedenen Implementierungen und Anwendungen. Der wichtigste Einflussfaktor ist dabei die Eingangsbeschaltung aus der Koppelkapazität zwischen Körper und Elektrode und dem Biaswiderstand des Impedanzwandlers [13].

Das zu erwartende Signal-Rausch-Verhältnis des Elektrodeneingangs lässt sich nach [73] aus Bild 3.7 mit

$$\text{SNR} = \frac{|U_q|}{\sqrt{U_n^2 + U_{th}^2 + \left(\frac{R_b}{1+j\omega R_b C_{in}}\right)^2 I_n^2}} \quad (4.9)$$

Elektrodenfläche	Textilschicht	Luftspalt	Koppelkapazität	Koppelimpedanz bei f_g	Minimaler Eingangswiderstand	Maximale Eingangskapazität
A	d_T	d_L	C_k	Z_k	R_{in}	C_{in}
12,57 cm ²	1 mm	0 mm	15,58 pF	15,25 GΩ	13,59 GΩ	1,9 pF
63,62 cm ²	1 mm	0 mm	78,86 pF	3,01 GΩ	2,68 GΩ	9,62 pF
12,57 cm ²	8 mm	0 mm	1,95 pF	122,00 GΩ	108,73 GΩ	0,24 pF
63,62 cm ²	8 mm	0 mm	9,86 pF	24,10 GΩ	21,48 GΩ	1,20 pF
12,57 cm ²	1 mm	2 mm	1,59 pF	149,39 GΩ	133,15 GΩ	0,19 pF
63,62 cm ²	1 mm	2 mm	8,05 pF	29,51 GΩ	26,30 GΩ	0,98 pF
12,57 cm ²	8 mm	2 mm	0,93 pF	256,14 GΩ	228,28 GΩ	0,11 pF
63,62 cm ²	8 mm	2 mm	4,69 pF	50,60 GΩ	45,09 GΩ	0,57 pF

Tabelle 4.1: Benötigte Eingangsimpedanz nach Widerstand R_i und Kapazität C_i einer kapazitiven Elektrode unter verschiedenen Randbedingungen ambienter EKG-Messung

angeben. Dabei sind Z_k und Z_s die Impedanzen der Koppel- und Schirmkapazität, die Eingangskapazität; U_{th,R_b} beschreibt das thermische Rauschen des Biaswiderstandes R_b .

Insgesamt kann festgehalten werden, dass durch stärkere Kopplung, also sehr geringen Abstand zum Körper oder durch größere Elektroden, das Rauschverhalten verbessert werden kann. Gerade bei direkt am Körper getragenen Systemen ist der verfügbare Platz aber beschränkt.

Da beim EKG aber Signale mit einer Amplitude im Bereich einiger Millivolt gemessen werden sollen, sind Elektroden mit einer spektralen Rauschleistungsdichte von wenigen $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei 1 Hz ausreichend [13]. Dies ist auch bei schwacher Kopplung von wenigen Picofarad erreichbar. Für die hier betrachteten Anwendungen kann also ein ausreichendes SNR erreicht werden.

4.2.4 Abschirmung

Elektrische Störfelder können auf zwei Arten in den hochohmigen Eingangsteil einer kapazitiven Elektrode einkoppeln: in Form von Gleichtaktsignalen über den Körper des Patienten und die Elektrodenfläche, aber auch über kapazitive Einkopplung aus der Umgebung in die jeweiligen Strukturen einer Elektrode. Beide Arten von Störungen müssen nicht in beide Elektroden gleichmäßig einkoppeln, weshalb bei späterer Differenzbildung zwischen Elektroden die Störung als Differenzsignal am Instrumentenverstärker anliegen kann. Gleichtaktstörungen können prinzipbedingt nicht vermieden werden und müssen deshalb durch schaltungstechnische Maßnahmen und entsprechendes Systemdesign reduziert werden. Dies wird in Kapitel 5.1.2 näher erläutert.

Um die Einkopplung von Störfeldern von außen in die Elektroden zu verhindern, müssen diese angemessen geschirmt werden. Sinnvoll ist die Integration von Elektrodenfläche und Elektronik in einem geschirmten Gehäuse, wobei eine Kombination von aktiver und passiver Schirmung genutzt werden kann, um parasitäre Kapazitäten zu minimieren [53, 101]. Ist die Unterbringung beispielsweise aus Platzgründen nicht zweckmäßig, ist zumindest (doppelte) Schirmung der Elektrodenfläche und Zuleitung notwendig, um Störeinkopplungen zu vermeiden und die Eingangsimpedanz nicht zu kompromittieren. Zusätzlich kann die Schirmung der Zuleitung zur Elektrode die Störanfälligkeit verringern, beispielsweise durch den Anschluss an Masse. Da das Ausgangssignal der Elektrode aber bereits aktiv niederohmig ist, fallen hier jedoch nur vergleichsweise geringe Störspannungen ab.

4.3 Entwurf und Charakterisierung kapazitiver Elektroden

Als Basis und Vergleichsmöglichkeit für spätere textile Umsetzungen wurden zunächst kapazitive Elektroden unter Nutzung etablierter Herstellungstechnologien gedruckter Schaltungen entwickelt. Für die in dieser Arbeit fokussierten Anwendungen werden Elektroden mit schwacher Kopplung zum Körper benötigt, mit denen Signale durch Kleidung abgeleitet werden können. Deshalb wird zunächst untersucht, wie eine stabile Schaltung mit ausreichender Eingangsimpedanz erreicht werden kann.

4.3.1 Modellierung und Simulation

Als erste Zielgröße wird eine minimal mögliche Koppelkapazität von 2 pF angestrebt. Dies entspricht in der obigen Abschätzung einer Messung durch 8 mm Kleidung mit einer Elektrode von 20 mm Radius. Zur Bestimmung geeigneter Parameterwerte wurden deshalb verschiedene Varianten der Eingangsbeschaltung des Impedanzwandlers modelliert und analysiert.

Abbildung 4.6 zeigt das Modell eines Impedanzwandlers, der durch Bootstrapping und Neutralisation (Abschnitt 3.1.4) erweitert wurde. Für die Simulation werden die Eingangsimpedanz Z_i des Impedanzwandlers OP1 benötigt und die Kapazität der aktiven Schirmung C_g modelliert. Zusätzliche parasitäre kapazitive Effekte (z.B. weiter entfernt liegende Teile des passiven Schirms) werden im Modell durch C_s berücksichtigt. In Tabelle 4.2 sind die für die folgenden Simulationen verwendeten Parameterwerte zusammengestellt. Der Operationsverstärker wurde mit dem von Texas Instruments zur Verfügung gestellten erweiterten P-SPIICE Makromodell OPA129E modelliert, welches das Standardmodell des OPA129 um ein detailliertes Modell der Eingangsbeschaltung und des Eingangsrauschens erweitert. Durch die Schalter S_1 und S_2 ist es möglich, verschiedene Varianten der Eingangsbeschaltung zu analysieren und die Auswirkungen von Bootstrapping und Neutralisation auf die Eingangsimpedanz der Elektrode Z_{in} für folgende Fälle isoliert zu untersuchen:

- Beschaltung mit einfachem Biaswiderstand (Schalter S_1 und S_2 geöffnet)
- Bootstrapping des Biaswiderstandes (S_1 geschlossen, S_2 offen)
- Neutralisation der Eingangskapazität (S_1 offen, S_2 geschlossen)

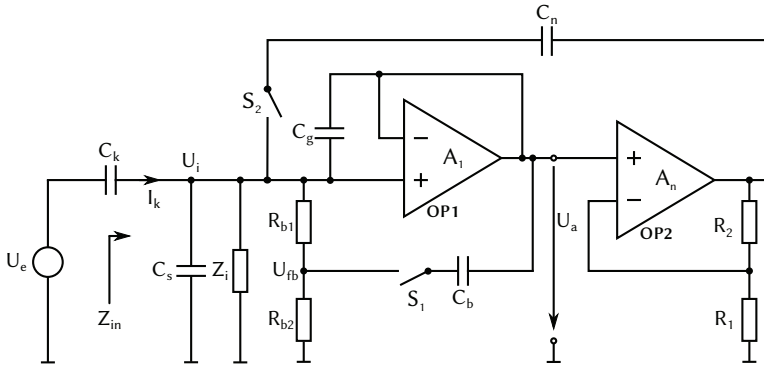


Abbildung 4.6: Modell des Elektrodeneingangs mit Bootstrapping und Neutralisation

Parameter	Wert
C_k	2 pF
Z_i	$10^{13} \Omega \parallel 1 \text{ pF}$
C_g	1 pF
C_s	1 pF
C_n	2 pF
$R_{b1,2}$	50 G Ω

Tabelle 4.2: Parameterwerte der Elektrodensimulation für das Modell in Bild 4.6.

- Kombination aus Bootstrapping und Neutralisation (beide Schalter geschlossen)

Als Referenz dient die Schaltung, die lediglich Guarding implementiert und ansonsten über den Biaswiderstand $R_{b1} + R_{b2} = 100 \text{ G}\Omega$ stabil gehalten wird. Ihre Eingangsimpedanz ist in Abbildung 4.7 im Vergleich zu verschiedenen Koppelkapazitäten dargestellt. Man erkennt, dass Z_{in} im Durchgangsbereich auf der Linie liegt, die einer Koppelkapazität von $C_b = 2 \text{ pF}$ entspricht. Dies liegt natürlich an der modellierten Eingangskapazität von $C_i + C_s = 2 \text{ pF}$. Inwiefern ein solcher Wert später erreicht werden kann, muss sich allerdings erst noch herausstellen. Daraus ergibt sich jedoch bereits eine Dämpfung von 6 dB, ein

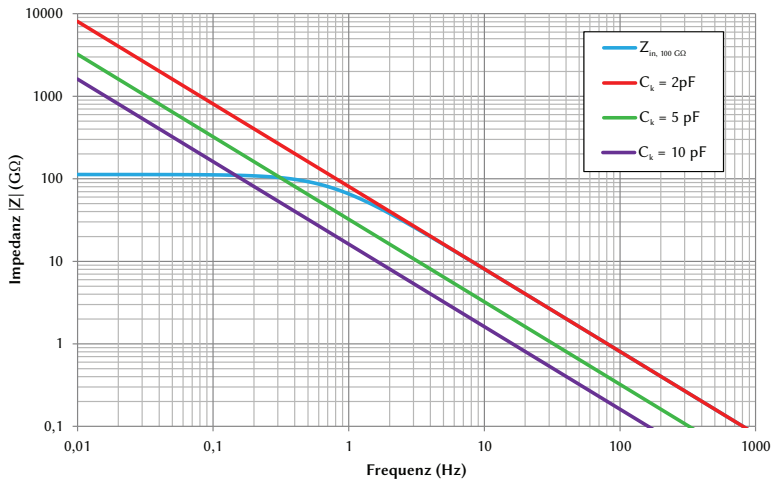
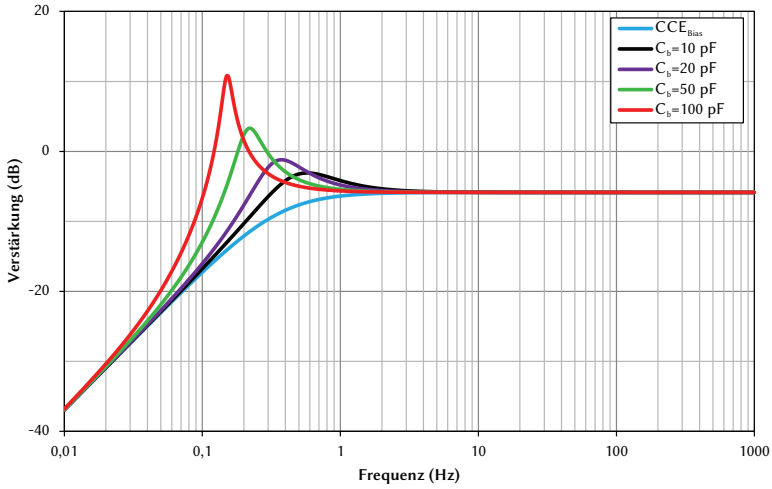


Abbildung 4.7: Eingangsimpedanz einer kapazitiven Elektrode mit Biaswiderstand im Vergleich zu verschiedenen Koppelkapazitäten.

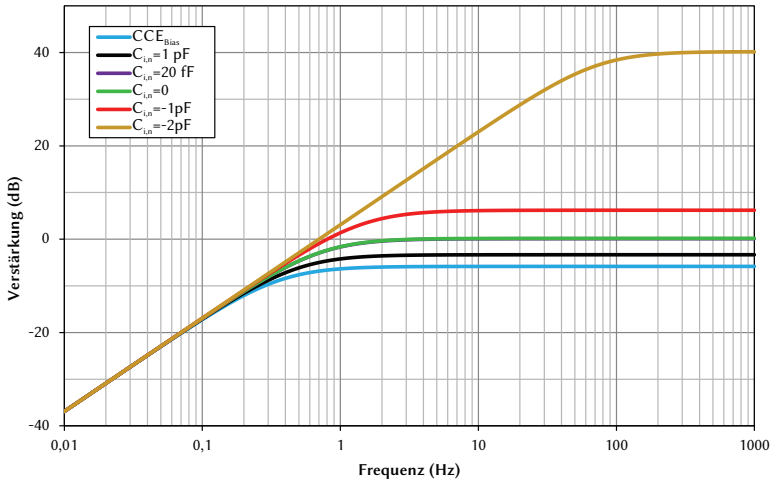
besserer Wert ist mit einer Elektrode mit Biaswiderstand bei dieser schwachen Kopplung nicht zu erreichen. Im unteren Frequenzbereich hängt Z_{in} zunächst nur vom Widerstandswert von $R_{b1,2}$ ab, mit steigender Frequenz erhöht sich der Einfluss des kapazitiven Anteils, und die Kurve beginnt abzufallen.

Übertragungsfunktion

In Abbildung 4.8a ist der Einfluss des Bootstrapping auf die Übertragungsfunktion simuliert (Schalter S_2 in Bild 4.6 offen, S_1 geschlossen). Es ist zu sehen, dass eine Erhöhung der Bootstrapping-Kapazität C_b die Grenzfrequenz zu niedrigeren Frequenzen verschiebt, da der effektive Eingangswiderstand erhöht wird. Zum Vergleich ist der Frequenzgang nur mit Biaswiderstand (CCE_{Bias}) angegeben. Der Peak entsteht durch den zusätzlichen Pol, der durch das Bootstrapping-Glied eingeführt wird. Eine zu starke Überhöhung im Bereich des Peaks kann später mittels Hochpassfilter entfernt werden. Ansonsten wird die Übertragungsfunktion durch das Bootstrapping nicht beeinflusst und verläuft im relevanten Frequenzbereich flach. Die Dämpfung kann im Vergleich zur Referenz nicht reduziert werden, da sich der Wert der Eingangskapazität durch die Beschaltung nicht verringern lässt.



(a) Frequenzgang mit Bootstrapping



(b) Frequenzgang mit Neutralisation

Abbildung 4.8: Einfluss verschiedener Schaltungstechniken auf die Übertragungsfunktion einer kapazitiven Elektrode.

Dazu wird die Neutralisationsschaltung benötigt. In Abbildung 4.8b sieht man den Einfluss der Neutralisation falls kein Bootstrapping angewandt wird (Schalter S_1 in Bild 4.6 offen, S_2 geschlossen). Man sieht, dass durch die Neutralisation und die daraus resultierende geringere effektive Eingangskapazität die Übertragungsfunktion näher an 0 dB geschoben wird, bis die Einheitsübertragungsfunktion bei $C_{in,N} = 0$ erreicht ist. Falls die Neutralisation für eine Überkompensation sorgt, also $C_{in,N} < 0$ wird, ergibt sich sogar Verstärkung, so dass der Betrag (deutlich) größer als eins werden kann. Hierbei ist die Stabilität aber nicht mehr gewährleistet, wie die Analyse im Folgenden zeigt.

Verlauf der Eingangsimpedanz

Der Effekt der beiden Verfahren zur Erhöhung der Eingangsimpedanz ist in Bild 4.9 visualisiert.

Bootstrapping Für die Schaltung mit Bootstrapping lässt sich die Eingangsimpedanz $Z_{in,B}$ aus Abbildung 4.6 und [109] mit Hilfe der Gleichungen

$$Z_{in,B} = \frac{U_i}{U_i - U_{fb}} R_{b1} \quad (4.10)$$

$$U_a = \frac{A_{10}}{s\tau_a + 1} (U_i - U_a) \quad (4.11)$$

$$\frac{U_{fb}}{R_{b2}} = \frac{U_i - U_{fb}}{R_{b1}} + sC_b (U_a - U_{fb}) \quad (4.12)$$

ermitteln. Aus deren Kombination ergibt sich die Eingangsimpedanz beim Bootstrapping zu

$$Z_{in,B} = \frac{(R_{b1} + R_{b2} + sC_b R_{b1} R_{b2})(1/A_{10} + 1 + s\tau_a/A_{10})}{s^2 C_b R_{b2} \tau_a / A_{10} + s(\tau_a + C_b R_{b2}) / A_{10} + 1 + 1/A_{10}} \quad (4.13)$$

mit

$$\tau_a = 1/(2\pi f_a).$$

Dabei ist f_a die Grenzfrequenz und A_{10} die Leerlaufverstärkung von OP1, dessen Eingangsimpedanz an dieser Stelle vernachlässigt wurde. Für Frequenzen unterhalb von $A_{10}/(\tau_a + C_b R_{b2})$ beziehungsweise unterhalb von $[A_{10}/(C_b R_{b2} \tau_a)]^{-1/2}$ besitzt $Z_{in,B}$ einen induktiven Anteil zusätzlich zum

DC-Pfad und beträgt

$$Z_{in,B} = R_{b1} + R_{b2} + sC_b R_{b1} R_{b2}. \quad (4.14)$$

Für Frequenzen ab etwa 2 Hz dominiert wieder der kapazitive Anteil der Eingangsimpedanz, und diese fällt mit mit rund 10 GΩ/Dekade ab. Dieses Verhalten wird durch die Simulation bestätigt und ist in Abbildung 4.9a dargestellt.

Neutralisation Bei der Reduktion der Eingangskapazität durch Neutralisation (S_2 geschlossen) verschiebt sich der Bereich des Abfalls der Impedanz hin zu höheren Frequenzen. Mit $R_b = (R_{b1} + R_{b2}) \parallel R_i$ erhält man aus der Kombination der Maschen- und Knotengleichungen (diesmal bei geöffnetem Schalter S_1 , also ohne Bootstrapping)

$$Z_{in,N} = \frac{U_i}{I_k} \quad (4.15)$$

$$U_a = A_1(s)(U_i - U_a) \quad (4.16)$$

$$I_k = \left(\frac{1}{R_b} + sC_i \right) U_i - sC_n (A_n(s)U_a - U_i). \quad (4.17)$$

Damit ergibt sich die Eingangsimpedanz zu

$$Z_{in,N} = \frac{R_b}{1 + sR_b \left(C_i + C_n \left(1 - \frac{A_n(s)A_1(s)}{1 + A_1(s)} \right) \right)} \quad (4.18)$$

mit den Verstärkungen

$$A_1(s) = \frac{A_{10}}{s\tau_1 + 1} \quad (4.19)$$

und

$$A_n(s) = \frac{A_{n0}}{s\tau_n + 1}. \quad (4.20)$$

Dabei ist A_{10} die Leerlaufverstärkung von OP1 und A_{n0} die Verstärkung im linearen Bereich des Verstärkers um OP2. τ_1 bzw. τ_n sind die jeweiligen Zeit-

konstanten der Verstärker (siehe Abbildung 4.6).

Da $A_{n_0} \approx 2$ bei entsprechender Dimensionierung von C_n , und $A_{1_0} \gg 0$, wird die Eingangsimpedanz aus (4.18) zu

$$Z_{in,N} = \frac{(s\tau_n + 1)R_b}{s^2\tau_n(C_i + C_n)R_b + s(C_i + C_n(1 - A_{n_0}))R_b + 1}. \quad (4.21)$$

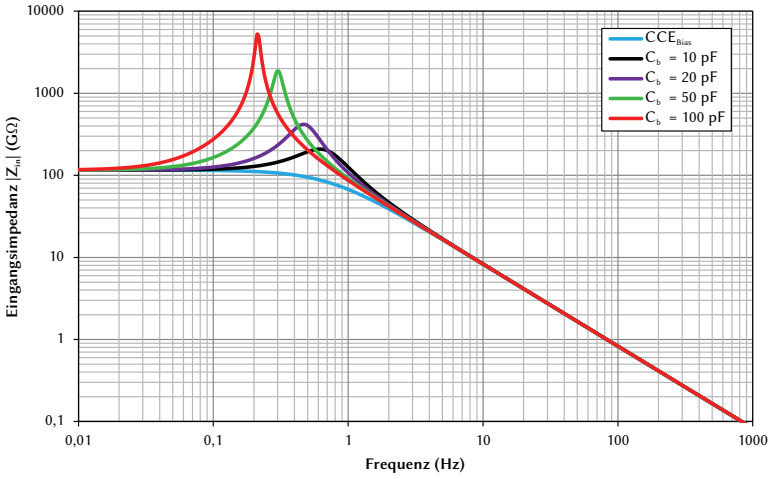
Der Impedanzverlauf bei der Neutralisation nach Gleichung 4.21 zeigt also ein Tiefpassverhalten und fällt für Frequenzen oberhalb von $[\tau_n(R_b C_i + R_b C_n)]^{-1/2}$ und $(R_b C_i + R_b C_i(1 - A_{n_0}))^{-1}$ ab. Dies lässt sich auch im simulierten Verlauf von Abbildung 4.9b erkennen. Darunter ist der Maximalwert der Impedanz durch den Biaswiderstand vorgegeben und beträgt R_b , steht aber durch die reduzierte Eingangskapazität für eine größere Bandbreite zur Verfügung als bei der Standardschaltung. Überkompensation ($C_{in,N} < 0$) erzeugt dem Betrage nach wieder eine Eingangskapazität und hat somit den gleichen Einfluss wie eine unkompensierte Eingangskapazität. Die Kurven für $C_{in,N} = 1$ pF und -1 pF liegen deshalb aufeinander.

Stabilität

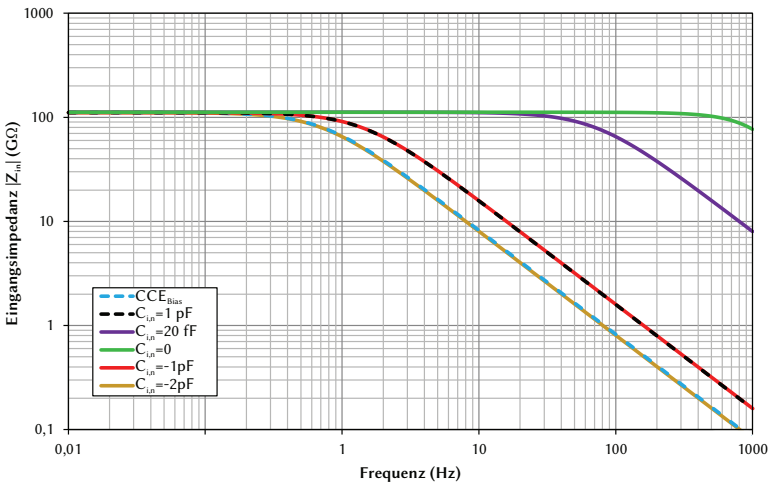
Durch die beiden Techniken des Bootstrapping und der Neutralisation werden neben der normalen Gegenkopplung des Impedanzwandlers noch zwei weitere Rückkoppelpfade eingeführt, die jedoch beide auf den positiven Eingang des Verstärkers zurückgeführt werden. Die dadurch entstehende Mitkopplung gefährdet die Stabilität der Schaltung und muss deshalb genauer betrachtet werden.

Die Ortskurven in Abbildung 4.10 zeigen, dass sowohl Bootstrap-Schaltung als auch Neutralisation der Eingangskapazität außerhalb gewisser Grenzen instabil werden. Stabile Werte für C_b liegen beim Bootstrapping im Bereich unter 160 pF (für die angegebenen Widerstände $R_{b1,2}$). Allerdings muss hier auch die sich ergebende Einschwingzeit beachtet werden. Diese liegen bereits ab 50 pF bei über 20 Sekunden. Für eine reale Schaltung muss dieser Wert daher deutlich kleiner gewählt werden.

Im rechten Teil von Abbildung 4.10 ist die Verstärkung A_n als variabler Parameter bei der Neutralisation aufgetragen. Ideale Kompensation der Eingangskapazität ($C_{in,N} = 0$) wird für $A_n = 2$ erreicht. Die Schaltung bleibt auch dann noch stabil, wenn eine leichte Überkompensation eingestellt ist. Die Einschwingzeiten sind deutlich kürzer als beim Bootstrapping und liegen im



(a) Bootstrapping



(b) Neutralisation

Abbildung 4.9: Erhöhung der Eingangsimpedanz der Elektrode durch verschiedene Schaltungstechniken im Vergleich zur Version mit einfachem Biaswiderstand.

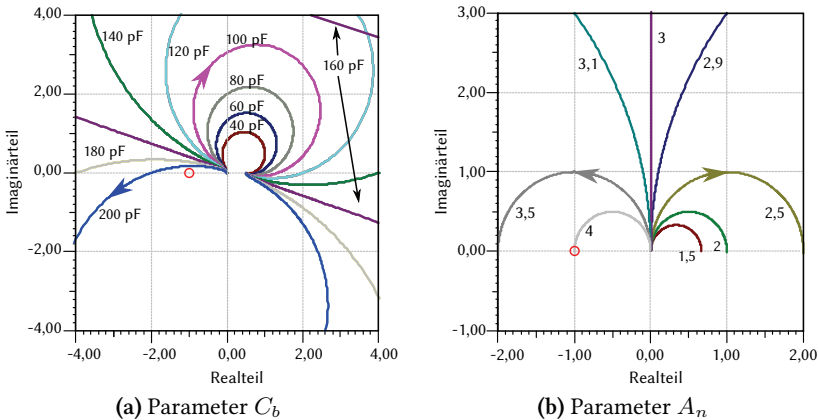


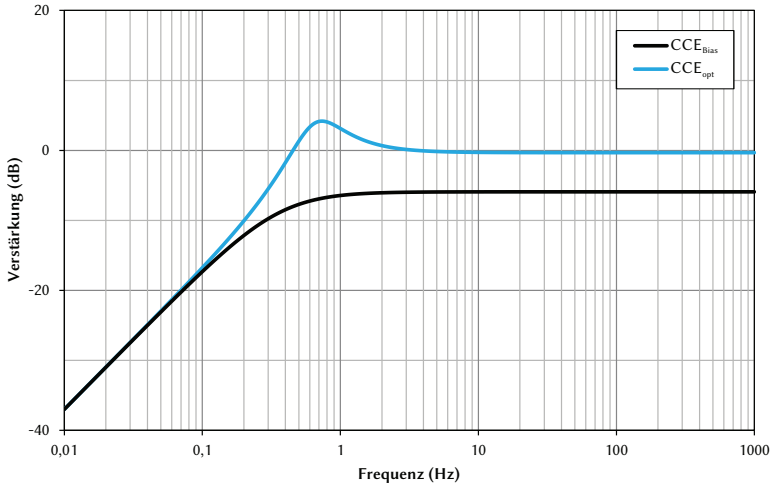
Abbildung 4.10: Ortskurven zur Stabilitätsanalyse bei Bootstrapping (a) und Neutralisation (b). Der kritische Punkt $(-1 + j \cdot 0)$ ist rot markiert.

Bereich von einer Sekunde für $A_n = 2$.

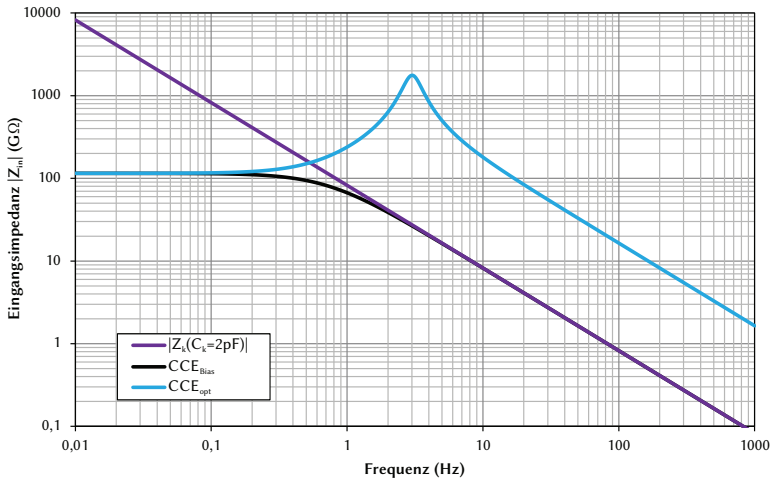
Innerhalb der erwähnten Grenzen erhält man auch bei der Kombination der beiden Schaltungstechniken eine stabile Schaltung, wobei die dominante Zeitkonstante durch das Bootstrapping bestimmt wird.

Kombination der Verfahren

Den Übertragungs- und Impedanzverlauf einer optimierten Elektrodenschaltung, die beide Verfahren zur Erhöhung der Eingangsimpedanz nutzt, zeigt Abbildung 4.11. Um eine Einschwingzeit von unter 5 s zu erreichen, wurde $C_b = 10$ pF gewählt. Um die Dämpfung nahezu zu eliminieren aber keine Überkompensation zu erzeugen, wurde die Verstärkung leicht konservativ auf $A_n = 1,95$ festgelegt. Somit ergibt sich $C_{in,N} = 100$ fF, was bei einer Kopplung $C_k = 2$ pF eine Dämpfung von $-0,42$ dB im Durchgangsbereich erzeugt. Der Vergleich mit der entsprechenden Impedanz der Koppelkapazität $Z_k(C_k)$ in Abbildung 4.11 zeigt, dass auch bei dieser schwachen Kopplung des Sensors an den Patienten eine Potentialmessung möglich ist, ohne die Quelle nennenswert zu belasten. Die untere Grenzfrequenz liegt dabei bei $f_g = 357$ mHz.



(a) Übertragungsfunktion



(b) Verlauf der Eingangsimpedanz

Abbildung 4.11: Verlauf von Übertragungsfunktion und Eingangsimpedanz einer Elektrode mit optimierten Parameterwerten (CCE_{opt}) im Vergleich zu Schaltung nur mit Biaswiderstand (CCE_{Bias}) und Impedanz, die einer Koppelkapazität von $C_k = 2 \text{ pF}$ entspricht.

Fazit

Beim Entwurf kapazitiver Elektroden muss der Arbeitspunkt des Impedanzwandlers stabilisiert werden, indem ein Strompfad durch einen Biaswiderstand hergestellt wird. Je nach Stärke der Kopplung (also letztlich der Kombination aus Elektrodengröße und Abstand) ist dies bereits die simpelste umzusetzende Realisierungsmöglichkeit einer kapazitiven Elektrode. Durch entsprechende Abschirmmaßnahmen muss aber sicher gestellt sein, dass parasitäre Kapazitäten klein gehalten werden und dadurch die Dämpfung am Ausgang der Elektrode nicht zu hoch wird.

Bei schwächer werdender Kopplung, wenn Koppelkapazität und Eingangskapazität der Elektrode vergleichbare Werte annehmen, kann durch weitere Schaltungstechniken die Eingangsimpedanz erhöht werden. Zur virtuellen Erhöhung des ohmschen Anteils der Eingangsimpedanz kann Bootstrapping verwendet werden, auf diese Weise kann die untere Grenzfrequenz f_g verringert werden.

Die Eingangskapazität ist der entscheidende Parameter für die Dämpfung einer CCE. Die Eingangskapazität setzt sich zusammen aus dem Anteil, den der Operationsverstärker beiträgt, sowie den Beträgen, die durch Schirmung, Layout und andere parasitäre Effekte erzeugt werden. Schaltungstechnisch kann die Eingangskapazität neutralisiert und somit ein nahezu dämpfungsfreies Übertragungsverhalten erreicht werden. Dies wird aber durch einen weiteren OP erkauft und ist nur innerhalb gewisser Grenzen möglich.

Beide Schaltungstechniken können exklusiv oder in Kombination verwendet werden, stellen jedoch positive Rückkopplungen dar und müssen auf Stabilität geprüft werden. In jedem Fall muss sichergestellt werden, dass die sich ergebende Einschwingzeit für die spätere Anwendung akzeptabel ist. Das hier benutzte Modell zeigt, dass bei Bootstrap-Widerständen von je $50 \text{ G}\Omega$ der Wert der Bootstrap-Kapazität C_b im Bereich unter 10 pF liegen muss, damit Zeitkonstanten von unter 5 s erreicht werden können.

4.3.2 Umsetzung

Ausgehend vom Modell aus dem vorangegangenen Abschnitt wurde eine kapazitive Elektrode auf Basis einer mehrlagigen Leiterplatte entworfen. Die folgenden Abschnitte beschreiben die wichtigsten Aspekte der Umsetzung.

Verstärker

Aus der Modellierung der Elektrodenschaltung wird deutlich, dass an den Verstärker, der für die Impedanzwandlerstufe verwendet werden soll, hohe Anforderungen hinsichtlich Eingangsimpedanz und Rauschen gestellt werden. Seine Eigenschaften bestimmen maßgeblich das Verhalten der kapazitiven Elektrode, vor allem in Bezug auf die erreichbare Dämpfung. Wie bereits erwähnt können sowohl geeignete Operationsverstärker als auch Eingänge von Instrumentenverstärkern verwendet werden.

Bei der Auswahl geeigneter Verstärker müssen verschiedene Eigenschaften berücksichtigt werden. Auf den Eingang bezogen sind dies Eingangswiderstand und -kapazität, Eingangsruhestrom (Input Bias Current) und die Rauscheigenschaften. Außerdem spielen die Offsetspannung, die Spannungsversorgungsbereich und für mobile Systeme die Stromaufnahme eine Rolle. Weniger von Bedeutung ist für die Anwendung in EKG-Elektroden das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt, vor allem wenn der Verstärker als Spannungsfolger betrieben wird. Abseits der elektronischen Eigenschaften können auch Aspekte wie Gehäusegröße und Anzahl der Verstärker in einem Package eine Rolle bei der Verstärkerauswahl spielen. Zusammenstellungen geeigneter Verstärker finden sich in [11, 13].

Die modellierte Schaltung wurde zunächst mit einem OPA129 umgesetzt. In Kapitel 5 wird auch der AD820 verwendet. Tabelle 4.3 listet relevante Parameter der beiden Bausteine mit den typischen Angaben der entsprechenden Datenblätter auf [110, 111]. Entscheidend für die hier ausgewählten Verstärkertypen waren geringe Eingangskapazität, um möglichst wenig Dämpfung zu erzeugen, und geringe Biasströme, um das Rauschen der Biaswiderstände gering zu halten.

Der nicht-invertierende Verstärker der zweiten Stufe, der das Ausgangssignal des Impedanzwandlers für die Neutralisation über C_n bereitstellt, muss keine besonderen Anforderungen hinsichtlich der Eingangsimpedanz erfüllen, da sein Eingangssignal bereits niederohmig ist. Er sollte jedoch eine geringe Offsetspannung aufweisen um den Neutralisationskondensator nicht statisch zu laden und Unity-Gain stabil sein.

Biaswiderstand

Um den Arbeitspunkt der ausgewählten Verstärker zu stabilisieren ist ein Biaswiderstand notwendig. Ihr hoher Eingangswiderstand wäre zwar ein hervorragender Impedanzwandler zum Anschluss der Elektrodenfläche, diese würde sich

Bezeichnung	Eingangs-impedanz	Bias Current	Eingangs-rauschen @ 10 kHz	Offset-spannung
OPA129UA	$10^{13} \parallel 1 \text{ pF}$	30 fA	$15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $0,1 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	500 μV
AD820AR	$10^{13} \parallel 0,5 \text{ pF}$	2 pA	$13 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $0,8 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}^{(1)}$	100 μV

Tabelle 4.3: Parameterwerte der verwendeten Verstärker.

aber durch den Eingangsruhestrom statisch aufladen und den Verstärkereingang sättigen. Eine Entladung wäre nur über die Eingangsimpedanz des Verstärkers möglich. Über einen hochohmigen Biaswiderstand kann die Zeitkonstante dieser Entladung so weit heruntersetzt werden, dass der Impedanzwandler stabil arbeitet. Da dieser Biaswiderstand parallel zum Eingangswiderstand des Verstärkers liegt, verringert sich so die von der Quelle gesehene Eingangsimpedanz. Der minimal akzeptable Wert muss gegen die Anforderung der unteren Grenzfrequenz von unter 1 Hz abgewogen werden. Wie bereits früher in diesem Kapitel gezeigt, sind dann Werte im Bereich größer 100 G Ω notwendig. Geeignete Bauteile in SMD-Technologie existieren am Markt, wenn auch in begrenzter Auswahl. Vor allem bei den Bauteiltoleranzen muss eine größere Streuung als gewöhnlich hingenommen werden. In dieser Arbeit werden soweit nicht anders erwähnt vielfache des 50 G Ω -Widerstandes der RH73 Reihe von Tyco Electronics verwendet [112], dessen Toleranz bei $\pm 30\%$ liegt. Manuelles Matching verschiedener Widerstände, um möglichst identische Elektroden aufbauen zu können, ist im Labor zwar machbar, im Hinblick auf größere Stückzahlen jedoch problematisch.

Elektrischer und mechanischer Aufbau

Die nach Abbildung 4.6 modellierte Schaltung wurde mit einer mehrlagigen Leiterplatte realisiert. Auf diese Weise konnten die Elektrodenfläche, die aktive Schirmung und der Impedanzwandler platzsparend integriert werden. Der schematische Aufbau ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Auf der unteren, dem Körper

1 Angabe laut Datenblatt bei 1 kHz

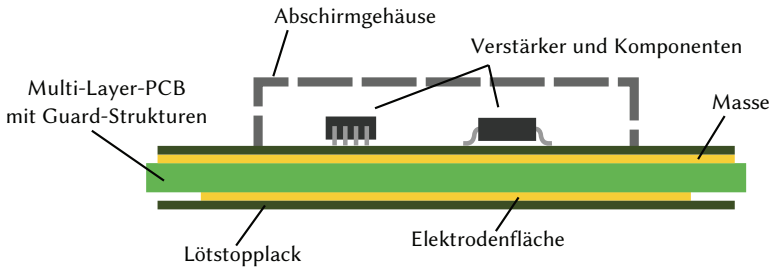


Abbildung 4.12: Schematischer Aufbau der CCE mit Multi-Layer-PCB.

zugewandten Lage, ist die Elektrodenfläche als geschlossene Kupferfläche ausgeführt, die über eine Durchkontaktierung mit der Bauteilseite verbunden ist. Die Isolation gegen das Messobjekt wird durch Lötstopplack hergestellt, der die gesamte untere Lage abdeckt. Der Durchgangswiderstand von $100\ \mu\text{m}$ Lötstopplack liegt laut Datenblatt in der Größenordnung von $10^{14}\ \Omega$ [113], so dass rein kapazitive Kopplung angenommen werden kann.

Die Elektrodenfläche wird rückseitig aktiv geschirmt, indem auf den inneren Lagen der Platine entsprechende Guard-Strukturen gestaltet werden. Weitere Abschirmmaßnahmen werden im Folgenden beschrieben.

Aktive Schirmung des hochohmigen Eingangs Die Verbindung zwischen Elektrodenfläche und dem Eingangspin des Impedanzwandlers muss besonders sorgfältig geschirmt werden, da der Durchgangswiderstand des Leiterplattenmaterials mit $10^{12}\ \Omega$ bereits in der Größenordnung des zu erreichenden Eingangswiderstandes liegt [114]. Deshalb wird der Bereich um den Eingangspin ebenfalls auf Guard-Potential gehalten, um Spannungsdifferenzen zwischen dem Pin und weiteren Schaltungsstrukturen zu eliminieren. Ebenso können durch benachbarte Komponenten und umgebende Leiterstrukturen Streukapazitäten entstehen, die unerwünscht sind. Abbildung 4.13 zeigt das Prinzip und eine mögliche Umsetzung im Layout.

Da bei der hier umgesetzten Schaltung weitere Bauelemente für Bootstrapping und Neutralisation an den hochohmigen Eingangspin angeschlossen werden, müssen diese ebenfalls mit geschirmt werden. Der Bereich um den Verstärkereingang sollte darüber hinaus auch nicht von Lötstopplack abgedeckt sein, da hierüber wiederum parasitäre Kapazitäten entstehen können, die die Eingangskapazität der Schaltung erhöhen.

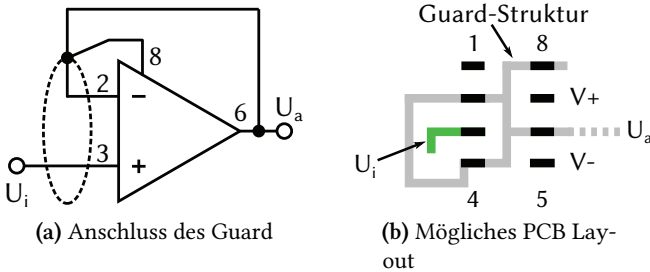


Abbildung 4.13: Guarding des hochohmigen Eingangspins des Impedanzwandlers beim OPA129.

Passive Schirmung Um die Schaltung auch rückseitig vor der Einkopplung von Störfeldern zu schützen, wurde die zweite innere Lage als passive Schirmung auf Massepotential gelegt. Darüber hinaus wurden auf der Rückseite der Platine mit Masse verbundene Strukturen angebracht, auf die ein Gehäuse aufgesetzt werden kann. Auf diese Weise ist die Elektrode zu allen Seiten hin passiviert, die nicht zum Körper zeigen (siehe Abbildung 4.12). Dies geschah auch auf Grund entsprechender Beobachtungen während der Entwicklungsarbeiten. So wurde beobachtet, dass bereits die Bewegung Dritter im Umfeld des Messaufbaus Störfelder erzeugt, die die Elektroden beeinflussen; vgl. hierzu auch [115].

Schaltungsanpassung Eine direkte Umsetzung der in Bild 4.6 dargestellten Schaltung zur Neutralisation der Eingangskapazität nach dem Grundschemata ist für eine reale Schaltung nicht zweckmäßig, da unbekannte Bauteiltoleranzen berücksichtigt werden müssen, und die Streukapazitäten durch den Aufbau nicht bekannt sind. Darüber hinaus besitzen die verwendeten Keramikcondensatoren gewisse Toleranzen, so dass auch die Verstärkung A_n (OP2) variiert, die benötigt wird, um nach Gleichung 3.6 die Eingangskapazität des Operationsverstärkers OP1 immer genau zu kompensieren. Deshalb wurde der nicht-invertierende Verstärker OP2 für die aufgebaute Schaltung um ein Potentiometer erweitert, mit dem die Verstärkung in einem gewissen Bereich variiert werden kann. Somit kann der Betrag der Neutralisation manuell eingestellt werden.

In Abbildung 4.14 ist schließlich eine realisierte kapazitive Elektrode dargestellt. Auf der Unterseite erkennt man die Elektrodenfläche. Sie ist vollständig

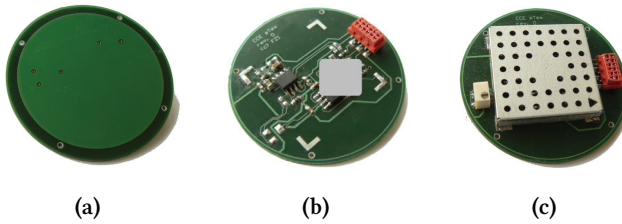


Abbildung 4.14: Kapazitive Elektrode aus 4-Lagen-PCB: Körperzugewandte Seite (a) und Bauteilseite ohne (b) bzw. mit Abschirmgehäuse (c).

mit Lötstopplack überzogen, auch im Bereich der Durchkontaktierungen (Abbildung 4.14a). Die Bauteilseite ist mittels eines sogenannten „On-Board-Shields“ vor Störeinkopplungen abgeschirmt (Abbildung 4.14b, 4.14c). Mittels Flachbandkabel ist die Elektrode an die Spannungsversorgung und den Signaleingang der folgenden Stufe angeschlossen.

4.3.3 Charakterisierung der Elektrode

Zur Charakterisierung des Elektrodendesigns und zur Bestimmung der Wirksamkeit der Techniken zur Erhöhung der Eingangsimpedanz wurden verschiedene Messungen durchgeführt. Dabei wurde eine Gegenelektrode verwendet, die um ein Vielfaches größer war, als die zu untersuchende Elektrode, und die an einen Signalgenerator angeschlossen war. Die Koppelkapazität wurde durch Veränderung des Abstandes zwischen beiden Elektroden variiert. Der Durchmesser der kapazitiven Elektrodenfläche betrug 39,8 mm, somit betrug die Fläche $A_{el} = 12,44 \text{ cm}^2$. Gemessen wurde zunächst nur über einen Luftspalt, jeweils bei zwei verschiedenen Abständen. Tabelle 4.4 gibt die entsprechenden Werte an. Auf diese Weise konnte der Frequenzgang bei unterschiedlich starker Kopplung aufgezeichnet werden.

Elektrode mit Biaswiderstand

Als Referenz für die Verfahren zur Optimierung der Eingangsimpedanz wurde zunächst das Verhalten der Elektrode bestimmt, wenn diese nur mit Biaswiderstand beschaltet war. Das Ergebnis für unterschiedlich stark gekoppelten Fälle

Abstand	Koppelkapazität
$d_1 = 2,40 \text{ mm}$	$C_{k,1} = 4,56 \text{ pF}$
$d_2 = 7,05 \text{ mm}$	$C_{k,2} = 1,56 \text{ pF}$

Tabelle 4.4: Abstände und Koppelkapazitäten bei der Elektrodencharakterisierung.

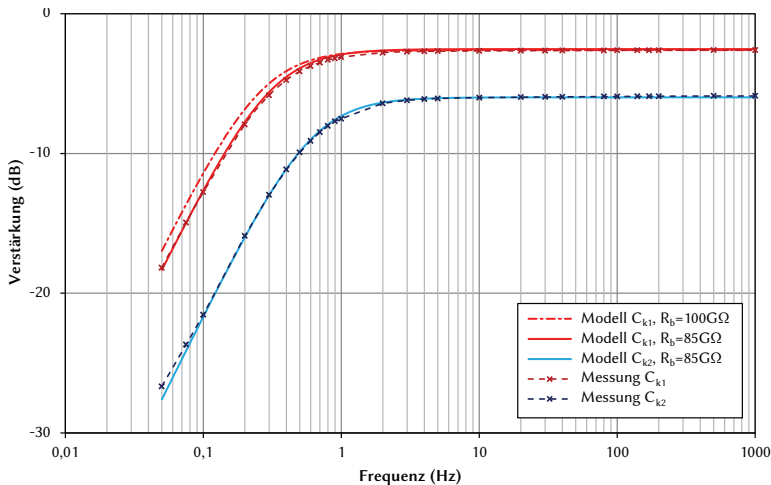


Abbildung 4.15: Frequenzgang der Elektrode mit Biaswiderstand.

ist in [Abbildung 4.15](#) dargestellt.

Will man dieses Ergebnis nun mit den Vorhersagen des Modells aus [Abbildung 4.6](#) vergleichen, hat man zunächst das Problem, dass sowohl die Streukapazitäten am Eingang als auch die genauen Werte der Biaswiderstände nicht bekannt sind. Um diese zu bestimmen, wurde wie folgt vorgegangen. Da die Eingangskapazität der Elektrode nicht direkt gemessen werden konnte, wurden statt dessen in beiden Fällen die Dämpfung A bei hohen Frequenzen bestimmt. Mit den bekannten Koppelkapazitäten aus [Tabelle 4.4](#) wurde dann aus Glei-

chung 4.6 die Gesamt-Eingangskapazität

$$C_{in} = \left(\frac{1 - A}{A} \right) C_{k,x} \quad (4.22)$$

bestimmt. Diese setzt sich zusammen aus der Eingangskapazität des OPs und den Streukapazitäten. In beiden Fällen ergab sich ein nahezu identischer Wert von $C_{in} = 1,55 \text{ pF}$. Mit der im Datenblatt angegebenen Eingangskapazität des OPA129 von $C_i = 1 \text{ pF}$ erhält man einen Wert für die Streukapazität von

$$C_s = C_{in} - C_i = 550 \text{ fF} . \quad (4.23)$$

Dieser wurde für die Vergleiche mit dem Modell in die Simulation eingesetzt. Damit ergab sich für C_{k1} die in Abbildung 4.15 rot gestrichelt dargestellte Kurve. Sie stimmt im Durchlassbereich gut mit der Messung überein, im Bereich des Abfalls für niedrige Frequenzen liegt das Modell jedoch über den Messwerten, die experimentell ermittelte Grenzfrequenz ist etwas höher. Dies konnte mit dem Wert der Biaswiderstände erklärt werden, der nicht mit dem Nennwert von $100 \text{ G}\Omega$ übereinstimmt. Anpassung des Modells auf $R_{b12} = 85 \text{ G}\Omega$ ergibt dann gute Übereinstimmung der Messung mit den Aussagen des Modells, wie die weiteren Kurven in Abbildung 4.15 zeigen. Da die nun folgenden Messungen mit derselben Elektrode durchgeführt wurden, wurde dieser Wert für R_{b12} auch für die Modellierung der in den folgenden Abschnitten beschriebenen Schaltungen verwendet.

Einfluss der Verfahren zur Erhöhung der Eingangsimpedanz

Bootstrapping Wie zuvor im Abschnitt zur Modellierung der Elektrode wurde zunächst wurde die Effektivität des Bootstrapping alleine ohne Neutralisation untersucht. In Abbildung 4.16 sind die gemessenen Frequenzgänge der Elektrode mit Bootstrapping dargestellt, jeweils für die in Tabelle 4.4 angegebenen Distanzen respektive Koppelkapazitäten zwischen kapazitiver und Gegen-Elektrode. Als Bootstrap-Kapazität war ein Wert von $C_b = 10 \text{ pF}$ in die Schaltung integriert. Die Messungen zeigen zunächst, dass für Frequenzen im Durchlassbereich die Dämpfung identisch zur Umsetzung mit Biaswiderstand ist (vgl. Abbildung 4.15). Qualitativ stimmen die Messungen gut mit den Simulationen überein, der Effekt des Bootstrapping ist deutlich zu erkennen. Die erhöhte Eingangsimpedanz im Bereich der Grenzfrequenz führt dort zu einer geringeren Dämpfung und hebt die Kurve im Vergleich zum Fall ohne

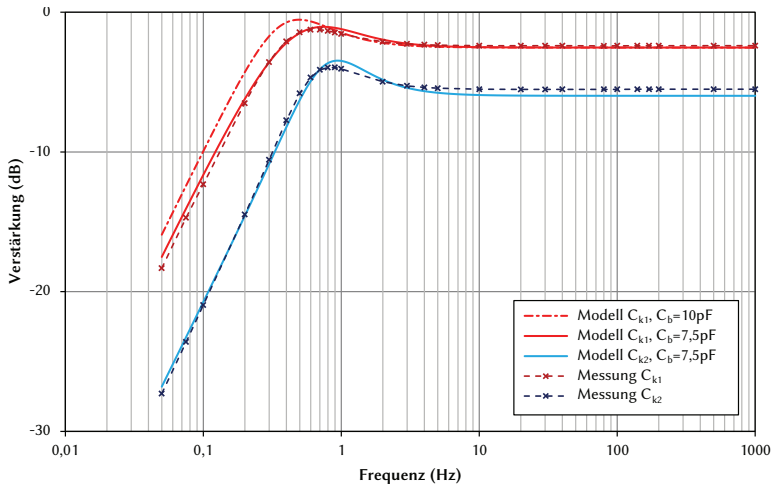


Abbildung 4.16: Frequenzgang der Elektrode mit Bootstrapping.

Bootstrapping entsprechend an.

Beim Vergleich des modellierten Verhaltens der Schaltung mit (in Abbildung 4.16 mit „Modell C_{k1} , $C_b = 10 \text{ pF}$ “ bezeichnet) mit der Messung (rote Kurve mit Messpunkten) erkennt man jedoch, dass die reale Schaltung im Übergangsbereich etwa 2 dB mehr Dämpfung aufweist. Die Erklärung hierfür ist die Toleranz des verwendeten Keramik-Vielschicht-Kondensators C_b , dessen Wert in der realen Schaltung nicht 10 pF betrug. Durch Anpassung des Modells auf $C_b = 7,5 \text{ pF}$ lässt sich gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung herstellen, sowohl bei 2,04 mm als auch bei 7,05 mm Abstand zwischen kapazitiver Elektrode und Gegenelektrode, so dass der reale Wert von C_b eher in diesem Bereich liegen muss.

Hinzunahme der Neutralisation Um die Dämpfung im Durchgangsbereich des Sensors zu reduzieren, wurde schließlich auch die Neutralisationschaltung der Elektrode bestückt und wiederum der Frequenzgang bestimmt. In Abbildung 4.17 ist zu sehen, welchen Effekt die Verringerung der effektiven Eingangskapazität auf die Übertragungsfunktion hat. Sie sorgt dafür, dass der Betrag der Übertragungsfunktion nahezu eins wird. Auch eine Verringerung der Kopplung bewirkt hier keine merkliche Dämpfung. Beide Messkurven liegen im

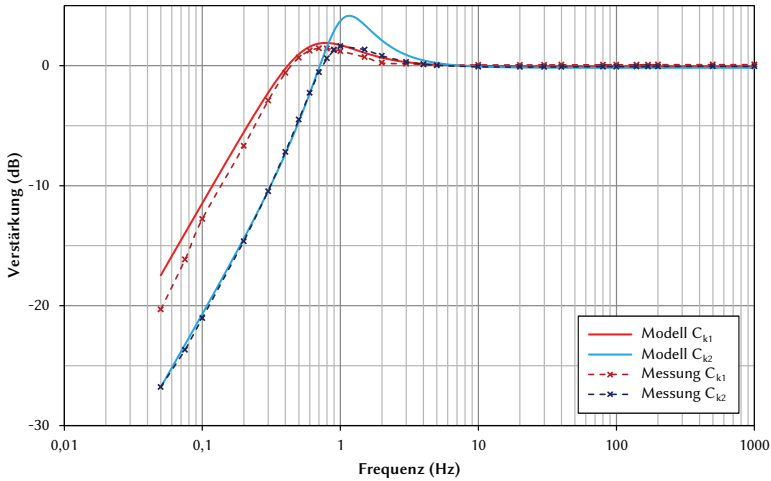


Abbildung 4.17: Frequenzgang der Elektrode mit Neutralisation und Bootstrapping.

Durchlassbereich nahezu aufeinander und besitzen eine Dämpfung zwischen $-0,09$ dB bis $-0,17$ dB.

Berechnet man entsprechend Gleichung 4.22 aus diesen Dämpfungen mit Hilfe der Koppelkapazität die Eingangskapazität, die der Sensor besitzen muss, erhält man einen Wert zwischen $C_{in,N} = 45$ fF und 90 fF. Im Vergleich zur Schaltung mit Biaswiderständen, bei der die Eingangskapazität zu $C_{in} = 1,55$ pF bestimmt wurde, konnte somit eine Verbesserung um 94% bis 97% erzielt werden. Das größte praktische Problem besteht darin, mit dem Potentiometer die Neutralisation möglichst genau einzustellen. Aus diesem Grund können noch kleinere Werte zwar erreicht werden, sind aber nicht zuverlässig reproduzierbar.

Tabelle 4.5 fasst noch einmal die erreichten Parameter der entwickelten Elektrode zusammen, wenn sowohl Bootstrapping als auch Neutralisation angewendet werden. Wie gezeigt, deckt das entwickelte Elektrodendesign trotz des Hochpassverhaltens das EKG-Spektrum ab, sodass EKG-Messungen damit möglich sein sollten. Dies wird im nächsten Abschnitt überprüft.

Eigenschaft	Wert
Aufbau	PCB, 4-Lagig
Eingangsimpedanz OPA129UA	$10^{13} \parallel 1 \text{ pF}$
Elektrodenfläche A_{el}	$12,44 \text{ cm}^2$
DC Eingangswiderstand R_{in}	$85 \text{ G}\Omega$
Max. Eingangsimpedanz $ Z_{in} $ (bei ca. 3,6 Hz)	$5,8 \text{ T}\Omega$
Streukapazität durch Aufbau	$0,55 \text{ pF}$
Eingangskapazität C_{in}	45 fF bis 90 fF
Dämpfung bei 1 kHz	$-0,09 \text{ dB}$ bis $-0,17 \text{ dB}$

Tabelle 4.5: Eigenschaften der entwickelten kapazitiven PCB-Elektrode.

4.4 Vergleich mit galvanischem Referenzsystem

Um die entwickelten Elektroden hinsichtlich der EKG-Ableitung zu bewerten, wurde diese in ein bipolares System integriert. Dazu wurden zunächst mehrere Elektroden aufgebaut und zwei Exemplare mit möglichst identischen Parametern ausgewählt. Dies war notwendig, da sich die weiter vorne beschriebenen Bauteiltoleranzen auf Eingangsimpedanz und Frequenzgang auswirken, und deshalb auch die Neutralisation nicht exakt identisch eingestellt werden kann.

Die Elektroden wurden dann an eine Schaltung mit Differenzverstärker entsprechend Abbildung 3.8 angeschlossen. Die damit erfassten Signale wurden mittels Datenwandlerkarte digitalisiert und auf dem PC aufgezeichnet und ausgewertet. Um einen direkten Vergleich zu ermöglichen, wurde parallel zum kapazitiven EKG ein galvanisches Referenz-EKG aufgenommen. Hier kam ein batteriebetriebenes Mobilgerät (Somnoscreen RC-Kombi, Somnomedics GmbH) zum Einsatz, um beide Systeme galvanisch getrennt zu halten. Die Synchronisation der gemessenen Signale wurde a posteriori durchgeführt.

Für die Messungen wurden die kapazitiven Elektroden mit Hilfe eines Gurtes am Probanden fixiert. Es wurden Messungen direkt auf der Haut, durch eine Schicht Baumwollstoff (T-Shirt, 0,5 mm) und durch mehrere Schichten Baumwollstoff (T-Shirt und ein zusätzlicher Pullover, insgesamt 1,2 mm) durchgeführt. Für das Referenz-EKG wurden die Klebeelektroden jeweils so nah wie möglich neben die Position der kapazitiven Elektroden geklebt, ohne dass sie von diesen (mechanisch) beeinflusst wurden (siehe Abbildung 4.18).

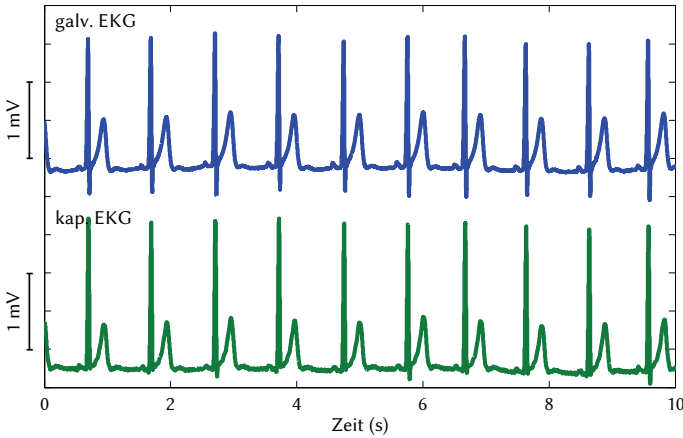


Abbildung 4.19: Vergleich der Signale von Referenz-EKG (blau) und kapazitivem EKG (grün).

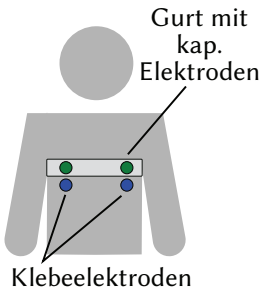


Abbildung 4.18: Position der Elektroden bei der Vergleichsmessung.

Die Gegenüberstellung zweier Signale bei der Messung auf der Haut ist in [Abbildung 4.19](#) gezeigt. Zu sehen sind jeweils zehn simultan aufgezeichnete Herzschläge eines gesunden männlichen Probanden (27 Jahre). Auf Grund der in [Abschnitt 4.3.3](#) ermittelten Frequenzgänge für die Elektroden zeigt das kapazitive EKG einen ebenso präzisen Signalverlauf wie das Standard-EKG. Neben QRS-Komplex und T-Welle sind sogar P- und U-Welle im kapazitiven Signal zu erkennen. Das kapazitive EKG-Signal wurde dabei mittels Bandpass (2. Ordnung, 0,1 Hz bis 40 Hz) und 50-Hz-Notchfilter analog vorverarbeitet.

Wie [Abbildung 4.20](#) zeigt, verschlechtert sich das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) des kapazitiven EKG-Signals, wenn durch Stoff (b) bzw. mehrere Schichten Stoff gemessen wird (c). Man erkennt auch, dass die Grundlinie des EKGs mit zunehmendem Abstand des Sensors vom Körper stärker schwankt. Hier macht sich mit wachsendem Abstand die abnehmende Gleichtaktunterdrückung bemerkbar. Die Ursache dafür sind die unterschiedlichen Koppelkapazitäten der Elektroden, die die Gleichtaktunterdrückung des Differenzverstärkers herabset-

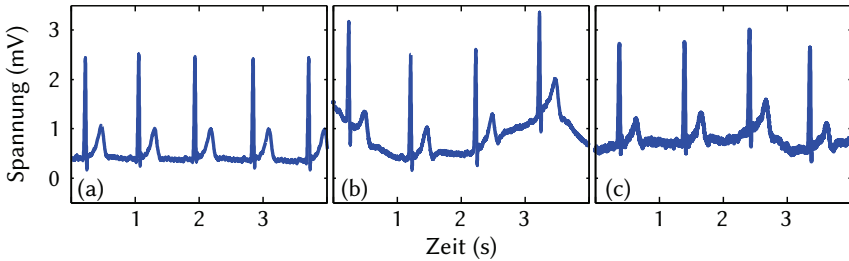


Abbildung 4.20: Signalausschnitte von EKG-Ableitungen direkt auf der Haut (a), durch ein T-Shirt (b) und durch T-Shirt und Pullover (c).

zen.

Darüber hinaus lässt sich aber sehr gut der Effekt der kompensierten Eingangskapazität der Sensoren erkennen. Obwohl der wachsende Abstand zwischen Hautoberfläche und Elektroden geringere Koppelkapazitäten verursacht, bleibt die Amplitude der R-Zacke nahezu konstant bei etwa 2 mV. Die Eingangskapazität wurde wirkungsvoll neutralisiert.

4.5 Diskussion

Mit den entwickelten kapazitiven Elektroden auf Basis einer mehrlagigen gedruckten Schaltung ist die Ableitung eines EKGs ohne direkten Hautkontakt möglich. Durch die Anpassung der Eingangsimpedanz mittels Bootstrapping und Neutralisation konnte nahezu eine Einheitsübertragungsfunktion bei Frequenzen größer 0,4 Hz erreicht werden, auch für Koppelkapazitäten im einstelligen pF-Bereich. Bedingt durch die unbekanntenen Streukapazitäten des Aufbaus und nicht zu vermeidenden Toleranzen der verwendeten Komponenten musste die Neutralisation jedoch manuell über Potentiometer justiert werden, um ein stabiles Übertragungsverhalten zu erreichen. Dies erschwert den Aufbau identischer Elektroden.

Der direkte Vergleich mit einem galvanischen Referenz-EKG zeigt eine ähnliche Signalqualität, wenn direkt auf der Haut gemessen wird. Die bei unterschiedlichen textilen Schichtdicken kapazitiv abgeleiteten Signale zeigen im Vergleich eine zunehmende Verschlechterung des SNR mit wachsender Bekleidungsstärke. Dies liegt hauptsächlich an der für jede Elektrode unterschiedlich starken Kopplung zum Patienten, die durch inhomogene Kleidungsstärke be-

dingt ist. Dadurch wird die Gleichtaktunterdrückung des bipolaren Messsystems verringert. Dies äußert sich auch in Schwankungen der Baseline.

Die Amplitude der R-Zacken nahmen bei den Messungen nur minimal mit wachsender Schichtdicke der Kleidung ab, da die Eingangskapazität der Elektroden durch die Neutralisation kleiner als 1 pF gehalten werden konnte.

Für die Elektroden wurde eine starke Abhängigkeit von Bewegungen des Probanden beobachtet, die zu Artefakten im EKG-Signal führt. Durch stärkere Fixierung des Gurtes können diese reduziert werden. Bedingt durch die starre Form der PCB-Elektroden ergibt sich dann aber eine mechanische Beeinflussung der Haut, die wiederum zu Artefakten führen kann.

Auch eine galvanische Referenzelektrode hilft bei der Verringerung von Artefakten. Eine solche ist allerdings für Systeme, die gänzlich ohne Hautkontakt auskommen sollen nicht praktikabel. Für weitere Systeme muss deshalb auch die Problematik der Gleichtaktunterdrückung bei schwacher Kopplung berücksichtigt werden, beispielsweise durch aktive Gleichtaktunterdrückung nach [69].

5

Ambiente EKG-Systeme mit textilen Elektroden

IM FOKUS dieser Arbeit steht die Entwicklung kapazitiver EKG-Systeme für zwei unterschiedliche ambiente Anwendungsszenarien. Zum einen das EKG-Monitoring über ein am Körper getragenes, mobiles System. Es soll jedoch nicht direkt auf der Haut getragen werden, die EKG-Ableitung soll vielmehr durch Kleidung möglich sein. Ein solches System ist für Anwendungen im Kontext persönlicher Gesundheitsüberwachung denkbar.

Zum anderen der Einsatz eines ambienten EKG-Systems im automobilen Anwendungskontext. Dieses System soll in der Lage sein, vom Fahrer unbemerkt ein EKG über im Sitz integrierte Elektroden abzuleiten. Daraus ermittelbare psychophysiologische Parameter wie die Herzratenvariabilität (HRV) könnten zukünftig als Eingangsgrößen für erweiterte Fahrerassistenzanwendungen genutzt werden.

Aufbauend auf den Ergebnissen der Elektrodenentwicklung des vorigen Kapitels steht bei der Konzeption und Umsetzung dieser beiden Systeme die textile Gestaltung möglichst großer Teile der Elektroden mit leitfähigen Garnen und Stoffen unter Beibehaltung ihrer Funktionalität im Vordergrund. Dadurch

wird eine unaufdringliche, diskrete Integration von physiologischen Sensoren möglich und eine flexiblere Systemgestaltung kann erreicht werden.¹

5.1 Systemanforderungen

Beim Aufbau ambienter EKG-Systeme sind zunächst die Anforderungen zu berücksichtigen, die von den kapazitiven Elektroden selbst herrühren (siehe Abschnitt 4.2). Darüber hinaus müssen aber auch Anforderungen aus Systemsicht beachtet werden, die an dieser Stelle ergänzt werden sollen. Weitergehende spezielle Anforderungen, die sich aus dem jeweiligen Anwendungsszenario ergeben, werden in den entsprechenden Abschnitten 5.2 bzw. 5.3 erläutert.

5.1.1 Eingangsbereich und Dynamik

Die EKG-Signale, die mit den Systemen erfasst werden sollen, besitzen eine Amplitude von einigen Millivolt (die Norm DIN 60601-2-47 für galvanische Systeme spricht von bis zu 6 mV). Diese müssen auch dann noch messbar sein, wenn die Elektrodenausgänge einen Gleichspannungsanteil (DC-Offset) aufweisen. Dieser kann bis zu einigen hundert Millivolt betragen. Da der Gleichtaktarbeitsbereich (Common Mode Range) verfügbarer Instrumentenverstärker begrenzt ist, beschränkt dies auch die mögliche Differenzverstärkung. Aus diesem Grund müssen bei Bedarf Hochpassfilter vorgesehen werden, um den DC-Offset zu verringern und so eine Sättigung der Differenzstufe zu verhindern.

5.1.2 Gleichtaktunterdrückung

Durch die kapazitive Einkopplung von elektrischen Feldern – vor allem aus dem Versorgungsnetz mit 50 bzw. 60 Hz – in den Körper des Probanden, in die Elektroden und die Zuleitungen können erhebliche Interferenzen im EKG-Signal entstehen. Dies tritt bei kapazitiven EKG-Systemen ebenso auf wie bei galvanischen. Im Automobilkontext können elektrische Felder vor allem beim Betrieb diverser Elektromotoren im Innenraum entstehen, beispielsweise für Lüftung und Heizung, oder für die elektrische Sitzeinstellung.

¹ Teile des Kapitels basieren auf [116] und [117].

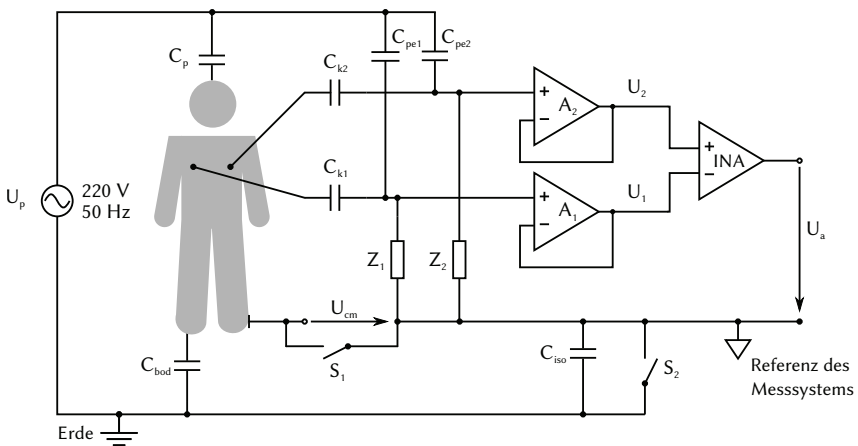


Abbildung 5.1: Modell zur Einkopplung elektrischer Felder

Gleichtaktstörungen beim kapazitiven EKG

In Abbildung 5.1 ist ein Modell dargestellt, welches sowohl Einkopplung in den Körper, als auch in den hochohmigen Teil der Elektroden berücksichtigt. Es wird eine bipolare Messung mit Differenzverstärker angenommen. Auf Grund der kontaktlosen, kapazitiven Messung besteht keine galvanische Verbindung zwischen Proband und Messsystem, die Einkopplung in den Körper erzeugt deshalb eine Gleichtaktspannung U_{cm} , deren Amplitude durch die Kapazitäten C_p , C_{bod} und C_{iso} bestimmt wird. Für galvanische Systeme werden hier etwa Werte von $C_p = 2 \text{ pF}$ und $C_{bod} = 200 \text{ pF}$ modelliert [118]. C_{iso} kann variieren und hängt unter anderem von der baulichen Ausführung des Systems ab. In der Praxis können für U_{cm} je nach Messumfeld Amplituden von einem bis mehreren Volt auftreten.

Grundsätzlich können Interferenzen, die durch Gleichtaktspannungen hervorgerufen werden, in dieser Konfiguration nicht vermieden werden, weil in realen Systemen die Gleichtaktunterdrückung (CMRR) des Differenzverstärkers einen endlichen Wert besitzt. Bei der Verwendung moderner Instrumentenverstärker betragen diese Werte allerdings oft 110 dB und mehr¹, so dass bei

¹ z.B. besitzt der Instrumentenverstärker INA128 von Texas Instruments laut Datenblatt einen CMRR-Wert von 120 dB [119]

der Verwendung von Gel-Elektroden eine sehr gute Gleichtaktunterdrückung erreicht wird.

Bei der differentiellen Messung mit kapazitiven Elektroden treten bezüglich der Gleichtaktunterdrückung folgende Probleme auf:

- Die Übergangskapazitäten der Elektroden C_{k1} und C_{k2} können sehr unterschiedliche Werte annehmen. Der Unterschied kann z.B. von inhomogener Kleidungsdicke oder unterschiedlicher Bedeckung der Elektrodenfläche [74] herrühren.
- Die Eingangsimpedanzen Z_1 und Z_2 der Elektroden können differieren. Dies hängt von den Bauteiltoleranzen ab, insbesondere vom Biaswiderstand. Wie in Abschnitt 4.2.2 gezeigt, beeinflusst dies sowohl Dämpfung als auch Grenzfrequenz der Elektrode.

Eine vorhandene Gleichtaktspannung U_{cm} wird über C_{k1} und C_{k2} gemessen und über das Ausgangssignal der Impedanzwandler in eine Differenzspannung $U_d = U_2 - U_1$ umgewandelt, die am Instrumentenverstärker anliegt. Diese ist als Artefaktspannung dem gewünschten EKG-Signal überlagert. Abbildung 5.2 zeigt das entsprechende Ersatzschaltbild für Gleichtaktspannungen. Damit ergibt sich die Differenzspannung

$$U_d = U_2 - U_1 = U_{cm} \left(\frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C_{k2}}} - \frac{Z_1}{Z_1 + \frac{1}{j\omega C_{k1}}} \right). \quad (5.1)$$

Unter der Annahme, dass die Elektrodenübergangsimpedanzen deutlich kleiner sind als die Eingangsimpedanzen der Impedanzwandler ($Z_{k(1,2)} \ll Z_{(1,2)}$), lässt sich Gleichung 5.1 nach [120] vereinfachen zu

$$U_d = U_{cm} \frac{\Delta Z_k}{Z_{12}}, \quad (5.2)$$

dabei ist $\Delta Z_k = Z_{k2} - Z_{k1}$ und $Z_{12} = (Z_1 + Z_2)/2$.

Gleichung 5.2 zeigt, dass die transformierte Differenzspannung U_d proportional zur Gleichtaktspannung U_{cm} und der Differenz der Koppelimpedanzen ΔZ_k ist. Außerdem ist sie umgekehrt proportional zur Eingangsimpedanz der Impedanzwandler Z_{12} .

Um die Artefakte zu verringern, muss nun entweder die Gleichtaktspannung U_{cm} verringert werden oder Elektroden mit sehr geringen Toleranzen der

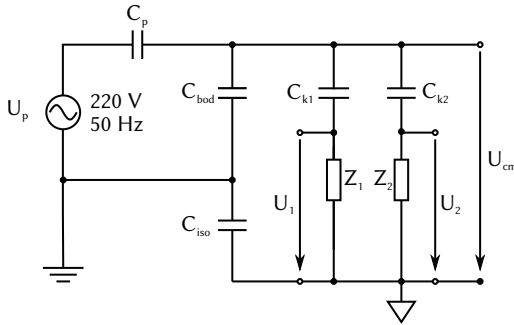


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild der beiden Elektroden für Gleichtaktspannungen

Eingangsimpedanz geschaffen werden, die möglichst identisch an den Körper koppeln ($C_{k1} = C_{k2}$). Gerade die letztgenannte Forderung ist aber bei ambienten Systemen nur schwer zu erfüllen, da das System nicht am Körper getragen wird und sich die Testperson relativ zu den Elektroden bewegen kann.

Eine Minimierung von U_{cm} kann einerseits durch komplett vom Netz getrennte, mobile Systeme erreicht werden, da in diesem Fall C_{iso} klein wird. Andererseits besteht die Möglichkeit, U_{cm} durch eine galvanische Verbindung zwischen Körper und Systemreferenz zu verkleinern, beispielsweise durch eine galvanische Elektrode (Schließen des Schalters S_1 in Abbildung 5.1). Diese benötigt allerdings Hautkontakt, der kontaktlose Charakter der kapazitiven Messung geht somit verloren.

Active Gleichtaktunterdrückung

Eine weitere Möglichkeit zur Reduktion von U_{cm} ist die aktive Rauschunterdrückung über eine Rückkopplung mit kapazitiver Elektrode, die – ähnlich der Driven-Right-Leg-Schaltung galvanischer EKG-Systeme – den Gleichtaktanteil invertiert auf den Körper zurück koppelt [72]. Für Systeme, die ein kapazitives EKG im Sitzen ableiten wird dieses Konzept entsprechend *Driven-Seat-Schaltung* (DS) genannt.

Abbildung 5.3 zeigt das Schema einer bipolaren kapazitiven EKG-Ableitung, das um einen DS erweitert wurde. Die gemittelte Gleichtaktspannung U_{cm} wird durch den Verstärker um $A_{DS} = 2R_f/R_a$ verstärkt und invertiert auf den Körper des Probanden zurück gekoppelt. Dies geschieht durch die Kapazität

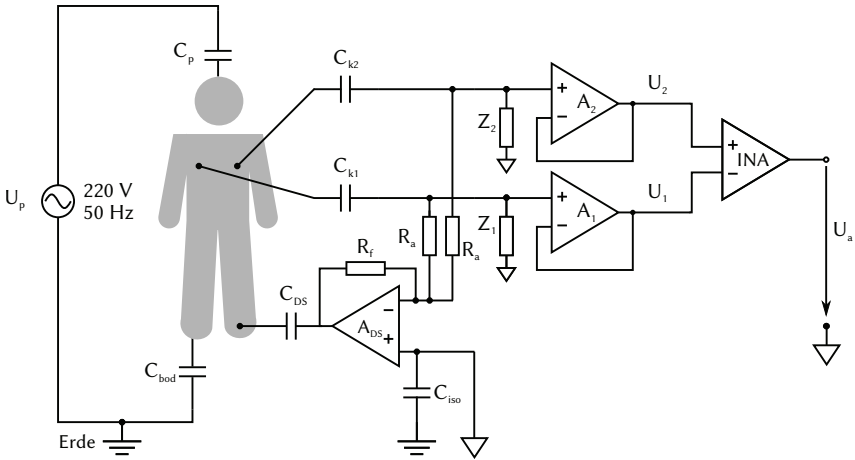


Abbildung 5.3: Aktive Gleichtaktunterdrückung mit Driven Seat beim kapazitiven EKG.

C_{DS} , die beispielsweise durch eine elektrisch leitfähige Fläche realisiert werden kann.

Mit Hilfe der Übertragungsfunktion $H_{1,2}$ für Elektroden mit Bias-Widerstand aus Gleichung 4.3 und der Übertragungsfunktion des DS-Verstärkers

$$G_{DS}(s) = -\frac{A_{DS}C_{DS}}{\left(1 + \frac{A_{DS}}{2\pi B}s\right)(C_{DS} + C_E)}, \quad (5.3)$$

lässt sich die Übertragungsfunktion $Y(s) = U_2(s) - U_1(s)$ für Gleichtaktsignale U_{cm} nach [76] angeben mit

$$Y(s) = U_{cm} \left(1 + \frac{G_{DS}(s)(H_1(s) + H_2(s))}{1 - G_{DS}(s)(H_1(s) + H_2(s))}\right) (H_1(s) - H_2(s)). \quad (5.4)$$

Hierbei ist B die Bandbreite des Driven-Seat-Verstärkers, C_E die über Erde kurzgeschlossene Serienschaltung aus C_{iso} und C_{bod} . Die hochfrequenten Pole der Impedanzwandler wurden dabei vernachlässigt. Mit dem so erweiterten System lässt sich U_{cm} so weit reduzieren, dass in der Praxis laut Literatur

CMRR-Werte bei der jeweiligen Netzfrequenz von -100 dB und mehr erreicht werden können [72, 74].

Gleichtaktstörungen bekannter Frequenz (z.B. aus dem Stromnetz), die trotz der beschriebenen Maßnahmen noch dem Nutzsignal überlagert sind, können schließlich mit Notch-Filtern im hinteren Teil der Signalverarbeitungskette verringert werden. Dies kann sowohl per Hardware als auch Software geschehen.

5.1.3 Spannungsversorgung

Da bei der kapazitiven EKG-Ableitung keine galvanische Verbindung zwischen Patient und Messsystem bestehen muss, können wie oben dargestellt hohe Gleichtaktinterferenzen auftreten. Diese können die Impedanzwandler der Elektroden in die Sättigung treiben, so dass die Gleichtaktunterdrückung des Instrumentenverstärkers nicht zum Tragen kommt.

Darüber hinaus erzeugen Abstandsänderungen zwischen Patient und Elektroden Bewegungsartefakte in den Ausgangssignalen der Elektroden. Diese können vor allem im Fall eines ambienten, nicht am Körper getragenen Systems um ein vielfaches höher sein, als die EKG-Amplituden und wiederum die Impedanzwandler sättigen. Es ist deshalb je nach Anwendungsfall eine ausreichende Spannungsreserve vorzusehen. Dabei können Single- oder Dual-Supply-Konzepte zum Einsatz kommen.

5.1.4 Weitere Anforderungen

Von den erwähnten Systemanforderungen unberührt bleiben die Anforderungen, die auch an entsprechende galvanische EKG-Systeme gestellt werden. Dies betrifft unter anderem Aspekte der Energieeffizienz; Datenanalyse, -übertragung und -speicherung; aber auch Ergonomie, Benutzbarkeit und Komfort.

5.2 Entwurf eines textil-integrierten kapazitiven Langzeit-EKG-Systems

5.2.1 Motivation und Zielsetzung

Die Mehrheit der Patienten mit kardiologischen Befunden kommt aus den Gruppen älterer und stark übergewichtiger Menschen. Beispielsweise sind mehr als 80% der Patienten mit chronischer Herzinsuffizienz (*chronic heart failure, CHF*)

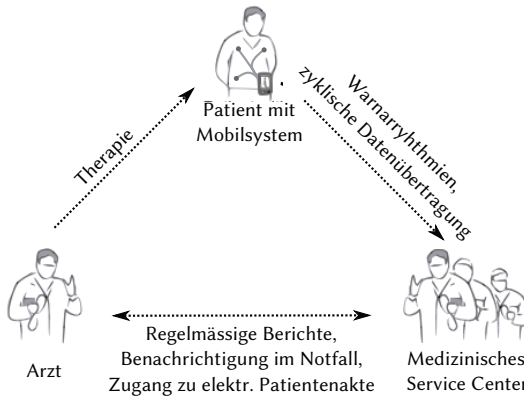


Abbildung 5.4: Langzeit-EKG-Monitoring in einem telemedizinischen Szenario (aus [20], ergänzt).

älter als 60 Jahre [121]. Um die Therapie dieser kardiologischen Risikopatienten zu unterstützen, wird eine Langzeit-EKG-Registrierung empfohlen [122]. Die kardiologische Langzeitdiagnostik im häuslichen Umfeld ist deshalb eines der wichtigsten Anwendungsfelder für am Körper tragbare EKG-Systeme. Derartige Systeme sollen den Patienten in seiner gewohnten Umgebung überwachen, ohne ihn im alltäglichen Leben einzuschränken.

Eingebettet in ein telemedizinisches Versorgungskonzept, wie in Abbildung 5.4 dargestellt, können einerseits durch die frühzeitige Erkennung von krankhaft gefährlichen EKG-Veränderungen (sog. Warnrhythmen) rechtzeitig vorbeugende Maßnahmen getroffen werden; andererseits kann bei akuten Notfällen ein Alarm ausgelöst werden, damit eine zeitnahe Notfallversorgung gewährleistet ist.

Basierend auf einem System mit Trockenelektroden, das in [20] vorgestellt ist, wurde in dieser Arbeit ein textil-integriertes EKG-Monitoring-System mit kapazitiven Elektroden entwickelt. Im Vordergrund stand die Transformation der im vorigen Kapitel entwickelten kapazitiven Elektroden auf PCB-Basis in flexible Sensorstrukturen auf Basis leitfähiger Textilien, mit denen die EKG-Ableitung durch Kleidung möglich ist. Ein weiterer Aspekt dabei war der Energie- und Datentransport über textile Leiter. Die Integration dieser Elektroden in ein Gesamtsystem mit möglichst geringer Energieaufnahme bildet den zweiten Schwerpunkt dieses Abschnitts.

5.2.2 Anforderungen an ein textiles, am Körper tragbares Langzeit-EKG-System

Um eine hohe Akzeptanz und Benutzbarkeit für die Patienten zu gewährleisten, wird ein System benötigt, das den Besonderheiten des Anwender- respektive Patientenkollektivs gerecht wird. Diese Besonderheiten wurden in [20] eingehend untersucht und daraus Anforderungen abgeleitet, die ein System für den Einsatz im häuslichen Bereich erfüllen muss. Sie sind dort gegliedert in Anforderungen an:

- *die Elektroden:* Es können keine Klebeelektroden verwendet werden. Die Gründe wurden bereits im vorderen Teil der Arbeit (Abschnitt 2.3.2) erläutert. Die Atmungsaktivität der Haut sollte von den Elektroden nicht beeinflusst werden. Darüber hinaus sollten sie eine textile Haptik aufweisen und sich der Körperkontur anpassen oder entsprechend klein sein.
- *das Tragesystem:* So sollte dies sehr eng am Körper anliegen, um Bewegungsartefakte so weit wie möglich zu vermeiden, die durch das Verrutschen der Elektroden auf der Haut entstehen. Allerdings steht das dem Tragekomfort entgegen und kann gerade bei älteren Patienten mit eingeschränkter Beweglichkeit das Anlegen des Systems mühsam machen. Um eine hohe Akzeptanz und Benutzbarkeit für die Patienten zu gewährleisten, wird ein bequemes Tragesystem benötigt, das über einfache und gut erreichbare Verschlüsse verfügt. Die Atmungsaktivität des Textils sollte nicht von den Elektroden beeinflusst werden, sie sollten deshalb atmungsaktiv gestaltet sein und sich der Körperkontur anpassen.
- *die Systemgestaltung:* Nach außen hin sollte das System nicht sichtbar sein, um den Patienten in der Öffentlichkeit nicht zu stigmatisieren. Daher sollte es unter der Oberbekleidung getragen werden können. Die Elektronik des Systems muss klein und leicht sein und trotzdem eine Batterielaufzeit von einigen Tagen bieten, damit die Anwendung im Alltag problemlos erfolgen kann. Die Übertragung der aufgenommenen Daten sollte drahtlos möglich sein, um die Mobilität des Patienten nicht einzuschränken.

5.2.3 Systembeschreibung und Umsetzung

Das Systemkonzept für das Monitoring-System ist in Abbildung 5.5 schematisch dargestellt. Dabei sind die textil integrierten Teile blau hinterlegt, die Module aus

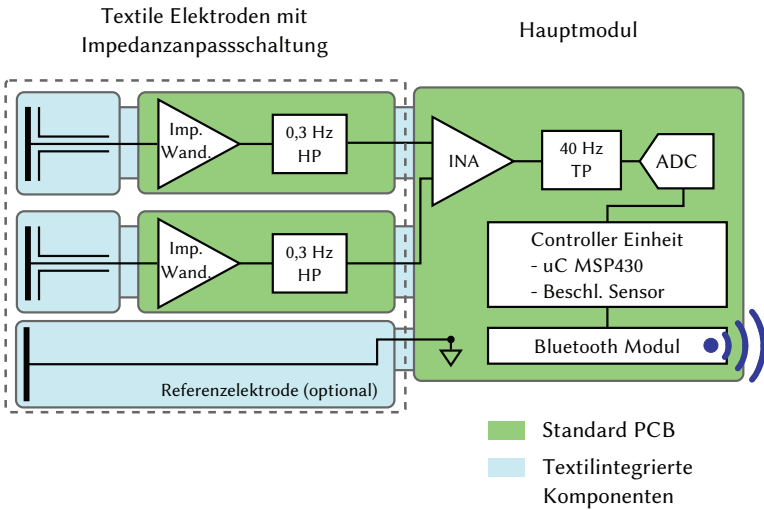


Abbildung 5.5: Blockdiagramm des implementierten Systems.

normalem Leiterplattenmaterial grün. Im den folgenden Abschnitten werden die einzelnen Komponenten des Systems beschrieben.

Tragesystem

Die Ableitung des EKGs erfolgt über ein Unisex-Kleidungsstück als Tragesystem (siehe Abbildung 5.6 links), das bequem zu tragen ist und über Klettverschlüsse in der Größe anpassbar ist. Zwei aktive kapazitive Elektroden sind dabei in das Textil integriert. Die elektrische Verbindung der Elektronikmodule im Textil erfolgt durch leitfähiges Garn [123]. Die Elektrodenposition ist in Abbildung 5.6 zu erkennen.

Neben den kapazitiven Elektroden verfügt das Tragesystem optional über eine leitfähige textile Fläche von 250 cm^2 im Rückenbereich, die als trockene Referenzelektrode benutzt werden kann. Über einem Unterhemd getragen kann diese Elektrode als kapazitiv gekoppelte Referenz benutzt werden, um Gleichtaktinterferenzen zu reduzieren. Direkt auf der Haut getragen stellt diese Elektrode einen leitfähigen Pfad zum Patienten her. Wie später gezeigt wird, werden dadurch Bewegungsartefakte, die durch Potentialdifferenzen zwischen Patient und Messsystem entstehen, erheblich reduziert. Die Größe der Referenzelektrode

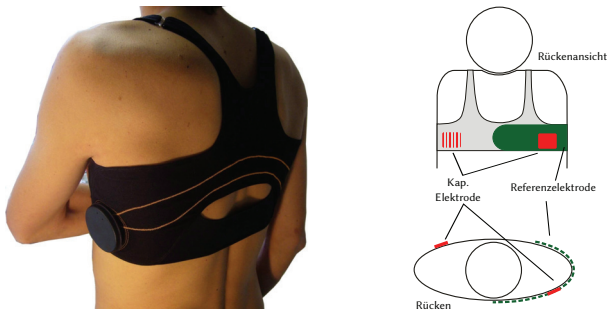


Abbildung 5.6: Das textil-integrierte Monitoring-System und die Position der kapazitiven Elektroden im Textil.

reduziert den Kontaktwiderstand zur Haut erheblich verglichen mit Trocken-elektroden konventioneller Größe. Dadurch kann diese atmungsaktiv gestaltet werden.

Textile kapazitive Elektroden

Die kapazitiven Elektroden für das System bestehen aus einem flexiblen textilen Teil, der die Koppelkapazität mit dem Körper bildet, und der Impedanzwandlerschaltung, die als gedruckte Schaltung aufgebaut ist. Der textile Teil der Elektrode besteht aus einer mehrlagigen Struktur, die Elektrodenfläche A_{el} beträgt $10,5 \text{ cm}^2$. Dabei wurde für die leitfähigen Teile (Sensorfläche, Schirm und Masse) ein hochleitfähiges Silber-Polyamid-Gewebe (Novonic E-Blocker, [123]) benutzt. Die Isolationsschichten wurden durch ein PU-Material realisiert. Auf diese Weise sind die einzelnen Lagen nicht nur elektrisch, sondern auch gegen Feuchtigkeit isoliert und eine Reduktion der Eingangsimpedanz durch Körperschweiß wird verhindert. Der schematische Aufbau einer Elektrode ist in Abbildung 5.7 gezeigt. Der Schichtaufbau wurde so entworfen, dass die Elektrodenelemente des Aufbaus mit Multilayer-PCB (Abbildung 4.12) jeweils durch ein entsprechendes Element aus leitfähigem Textil ersetzt wurden. Zum Körper hin ist die Elektrode mit einer weiteren PU-Schicht auf ein atmungsaktives textiles Substrat auflaminiert. Somit ist die Fläche unter einer Elektrode auch beim direkten Tragen auf der Haut gut belüftet und eine hohe Langzeitverträglichkeit gegeben.

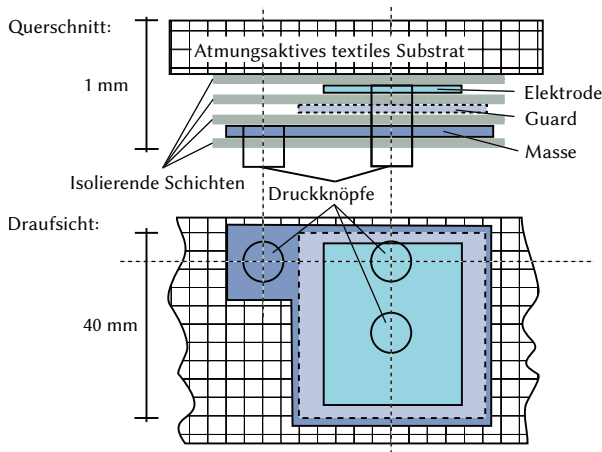


Abbildung 5.7: Aufbau einer textilen kapazitiven Elektrode.

Da eine kapazitive Elektrode wie bereits erläutert einen sehr hohen Quellenwiderstand für ein Messsystem darstellt, muss das vom textilen Sensor erfasste EKG-Signal zunächst über die Impedanzwandlerschaltung gepuffert werden. Diese Schaltung dient wie bei den Elektroden aus Kapitel 4 gleichzeitig zur aktiven Schirmung der Sensorfläche gegenüber elektrischen Feldern, die nicht vom EKG herrühren. Der Biaswiderstand beträgt wie zuvor $100\text{ G}\Omega$. Auf Grund der erwarteten Koppelkapazitäten wurde zunächst auf Bootstrapping und Neutralisation verzichtet.

Die mechanische und elektrische Verbindung der Impedanzwandlerschaltung mit dem textilen Teil der Elektrode erfolgt über Druckknöpfe, die Stromversorgung der aktiven Elektroden übernimmt das Hauptmodul. Als Impedanzwandler wurde der Operationsverstärker AD820 von Analog Devices verwendet [111]. Er besitzt einen FET-Eingang und eine Eingangskapazität von unter einem Picofarad (siehe Tabelle 4.3).

Im Gegensatz zu den bisher in der Literatur demonstrierten Systemen mit kapazitiven Elektroden wurden hier ausschließlich Low-Power Bauelemente verwendet, die mit $3,3\text{ V}$ Single-Supply Gleichspannung auskommen. Dadurch konnte das Spannungsversorgungskonzept für das Gesamtsystem einfach gehalten werden. Als Batterie kommt eine Lithium-Ionen-Zelle zum Einsatz.

Zum Entfernen des DC-Offsets am Ausgang der Impedanzwandler, der auf

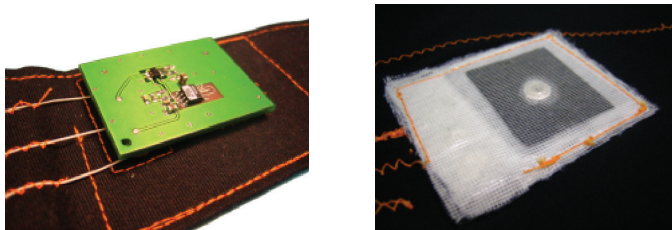


Abbildung 5.8: Umsetzung der textilen kapazitiven Elektrode: Impedanzwandlermodul (links) und körperzugewandte Seite mit Elektrodenfläche (rechts).

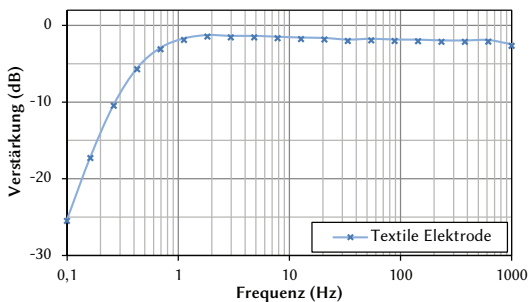


Abbildung 5.9: Frequenzgang einer textilen kapazitiven Elektrode durch 0,5 mm Baumwollstoff gemessen.

Grund des Bias-Stroms des AD820 (laut Datenblatt typischerweise 2 pA) nicht zu vernachlässigen ist, wurde jeweils ein Hochpassfilter (2. Ordnung) mit einer Grenzfrequenz von 300 mHz auf der Elektrode mit integriert. Auf diese Weise kann bei der Differenzbildung über den Instrumentenverstärker mit einer höheren Verstärkung gearbeitet werden. Dies erzeugt einerseits eine höhere Dynamik und ermöglicht eine bessere Gleichaktunterdrückung.

Datenerfassung und Verarbeitung

Das Hauptmodul wird für die Datenerfassung und Telemetrie verwendet und ist in [Abbildung 5.10](#) abgebildet. Es umfasst zum einen die restlichen Blöcke der analogen Signalverarbeitungskette wie Differenzverstärker, Tiefpass (35 Hz, 1.



Abbildung 5.10: Systemkomponenten des textil-integrierten Monitoring-Systems.

Ordnung), ADC (16 Bit, 200 Hz) und Referenzspannung. Zum anderen enthält es die weiteren Komponenten wie Schaltungen zur Spannungsregelung, Beschleunigungssensor zur Bewegungs- und Aktivitätserkennung, einen Mikrocontroller (MSP430F1xxx) und eine Bluetooth-Telemetrieinheit. Alle Komponenten sind kommerziell erhältlich und wurden nach Low-Power Kriterien ausgewählt. Um das System einzuschalten, muss das Modul lediglich mit den dafür vorgesehenen Druckknöpfen auf dem Textil verbunden werden, danach kann es sofort per Bluetooth angesprochen werden. Im Leerlaufmodus werden Energiesparmodi des Bluetoothmoduls aktiviert um die Batterielaufzeit zu verlängern. Analog zum Einschaltvorgang wird das Elektronikmodul automatisch ausgeschaltet, wenn es vom Textil entfernt wird.

5.2.4 Messungen

Zur Bewertung des realisierten EKG-Systems und der erreichbaren Signalqualität wurden verschiedene Messungen durchgeführt. Die Messungen erfolgten teilweise direkt auf der Haut, teilweise durch Kleidung hindurch. Dabei waren die kapazitiven Elektroden immer mindestens durch die Isolationsschicht der Elektrode isoliert. Die Referenzelektrode wurde sowohl kapazitiv als auch galvanisch verwendet. Weiterhin wurden Vergleiche mit einem kommerziellen mobilen EKG-Gerät unternommen und auf Basis dieser Daten ein Schlag-zu-Schlag Vergleich zwischen galvanischem System und Textilsystem unternommen. Betrachtungen zur Anfälligkeit des Systems für Bewegungsartefakte bilden den Abschluss der Evaluierung des Systems.

Signalqualität

Zur Bewertung der Signalqualität wurden zunächst Messungen ohne Vergleichsgerät unternommen. Abbildung 5.11 zeigt drei Beispielsignale eines gesunden, männlichen Probanden (27 Jahre). Dabei wurde das Tragesystem direkt auf der Haut (a), über einem T-Shirt aus Baumwolle von 0,5 mm Dicke (b) und über dem T-Shirt und einem zusätzlichen Baumwollpullover (c) getragen. Die Dicke des Pullovers betrug 0,7 mm, so dass hier insgesamt 1,2 mm Textil zwischen Hautoberfläche und textiler Elektrode lagen. Auf die Daten wurde keine digitale Filterung angewendet.

Wie die Abbildung zeigt, ist das EKG-Signal klar zu erkennen und hat bei direkter Ableitung auf der Haut (a) eine sehr hohe Signalqualität. Alle morphologischen Merkmale – inklusive der P-Welle – sind eindeutig zu erkennen. Obwohl *kein* Notch-Filter angewendet wurde ist kein sichtbares 50-Hz-Rauschen vorhanden.

Bei der Messung durch eine Schicht Kleidung (b) erhöht sich das Grundrauschen im Signal leicht. Außerdem erkennt man leichte Baseline-Schwankungen, diese sind auf die Atmung zurückzuführen.

Wird wie in (c) schließlich noch durch ein weiteres Kleidungsstück gemessen, wird die Atemfrequenz von etwa 0,25 Hz noch deutlicher sichtbar. Trotzdem ist die Morphologie noch gut erkennbar. Der Anteil des 50-Hz-Rauschens ist aber deutlich höher. Dies liegt an den unterschiedlichen Abständen zwischen Haut- und Elektrodenoberfläche, die verschiedene Koppelkapazitäten erzeugen. Dadurch unterscheiden sich Grenzfrequenz und Dämpfung der Elektrode, und die 50-Hz-Interferenzen liegen nicht mehr als Gleichtakt- sondern als Differenzsignal am INA an. Die CMRR wird so reduziert und der Rauschanteil im Signal wird höher. Durch digitale Filterung kann aber sowohl die Baseline-Schwankung als auch das 50 Hz-Rauschen eliminiert werden.

Vergleich mit galvanischem Referenzsystem

Um einen direkten Vergleich zu ermöglichen, wurde das textile EKG-System gegen ein galvanisches Referenzsystem getestet. Als Vergleichsgerät kam wie zuvor das batteriebetriebene Somnoscreen RC-Kombi (Somnomedics GmbH) zum Einsatz. Die Ag/AgCl-Elektroden der Referenz wurden dabei so nahe wie möglich neben die Positionen der kapazitiven Elektroden geklebt, ohne dass sie vom Textil des Tragesystems durch Druck oder Zug beeinflusst wurden. Dann wurde eine simultane Aufzeichnung gestartet. Der Proband führte während

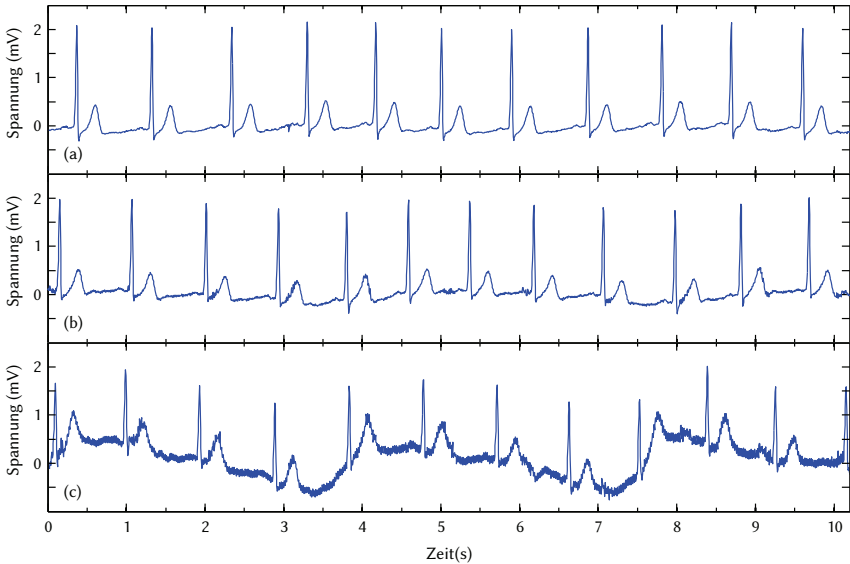


Abbildung 5.11: Signalqualität des mobilen kapazitiven EKG-Systems bei der Messung auf der Haut (a), durch ein T-Shirt (b) und durch T-Shirt und Pullover (c).

der Messung verschiedene Schreibtischaktivitäten bei geringer körperlicher Aktivität durch. Beim Zusammenführen der Messungen von Textil und Referenz musste die asynchrone Datenaufzeichnung der Systeme beachtet werden, da diese auf verschiedenen Zeitgebern basieren. Deshalb wurden jeweils Start und Ende einer Messung synchronisiert und ein Resampling der Somnoscreen-Daten auf 200 Hz durchgeführt, um eine identische Zeitbasis zu erreichen.

Abbildung 5.12 zeigt zunächst einen direkten Vergleich zweier Signalausschnitte. Kapazitives Signal (oben) und galvanisches EKG (unten) sind von vergleichbarer Signalqualität. Durch die annähernd identischen Elektrodenpositionen wird derselbe Signalverlauf gemessen. Die leicht ansteigende Baseline nach der T-Welle entsteht durch den Hochpass, der durch die kapazitive Kopplung verursacht wird.

Zur quantitativen Analyse wurde darüber hinaus ein Schlag-zu-Schlag Vergleich zwischen den beiden Systemen durchgeführt. Dazu wurde wiederum eine simultane Messung beider Systeme durchgeführt, das kapazitive EKG wurde

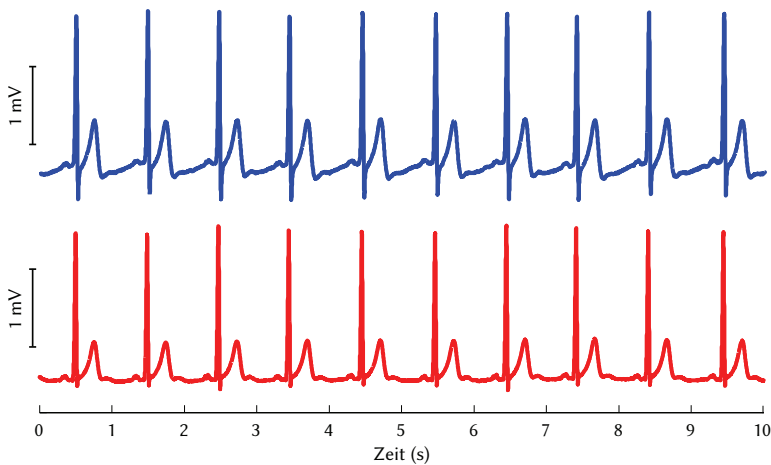


Abbildung 5.12: Vergleich des kapazitiven EKG-Systems (oben) mit dem galvanischen Referenzsystem (unten).

durch ein T-Shirt aus Baumwolle abgeleitet. Genutzt wurden jeweils rund 4000 Schläge der Messung ohne Artefakte. Auf diese wurde a posteriori automatische QRS-Detektion angewendet, um die Position der R-Zacken zu erhalten [124] und in Triggerlisten einzutragen. Aus diesen Listen wurden die Schlag-zu-Schlag Intervalle (RR-Intervalle) berechnet und gegeneinander aufgetragen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.13 dargestellt. Die Performanz des textilen Systems ist nahezu identisch mit dem Vergleichssystem, dies zeigt auch der Korrelationskoeffizient von $r^2 = 0,9988$. Es existieren maximal Abweichungen von einem Sample zwischen detektierten R-Zacken.

Einfluss der galvanischen Referenzelektrode

Wie in Abschnitt 5.2.3 beschrieben, kann das Tragesystem um eine großflächige textile Referenzelektrode erweitert werden, die galvanisch oder kapazitiv genutzt werden kann. Um die Wirkung dieser Elektrode zu untersuchen, wurden für einen qualitativen Vergleich verschiedene Bewegungen während der Messungen durchgeführt. Unter anderem wurden starkes Wippen mit dem Oberkörper und mehrfaches Aufstehen aus der Hocke mit anschließendem Ausstrecken der Arme durchgeführt. Da die Messungen mit und ohne galvanische

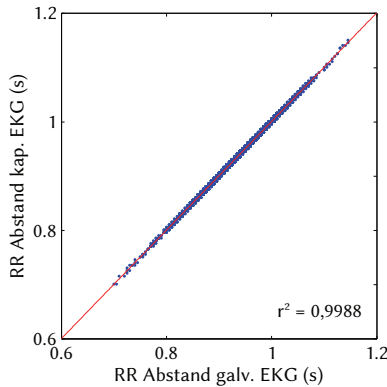


Abbildung 5.13: Schlag-zu-Schlag-Vergleich des Referenz-EKGs mit dem kapazitiven Shirt über 4000 Schläge und Korrelationskoeffizient.

Referenzelektrode nicht simultan durchgeführt werden konnten, wurde darauf geachtet, die Bewegungen so identisch wie möglich durchzuführen.

Abbildung 5.14 zeigt Ergebnisse dieser Messungen. Während in Ruhe in beiden Fällen ein stabiles Signal abgeleitet werden kann, zeigt sich bei Bewegung das System ohne Referenzelektrode wenig robust gegen Bewegungsartefakte. Automatische Auswertung mittels EKG-Analysealgorithmen ist hier nur bedingt möglich. Durch die Referenz wird das Signal stabilisiert und kann auch bei höherer körperlicher Aktivität noch ein stabiles Signal bereitstellen.

5.2.5 Diskussion

In diesem Abschnitt wurde ein mobiles EKG-System vorgestellt, welches über textile kapazitive Elektroden verfügt. Das System stellt einen ergonomischen Ansatz zum Langzeit-Monitoring dar, bei dem – im Gegensatz zu Trocken- oder Klebeelektroden – kein feuchter Hautkontakt notwendig ist. Dieser kann durch die CCEs vermieden werden, auch wenn das System direkt auf der Haut getragen wird, da die entwickelten Elektroden auf einem atmungsaktiven Substrat aufbauen. Gegenüber herkömmlichen Systemen ist so eine enorme Verbesserung des Tragekomforts möglich. Durch die textile Gestaltung können sich die Elektroden der Körperkontur anpassen und sind daher nichtinvasiv in das Tragesystem integriert. Die Flexibilität der Strukturen würde sogar noch

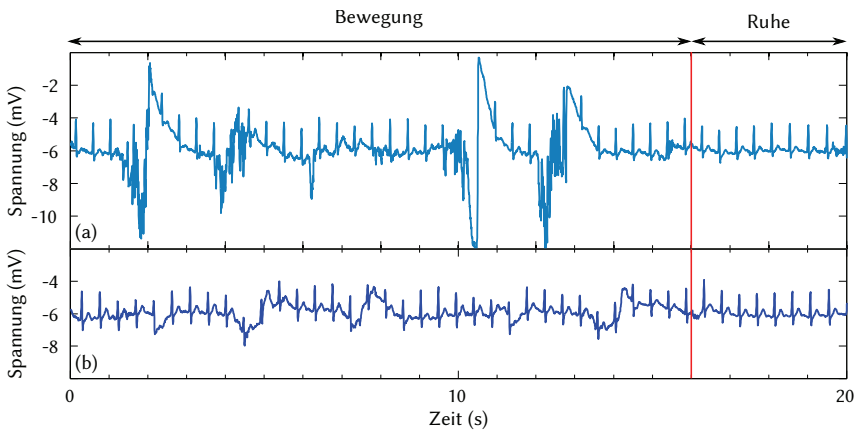


Abbildung 5.14: EKG Sequenz bei körperlicher Bewegung des Probanden ohne Referenz (a) und mit galvanischer Referenz (b).

größere Elektroden erlauben, dadurch könnten die Anforderungen an den Impedanzwandler reduziert werden.

Mit dem System abgeleitete EKG-Signale weisen nur einen sehr geringen Anteil an Gleichtaktinterferenzen auf. Dies ist bedingt durch das mobile Systemdesign (Batteriebetrieb, Drahtloskommunikation) und den Anti-Aliasing-Tiefpass mit 35 Hz Grenzfrequenz. Dabei konnte eine sehr hohe Korrelation des abgeleiteten EKGs mit einem galvanischen Referenzsystem nachgewiesen werden.

Die Messungen zeigen, dass auch durch mehrere Schichten Kleidung noch eine hohe Signalqualität erreichbar ist, allerdings mit zunehmender Einkopplung von Gleichtaktstörungen und deutlich stärkeren Grundlinienschwankungen. Diese lassen sich aber durch weitere Signalverarbeitungsschritte verringern.

Jedoch wird das System mit zunehmender Kleidungsdicke ebenso wie mit schlecht justiertem Tragesystem extrem anfällig für Bewegungsartefakte, da es dann zu Relativbewegungen zwischen Hautoberfläche und Elektroden und somit zu Änderungen der Koppelkapazität kommt. Die Änderungen führen häufig zur Sättigung der Impedanzwandler bzw. des INAs. In dieser Form ist das System daher im Alltag noch nicht einsetzbar. Dies liegt auch an den Positionen der Elektroden im Tragesystem. Für Weiterentwicklungen des Systems sollte deshalb Optimierung der Elektrodenpositionen hinsichtlich guter Signalqualität

und geringen Relativbewegungen gegenüber der Haut angestrebt werden.

Eine deutliche Verbesserung lässt sich erzielen, wenn das System auf der Haut getragen wird und eine große galvanische Referenzelektrode den Bezug zwischen Patient und Messsystem herstellt. Die Amplitude der Bewegungsartefakte kann dadurch deutlich reduziert werden, so dass nur selten Sättigung auftritt. Damit ist auch bei Bewegung noch eine Rhythmusanalyse des Signals möglich.

5.3 Ein ambientes, textiles EKG-System für automobile Anwendungen

5.3.1 Motivation

Die Erfassung physiologischer Signale im automobilen Umfeld ist eine Thematik, die aktuell stetig an Bedeutung gewinnt. Dies trifft sowohl für die Unterstützung von Forschung und Entwicklung als auch für Serienfahrzeuge zu. Obwohl Fahrzeuge mit der Einführung von Fahrerassistenzsystemen (FAS) immer intelligenter werden, bleibt der Fahrer doch der Hauptrisikofaktor für Unfälle. So gaben in einer Studie des Universitätsklinikums Tübingen zur Schlafqualität, Schläfrigkeit und Einnicken während der Fahrtätigkeit unter Fernfahrern 43% der Befragten an, im Vorjahreszeitraum am Steuer eingenickt zu sein [125]. Schätzungen des Deutschen Verkehrssicherheitsrates (DVR) besagen, dass jeder vierte Unfall mit Todesfolge auf Autobahnen auf Übermüdung und Sekundenschlaf zurückzuführen ist [126].

Aus diesem Grund ist die Erfassung und Überwachung des Fahrerzustands anhand physiologischer Sensoren ein vielversprechender Ansatz, die Verkehrssicherheit zu verbessern. Anwendungsbeispiele reichen von der Überwachung von Vigilanz und Aufmerksamkeit [127] bis zur Erfassung der Stressbelastung in verschiedenen Fahrsituationen [128]. In diesem Zusammenhang werden Vitaldaten auch mit Fahrdynamikdaten kombiniert.

Neben aktiven Sicherheitsanwendungen werden aber auch eine Reihe weiterer Anwendungen mit Biosignalen diskutiert. Diese reichen von Intentionserkennung (beispielsweise zur Unterdrückung von unerwünschten Warnungen von FAS wie Spurassistenten oder Abstandsregelung [129]) bis hin zu Gesundheitsmanagement-Anwendungen, Fahreridentifikation und kontextsensitiver Steuerung von Komfortfunktionen.

Darüber hinaus spielt das Monitoring von Vitalsignalen eine wichtige Rolle in Forschung und Entwicklung, z.B. zur Erzeugung von Referenzdaten für die Validierung von FAS und für die Bewertung von Fahrkomfort oder Fahrspaß.

Während kommerzielle Systeme wie Holter-Rekorder oder mobile Polygraphen mit Standardinstrumentierung in Forschungsprojekten und in Vorentwicklungsstadien durchaus einsetzbar sind, sind die Anwendungsmöglichkeiten der Vitaldatenüberwachung für Serienfahrzeuge noch sehr begrenzt. Dies liegt vor allem daran, dass geeignete praktikable Lösungen für die anwendungsspezifische Integration physiologischer Sensoren in den Fahrzeuginnenraum fehlen.

In den letzten Jahren findet sich in der Literatur aber eine steigende Anzahl an Beiträgen, die verschiedene Möglichkeiten zur medizintechnischen Instrumentierung des Fahrzeuginnenraums vorschlagen. Diese konzentrieren sich zunächst hauptsächlich auf das Lenkrad. Durch den Hautkontakt können dort relativ einfach EKG-Systeme mit Trockenelektroden integriert werden [78, 117, 130–132].

Eine vielversprechende Alternative bietet aber auch der Sitz als Integrationsort. Die Anwendung kapazitiver EKG-Messung bietet hier die Chance, diskret und nichtinvasiv Informationen über den kardiovaskulären Zustand des Fahrers zu erfassen und dadurch Rückschlüsse auf den kognitiven und emotionalen Zustand zu erlauben. Zunächst nutzten Lee et al. ein separates Sitzkissen mit integrierten kapazitiven Elektroden [78]. In [79] werden kapazitive Elektroden in einen Sitz integriert. Die Elektroden sind aus unflexiblem PCB-Material und in einem Metallgehäuse untergebracht. Basierend auf den Ergebnissen zeigen Eilebrecht et al. einen Sitz mit einer 3×2 Matrix aus Elektroden. Damit werden Funktionstests mit einer größeren Anzahl Probanden durchgeführt. Schließlich werden von Testfahrern auch Testfahrten auf einer Versuchsstrecke durchgeführt [133]. Einen Ansatz mit nur einer kapazitiven Elektrode, die gegen die geerdete Hand am Lenkrad unipolar gemessen wird, zeigt [80].

5.3.2 Abgrenzung und Zielsetzung

Die bisher in der Literatur demonstrierten Umsetzungen kapazitiver EKG-Systeme im Autositz verwenden Elektroden, die auf einer Umsetzung mit Platinmaterial basieren. Für die Anwendung im Autositz besitzen diese aber bei genauerer Betrachtung verschiedene unvorteilhafte Eigenschaften. So besitzt eine starre Elektrodenstruktur keine Flexibilität und kann sich deshalb nicht an die Körperkontur anschmiegen, wodurch die Kontaktfläche reduziert und die

Signalqualität verschlechtert wird.

Auch haptische Aspekte sprechen gegen eine solche Umsetzungsform, denn die Elektroden sollen unter dem Sitzbezug nicht spürbar oder ertastbar sein und somit eine echt ambiente Signalerfassung erlauben. Dies ist zwar auch mit starren Elektroden möglich, wenn diese weit genug unter der Sitzoberfläche platziert werden, dadurch erhöhen sich aber die Anforderungen an die Eingangsimpedanz erheblich (siehe Kapitel 4). Schließlich sorgen aktuell bereits in Autositzen verbaute Komponenten wie z.B. Sitzheizung, Belüftung oder Massagefunktionen dafür, dass der verfügbare Bauraum sehr begrenzt ist. Elektroden mit möglichst geringem Bauvolumen sind daher wünschenswert.

Mit einer flexiblen Elektrodenstruktur können die genannten Probleme adressiert werden. Im Rahmen dieser Arbeit soll deshalb untersucht werden, wie eine solche flexible Struktur mit textilen Mitteln umgesetzt werden kann. Diese sollte in einen Autositz integrierbar sein, ohne haptisch wahrnehmbar zu sein und die EKG-Ableitung durch Kleidung erlauben. Hier sind vor allem Fragestellungen hinsichtlich der Elektrodengestaltung, -kontaktierung und der Anpassung der Elektronik zur Impedanzwandlung relevant. Außerdem muss ein geeignetes Messsystem entwickelt werden, um die Elektrodensignale aufzuzeichnen. Ein Ziel hierbei ist, eine ausreichende Gleichtaktunterdrückung für das schwach gekoppelte System zu erreichen.

5.3.3 Textile Elektroden und Integrationsaspekte

Für die textilen Elektroden konnte auf die Erkenntnisse aus der Umsetzung des am Körper getragenen Systems zurückgegriffen werden. Die dort entworfene textile Struktur musste jedoch an die Anforderungen für die Anwendung im Autositz angepasst werden. Da tendenziell auch durch dickere bzw. unbekannte Kleidungsschichten gemessen werden soll, erschien eine größere Elektrodenfläche als beim Wearable sinnvoll, um höhere Koppelkapazitäten zu ermöglichen. Angesichts der Tatsache, dass die Elektroden nicht am Körper fixiert sind, kann sich hier aber auch der Abstand stärker ändern. Auch die Elektrodenbedeckung ist in diesem Szenario variabel, so dass mit größeren Elektroden auch bei teilweiser Abdeckung noch eine ausreichende Koppelkapazität erreicht werden kann.

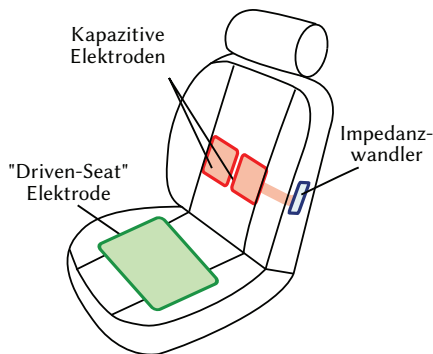


Abbildung 5.15: Mögliche Anordnung von Elektroden und Elektronik beim Autositz.

Platzierung der Elektroden

Grundsätzliche Überlegungen zu Positionierung und Gestaltung der Elektroden können anhand Abbildung 5.15 unternommen werden. Als mögliche Orte für Elektroden bieten sich sowohl die Sitzfläche als auch die Rückenlehne an. Obwohl auf der Sitzfläche im Bereich der Gesäßregion (Regio Glutaea) ein guter mechanischer Kontakt mit den Elektroden zu erwarten ist, ist die Position aus Sicht der zu erwartenden Signale weniger geeignet. Auf Grund der ungünstigen Projektion des Herzvektors bei dieser Ableitung sind nur kleine Amplituden und somit zu ein schlechtes SNR zu erwarten. Dies wurde auch mit Testmessungen verifiziert.

Die Rückenlehne bietet mehr Optionen für die Elektrodenplatzierung. Im oberen Rückenbereich können die höchsten Amplituden erreicht werden, wenn die Position der Elektroden mittels Body Surface Potential Maps (vergleiche Abschnitt 2.2.4) optimiert wird, beispielsweise über eine vertikal versetzte Anordnung der Elektroden wie in [79]. Messungen vorab ergaben, dass an dieser Position aber auch der Einfluss von Bewegungen des Oberkörpers auf die Koppelkapazitäten am stärksten ist. Bereits geringe Bewegungen des Oberkörpers erzeugen deutliche Bewegungsartefakte im EKG-Signal, so dass die Optimierung der Amplituden in der Signalqualität nicht zum Tragen kommt.

Für diese Arbeit wurde ein Kompromiss zwischen Stabilität und Signalqualität eingegangen und eine Anordnung der Elektroden auf mittlerer Höhe der Rückenlehne gewählt, wie Abbildung 5.15 zeigt.

Elektrodenaufbau und Integration

Bei der Platzierung der Anpassschaltung zur Impedanzwandlung wurde eine Trennung von textiler Sensorfläche und Anschlussposition der Elektronik vorgenommen. Auf diese Weise ist die starre Platinenstruktur der Schaltung nicht durch die flexible Elektrode spürbar und die textile Haptik des Sitzes wird gewahrt; die Elektroden können nicht spürbar integriert werden. Möglichkeiten zur Positionierung der Schaltung sind sowohl im Graben zwischen Sitzfläche und Rückenlehne als auch auf der Außenseiten der Wangen des Sitzes gegeben. In dieser Arbeit wurde letztere Position für eine Umsetzung bevorzugt, da dort am wenigsten mechanische Belastungen der Kontaktstelle Textil-Elektronik zu erwarten waren.

Die Elektrodenstruktur des mobilen Monitoringsystems aus Abbildung 5.7 wurde also entsprechend Abbildung 5.16 umgestaltet, wobei dieselben Materialien für den Schichtaufbau verwendet wurden. Die Elektrodenfläche von $A_{el} = 60 \text{ cm}^2$ ist nun über eine aktiv geschirmte, textile Zuleitung von 10 cm Länge mit dem Anschlussfeld für die Impedanzwandlerschaltung verbunden. Die Kontaktierung erfolgt über leitfähige Druckknöpfe und die Gesamtstruktur ist wiederum doppelt geschirmt. Die so gestaltete Struktur kann sich gut an die Körperkontur anpassen und besitzt nur eine sehr geringe Bauhöhe von etwa 1 mm.

Die Umsetzung einer derart gestalteten kapazitiven Elektrode zeigt Abbildung 5.17. Zur Verdeutlichung der Position der eigentlichen Sensorfläche ist an dieser Stelle der Trägerstoff entfernt worden. Auf der linken Seite befindet sich die Anpassschaltung für die Impedanzwandlung ohne Abschirmgehäuse. Der Impedanzwandler der Elektrode wird über einen Biaswiderstand von $R_b = 100 \text{ G}\Omega$ stabilisiert. Da sich durch die Größe der Elektrodenfläche bei Kleidungsdicken von bis zu 5 mm noch Koppelkapazitäten größer 10 pF ergeben, wurde bei der Impedanzwandlerschaltung auf Neutralisation der Eingangskapazität verzichtet.

Abbildung 5.18 zeigt zwei textile kapazitive Elektroden auf der Rückenlehne eines Autositzes. Auf Grund der einfacheren Integration wurden diese in einen Sitzüberzug eingenäht. Da das Material des Sitzüberzugs einen hohen Kunstfaseranteil besitzt, wurden Aussparungen an den Positionen der Elektroden vorgesehen, um statische Aufladung im Bereich der Elektroden zu minimieren. Im Bereich der Sitzfläche ist eine großflächige textile Elektrode unter dem Bezug angebracht, die zur Reduktion von Gleichtaktstörungen dient (siehe Abschnitt 5.3.4).

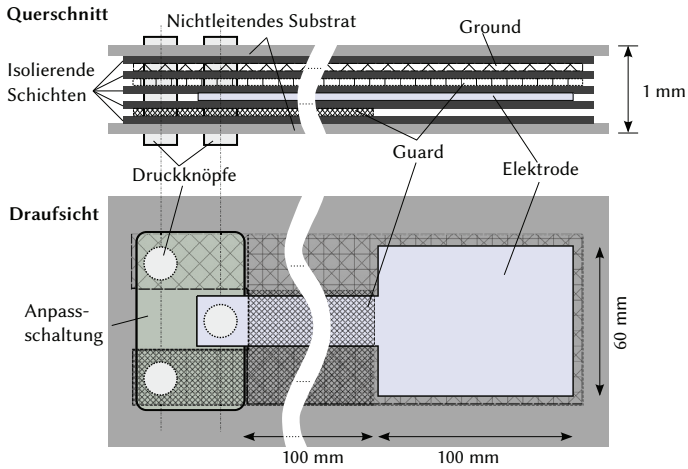


Abbildung 5.16: Aufbau der kapazitiven Elektrode für die Sitzintegration.



Abbildung 5.17: Umsetzung der textilen Elektrode mit Impedanzwandlerschaltung.

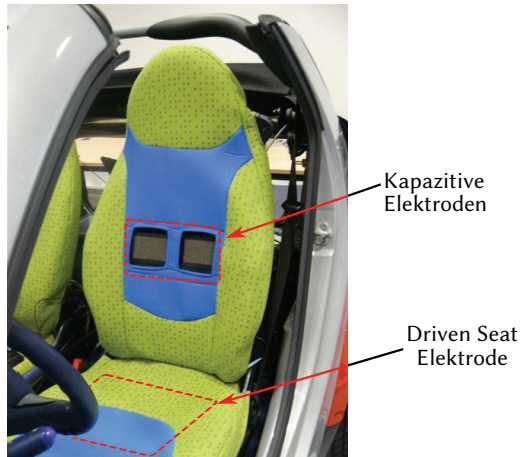


Abbildung 5.18: Sitz mit integrierten textilen Elektroden

5.3.4 Signalverarbeitung und Datenerfassung

Analoge Signalverarbeitung

Die Signalverarbeitungskette des ambienten EKG-Systems zeigt das Blockschaltbild in Abbildung 5.19. Zuerst wird über Hochpässe (0,5 Hz, 2. Ordnung) jeweils der DC-Offset am Ausgang der Elektroden entfernt. Dann folgt die Differenzverstärkung mittels Instrumentenverstärker. Der Instrumentenverstärker ist AC-gekoppelt, indem die Gleichspannungskomponente seines Ausgangssignals über einen Tiefpass (0,5 Hz, 1. Ordnung) auf den Referenzeingang rückgekoppelt wird. Danach folgt ein 50 Hz-Notch-Filter (2. Ordnung, $Q = 5$) und eine Verstärkerstufe vor dem Anti-Aliasing-Tiefpass und der AD-Wandlung mit 16 Bit. Die Gesamtverstärkung des Systems beträgt $A_{Ges} = 250$.

Verbesserung der Gleichtaktunterdrückung

Da die Gleichtaktunterdrückung des Instrumentenverstärkers endlich ist und durch unterschiedliche Koppelkapazitäten weiter reduziert wird, wurde eine sogenannte Driven-Seat-Schaltung integriert (siehe Abschnitt 5.1.2). Diese minimiert die Gleichtaktspannung, indem sie das gemittelte und invertierte Gleichtaktsignal der Elektroden um $A_{DS} = 1000$ verstärkt auf den Benutzer zurück

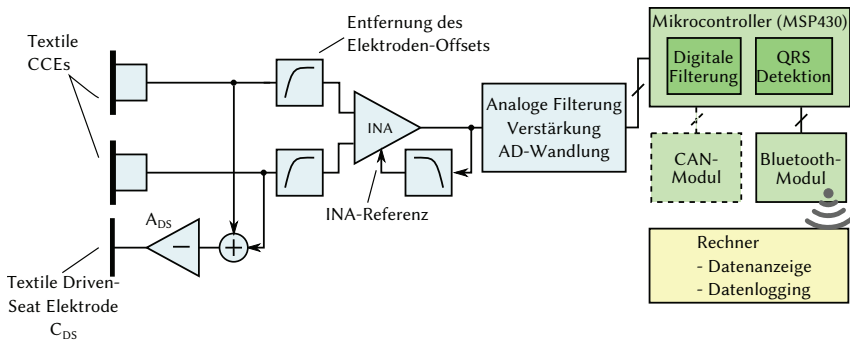


Abbildung 5.19: Blockschaltbild des kapazitiven EKG-Systems für die Sitzintegration.

koppelt. Dazu wurde eine weitere Elektrode C_{DS} verwendet, welche in Form eines großflächigen, leitfähigen Textils realisiert wurde ($A_{C_{DS}} \approx 900 \text{ cm}^2$), das auf der Sitzfläche platziert wurde (siehe Abbildung 5.15).

Digitalteil und Spannungsversorgung

Die Signalverarbeitung des digitalisierten EKG-Signals wird im System von einem Mikrocontroller (MSP430F5xx) übernommen. Das EKG-Signal wird fortlaufend durch einen QRS-Detektor (OSEA, siehe [124]) analysiert, der auch die Herzrate berechnet. Optional kann das Signal vorher noch digital gefiltert werden (Bandpass und Notchfilter). Danach werden das EKG-Signal und die gewonnenen Daten mittels Bluetooth-Modul (1505-C46AH, LinTech GmbH) an einen Rechner zur Datenanzeige und -speicherung übertragen. Als alternative Schnittstelle wurde auch ein CAN-Transceiver zur Anbindung an Fahrzeugkommunikation integriert.

Die Spannungsversorgung des Systems erfolgt batteriegestützt und wurde für das kapazitive Analog-Front-End symmetrisch ausgelegt ($\pm 5 \text{ V}$), während die digitalen Komponenten mit $3,3 \text{ V}$ betrieben werden.

5.3.5 Messergebnisse

Zur Validierung des Systems wurden sowohl im Labor als auch im fahrenden Fahrzeug EKG-Ableitungen durchgeführt. Soweit nicht anders angegeben, trug

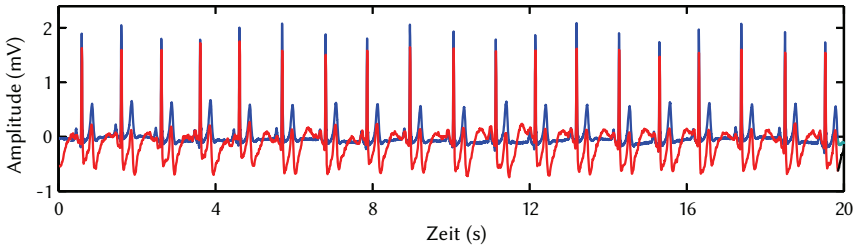


Abbildung 5.20: Vergleich des ambienten EKG-Systems (rot) mit dem galvanischen Referenz-System (blau).

der Proband (männlich, 27 Jahre) Oberbekleidung aus 0,7 mm dickem Baumwollstoff und Jeans-Hosen von 1 mm Dicke.

Signalqualität

Die Signalqualität, die bei guter Kopplung mit dem ambienten EKG-System erzielt werden kann, ist in [Abbildung 5.20](#) beispielhaft dargestellt. Die Messung erfolgte im Labor während der Proband normal atmete und den Oberkörper ruhig hielt. Die typischen morphologischen Signalbestandteile wie P- und T-Welle sowie QRS-Komplex sind eindeutig zu erkennen. Durch die insgesamt hohe Ordnung der Hochpassfilterung (Hochpassverhalten der CCEs, Offset-Entfernung vor und hinter dem INA) wird das Signal nach der R-Zacke negativ und steigt dann wieder an.

Simultan dazu wurde wie zuvor ein galvanisches EKG abgeleitet, um einen direkten Vergleich zu ermöglichen. Wie [Abbildung 5.20](#) zeigt, stimmen die Positionen der charakteristischen Punkte im kapazitiven EKG (rot) mit der herkömmlichen Ableitung (blau) überein, eine hohe Korrelation der QRS-Komplexe beider Signale ist deutlich erkennbar.

Die Gleichtaktunterdrückung zwischen Proband und Referenzpotential des EKG-Systems, die im Labor mit dem entwickelten System erreicht werden konnte (ohne weitere digitale Signalverarbeitung), lag bei

$$|U_{cm}/U_p(220\text{ V})|_{f=50\text{ Hz}} = -116\text{ dB}. \quad (5.5)$$

Sie ist somit nahezu identisch mit dem von [Aleksandrowicz et al.](#) angegebenen Wert von -118 dB [74].

Um die Signalqualität zu quantifizieren, wurde das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) der Messungen bestimmt. Die Signalanteile wurden dabei dem EKG-Spektrum zwischen den Grenzfrequenzen von Hoch- und Tiefpass ($f_{g,HP} = 0,5$ Hz bzw. $f_{g,TP} = 100$ Hz) abzüglich der Anteile im Bereich des Notchfilters (von $f_{NL} = 40$ Hz bis $f_{NH} = 60$ Hz) zugeschlagen [74]. Das Rauschen ergibt sich aus dem übrigen Spektrum. Hier konnte ein Wert von

$$\text{SNR} = \frac{E_S}{E_N} = 25,9 \text{ dB} \quad (5.6)$$

erreicht werden. Dabei ist

$$E_S = \int_{f_{g,HP}}^{f_{NL}} |S(f)|^2 df + \int_{f_{NH}}^{f_{g,TP}} |S(f)|^2 df \quad (5.7)$$

und

$$E_N = \int_{f_{NL}}^{f_{NH}} |S(f)|^2 df + \int_{f_{g,TP}}^{\infty} |S(f)|^2 df. \quad (5.8)$$

Mit zunehmender Kleidungsdicke nimmt das SNR wie zu erwarten ab, da dann die Dämpfung der Elektroden bedingt durch höhere Übergangsimpedanzen zwischen Körper und Sensor zunimmt, und sich die Gleichtaktunterdrückung auf Grund unterschiedlich starker Kopplung verringert.

Störungen durch Bewegungsartefakte

Bewegungsartefakte treten beim Sitz-integrierten System deutlich stärker auf, als dies beim mobilen System der Fall war. Dies illustriert Abbildung 5.21. Da das System nicht mit dem Körper verbunden ist, entstehen leicht Relativbewegungen des Körpers gegenüber den Elektroden. Diese sind an beiden Elektroden unterschiedlich, die so erzeugten Artefakte werden durch die Differenzbildung nicht ausgelöscht. Sie sind im Gegenteil so stark, dass das Analog-Front-End in die Sättigung getrieben werden kann. Wenn der Proband ruhig sitzt, kann

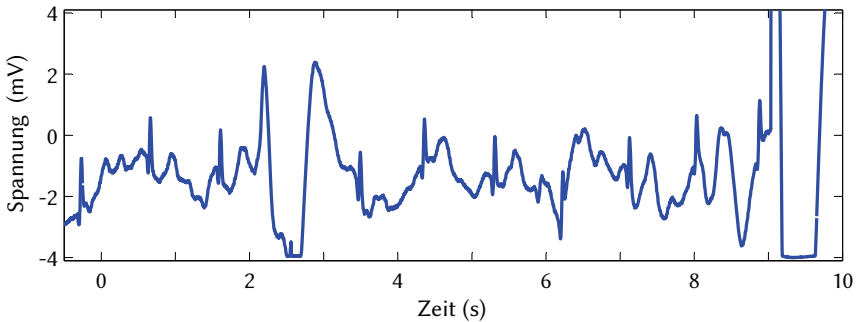


Abbildung 5.21: Durch Bewegungsartefakte gestörtes EKG-Signal.

jedoch im Laborversuch in den meisten Fällen ein kapazitives EKG abgeleitet werden. Teilweise muss jedoch längere Zeit (in der Größenordnung von einer Minute) auf den Abbau statischer Ladung gewartet werden, die der Proband beim Hinsetzen auf der Kleidung trägt, bevor das Signal sich stabilisiert hat.

Weiterhin wurde der Zusammenhang beobachtet, dass die Signalqualität des EKG vom Körperbau des Probanden abhängt. Mit abnehmendem Body-Mass-Index (BMI) eines Probanden wurde eine Abnahme der Signalqualität beobachtet. Insbesondere bei weiblichen Probanden wurde dies festgestellt. Teilweise konnte hier sogar kein EKG-Signal mehr abgeleitet werden. Es wird vermutet, dass eine Ursache hierfür die vorgegebene Elektrodenanordnung war, die durch die Sitzintegration festgelegt wurde. Diese verhinderte eine ausreichende Bedeckung der Elektrodenfläche bzw. ausreichenden mechanischen Kontakt, so dass keine ausreichenden Koppelkapazitäten erreicht werden können.

EKG-Ableitung während der Fahrt

Neben den Laboruntersuchungen wurde das EKG-System auch im realen Fahrbetrieb in verschiedenen Fahrsituationen getestet (Fahrzeugtyp VW Golf IV). Dabei wurde während einer Fahrdauer von 76 Minuten ein Rundkurs gefahren, der Stadtverkehr, Landstraße und Autobahnabschnitte beinhaltete. Simultan zum kapazitiven EKG wurde ein galvanisches Referenz-EKG erfasst, um später eine quantitative Bewertung zu ermöglichen.

Allgemein kann gesagt werden, dass sich die Elektroden dank der textilen Umsetzung gut an die Körperkontur anpassen. Das hier genutzte Testfahrzeug

zeichnete sich durch eher weiche Sitzpolsterung aus, so dass der Proband die Sensorflächen gut bedeckte. Durch die Anordnung der Elektroden im Lendenwirbelbereich führten Bewegungen des Oberkörpers nur zu geringen Änderungen der Koppelkapazitäten. Normales Atmen führte nur zu minimaler Abweichung des EKGs von der Grundlinie. Im Stand, bei abgeschaltetem oder laufendem Motor, ließ sich deshalb ein mit Abbildung 5.20 vergleichbares EKG ableiten.

Bei fahrendem Fahrzeug ergaben sich durch die Dynamik der verschiedenen Verkehrssituationen deutliche Unterschiede in der Verwertbarkeit der gemessenen Signale. Abbildung 5.22 zeigt jeweils eine für jeden Abschnitt repräsentative Episode von 15 Sekunden des ambient erfassten EKGs. Die Skalierung ist dabei für alle drei Signale identisch.

Im Stadtverkehr kommt es durch das häufige Beschleunigen und Verzögern des Fahrzeugs sowie durch die Lenkbewegungen zu Änderungen der Übergangsimpedanzen und dadurch zu starken Artefakten (siehe Abschnitt 5.3.5). Auf Überlandstraßen wird das Signal deutlich stabiler, in Abhängigkeit vom Fahrbahnbelag und der Kurvigkeit der Strecke treten aber auch hier Artefakte auf. Ein sehr gut verwertbares Signal konnte schließlich auf der Autobahn bei konstanter Geschwindigkeit abgeleitet werden, wie in Abbildung 5.22 unten dargestellt ist.

Um dies quantitativ darzustellen wurde die automatische Analysierbarkeit des ambienten EKG durch den OSEA QRS-Detektor [124] untersucht. Dazu wurde zunächst eine Referenzannotation der QRS-Komplexe des galvanischen EKGs vorgenommen. Da die Referenzmessung mit Klebeelektroden erfasst wurde, konnten hier alle Komplexe korrekt erkannt werden, so dass eine 100%-Referenz vorlag. Insgesamt umfasste die Referenzmessung 5447 QRS-Komplexe.

Durch einen Schlag-zu-Schlag-Vergleich wurden dann die QRS-Komplexe gegen die Referenzannotation getestet, wobei in

- richtig erkannte Komplexe (*true positives*, TP),
- falsch erkannte Komplexe (*false positives*, FP) und
- fälschlicherweise nicht erkannte Komplexe (*false negatives*, FN)

unterschieden wird.

Mit diesen Werten wurde dann die Sensitivität (Se) und positive Prädiktivität

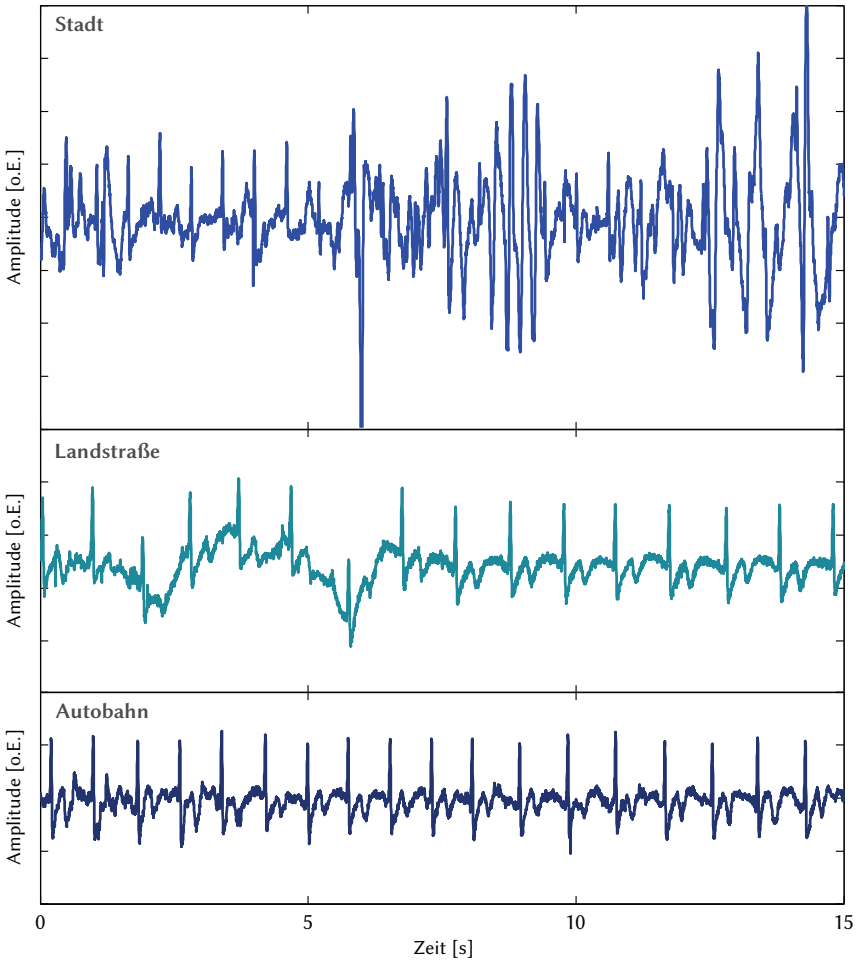


Abbildung 5.22: Signalqualität der EKG-Ableitung während der Fahrt in verschiedenen Fahrtsituationen.

	Stadtfahrt	Landstraße	Autobahn	Gesamte Messung
Se	98,71 %	100 %	100 %	99,56 %
$+P$	95,18 %	99,85 %	99,56 %	98,20 %

Tabelle 5.1: Ergebnisse der QRS-Detektion für das EKG aus dem Fahrversuch.

($+P$) der Erkennungsleistung berechnet, wobei

$$Se = \frac{TP}{TP + FN} \quad (5.9)$$

und

$$+P = \frac{TP}{TP + FP} . \quad (5.10)$$

Tabelle 5.1 listet die erreichten Werte für jeden Abschnitt und die gesamte Fahrt auf. Der Unterschied in der Verwertbarkeit der Signale ist deutlich zu erkennen.

5.3.6 Diskussion

In diesem Abschnitt wurde ein ambientes EKG-System auf Basis großflächiger textiler Elektroden vorgestellt, das durch Integration in einen Sitzüberzug für Anwendungen im Automobilumfeld geeignet ist. Es ist durch die Flexibilität der entwickelten Elektrodenstruktur und die Trennung von Sensorfläche und Impedanzwandler-Elektronik unauffällig in den Rückenbereich eines Sitzes integrierbar. So führt es nicht zur Beeinträchtigung des Komforts und zum Bewusstsein einer Messsituation.

Die durchgeführten Messungen zeigen, dass mit dem ambienten EKG-System eine hohe Signalqualität bei der Ableitung durch Kleidung möglich ist. Auch im Fahrversuch konnten mit dem System EKGs abgeleitet werden. Dabei hängt deren Qualität stark von der Fahrsituation ab. Während im Stadtverkehr viele Artefakte durch Beschleunigung und Verzögerung des Fahrzeugs entstanden, konnte auf der Autobahn ein recht stabiles Signal erfasst werden.

Die vergleichsweise guten Ergebnisse der Testfahrt sind als Anhaltspunkt für die Möglichkeiten des Systems zu sehen. Die Messung wurde bei Umgebung-

stemperaturen von etwa 22 °C durchgeführt. Dadurch muss davon ausgegangen werden, dass die Leitfähigkeit des Baumwoll-Shirts des Probanden durch Feuchtigkeit zumindest leicht erhöht war, so dass sich gute Koppelkapazitäten ergaben. Der leitfähige Teil der Elektroden war jedoch durch die PU-Folie gegen Feuchtigkeit isoliert, so dass im Vergleich zu einem vollständig trockenen Textil trotzdem nicht von einem erhöhten resistiven Signalpfad ausgegangen und kapazitive Kopplung angenommen wird.

Bei dem gezeigten EKG-System kommt es auf Grund statischer Aufladung des Probanden und des fehlenden galvanischen Bezugs gelegentlich zur Sättigung des Analogteils. Dies tritt vor allem auf, wenn der Proband sich setzt, also zum ersten Mal mit den Elektroden in Kontakt kommt. Dann muss auf den Abbau statischer Ladungen gewartet werden, der mit der Zeitkonstante der Impedanzwandler abläuft, bis das System sich stabilisiert hat. Zeiten in der Größenordnung von einer Minute sind hier zu beobachten. Durch eine galvanische Referenzelektrode ließe sich diese Zeit verkürzen. Bei einem vollständig in den Autoinnenraum integrierten System wäre diese beispielsweise über eine Trockenelektrode im Lenkrad realisierbar.

Wie bei den am Körper getragenen kapazitiven Elektroden verringert sich die Signalqualität mit steigenden Koppelimpedanzen durch dickere Kleidungsschichten. Darüber hinaus wurde aber auch eine Abhängigkeit der erreichbaren Signalqualität vom Körperbau des Probanden beobachtet. Sie ist der körperfernen Integration der Elektroden zuzuschreiben, die bei unterschiedlicher Körpergröße und verschiedenem BMI nicht immer optimal mit dem Probanden in Kontakt stehen. Für eine serientaugliche Umsetzung müssten hierzu vorbereitend systematische Versuchsreihen durchgeführt und geeignete Integrationskonzepte (bis hin zur Verwendung mehrerer Elektroden) entwickelt werden.

Die Störanfälligkeit des Systems gegenüber Artefakten schränkt die Wertbarkeit der abgeleiteten EKG-Signale zum Teil enorm ein. Artefakte durch ungleiche Koppelkapazitäten führen zu Gleichtaktinterferenzen, weil sie die CMRR der analogen Signalverarbeitungskette reduzieren. Durch die Integration eines Driven-Seat-Schaltkreises zur aktiven Gleichtaktunterdrückung konnten diese aber wirkungsvoll reduziert werden. Die Hauptursache für Artefakte sind die Änderungen der Koppelkapazitäten, wenn sich der Proband gegenüber den Elektroden bewegt. Da jene aber im Sitz integriert sind, ist dies bei dieser Anwendung nicht zu verhindern und somit ein prinzipielles Problem. Das Messsystem muss deshalb mit Methoden zur Erkennung beziehungsweise Korrektur von Artefakten kombiniert werden, damit es praktikabel einsetzbar wird.

5.4 Fazit

Wie das Kapitel zeigt, sind kapazitive Elektroden auch mit leitfähigen Textilien umsetzbar. Dies wurde anhand eines mobilen Monitoringsystems und eines ambienten EKG-Systems für die Integration in einen Autositz nachgewiesen. Die dargestellten Signalbeispiele zeigen, dass mit den entwickelten Elektroden schwach gekoppelte EKG-Ableitung durch Kleidung möglich ist. Unter Laborbedingungen ist mit den Systemen eine hohe Signalqualität erreichbar, die mit galvanischen Systemen vergleichbar ist. Es konnten jedoch auch EKG-Signale im fahrenden Fahrzeug abgeleitet werden.

Das Hauptproblem bei der Anwendung beider Systeme ist die Anfälligkeit für Bewegungsartefakte. Sie führt zu einer stark schwankenden Signalqualität. Vor dem Hintergrund eines unbekanntes Messkontextes bei der Anwendung im Alltag ist dies problematisch für die automatische Auswertung der Signale. Während das am Körper getragene System um eine galvanische Referenzelektrode ergänzt werden kann um Artefakte zu reduzieren, ist dies beim Sitz-integrierten EKG anwendungsbedingt nicht möglich. Hier sind Methoden zur Verminderung oder Korrektur von Artefakten notwendig, um die Systeme aus der Laborumgebung in den Alltag zu überführen.

6

Bewegungsartefakte beim ambienten EKG

ARTEFAKTE durch Bewegung stellen bei der kapazitiven EKG-Messung ein grundsätzliches Problem dar, wie das vorherige Kapitel zeigt. Aus diesem Grund wird ihre Entstehung im Rahmen dieses Kapitels systematisch betrachtet und mit Messungen validiert. Darauf aufbauend werden verschiedene Konzepte erarbeitet, die die Reduktion von Artefakten bei ambienten EKG-Systemen ermöglichen, unter gewissen Bedingungen ist sogar deren Korrektur möglich¹. Als Zwischenschritt hin zu einem praktikablen kapazitiven EKG für Anwendungen im Sitzen wird ein Systemkonzept demonstriert, das Artefakte durch automatische Bewertung der Signalqualität erkennen und so von der weiteren Analyse ausschließen kann.

¹ Dieses Kapitel basiert zum Teil auf [134]

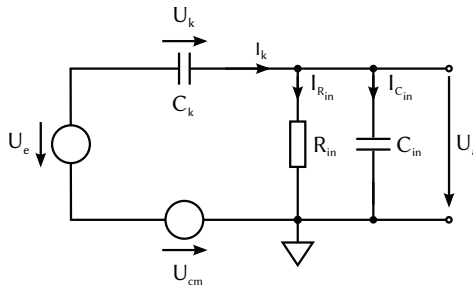


Abbildung 6.1: Ersatzschaltbild einer kapazitiven Elektrode mit Biaswiderstand.

6.1 Entstehung von Artefakten bei kapazitiven Elektroden

6.1.1 Elektrodenmodell

Zur Untersuchung der Artefaktursachen wird eine kapazitive Elektrode mit Biaswiderstand (nach Abbildung 4.3) modelliert. Das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 6.1 dargestellt. C_k ist die zeitlich veränderliche Koppelkapazität zwischen Körper und Elektrode, es wird eine rein kapazitive Kopplung angenommen. Der konstante Bias-Strom I_b des OPs wird vernachlässigt. Die Gesamteingangsimpedanz der Elektrode wird dabei durch $Z_{in} = R_{in} \parallel C_{in}$ repräsentiert und soll neben der Eingangsimpedanz des Operationsverstärkers auch den Biaswiderstand, Schirm- und Streukapazitäten sowie sonstige parasitäre Effekte beinhalten. U_e stellt das Biosignal dar. Es bildet gegen eine virtuelle Masse des Körpers die Potentialdifferenz, die letztendlich als Ausgangssignal U_a gemessen werden soll. U_{cm} ist die Gleichtaktspannung zwischen dieser virtuellen Masse und der Massereferenz des Messsystems. Sie entsteht durch statische Aufladung des Körpers gegenüber dem System und durch Einkopplung elektrischer Felder in den Patienten.

Aus der Analyse dieses Ersatzschaltbildes erhält man das Zeitverhalten der Ausgangsspannung einer solchen kapazitiven Elektrode:

$$U_a(t) = R_{in} \left(\frac{d(C_k(t)(U_e(t) + U_{cm}(t) - U_a(t)))}{dt} - \frac{d(C_{in}U_a(t))}{dt} \right). \quad (6.1)$$

Für die detailliert Herleitung sei dabei auf [134] verwiesen. Mit dieser Differentialgleichung kann das Elektrodenverhalten untersucht werden.

6.1.2 Artefakte durch Bewegungen

Im Folgenden werden jene Artefakte betrachtet, die durch die Änderung der Koppelkapazitäten entstehen. Artefakte bzw. Interferenzen durch Gleichtaktstörungen, die durch Reduktion der Gleichtaktunterdrückung auf Grund unterschiedlich starker Kopplung ($C_{k1} \neq C_{k2}$) entstehen, sollen hier nicht betrachtet werden. Diese Störungen (hauptsächlich verursacht durch die Einkopplung aus dem 50 Hz-Stromnetz) können mit linearen Filtern gut entfernt werden, so lange die Sättigung des analogen Schaltungsteils durch ausreichende Systemdynamik vermieden wird.

Die zentrale Ursache für Artefakte bei kapazitiven EKG-Systemen ist die bewegungsbedingte Abstandsänderung zwischen Patient und Elektrodenfläche; diese führt zu zeitlich veränderlichen Koppelkapazitäten

$$C_k(t) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A_{el}}{d_0 + d(t)} \quad (6.2)$$

unter der Annahme, dass Kapazitätsänderungen dC_k/dt durch Abstandsänderungen und nicht durch Änderung der Fläche oder der relativen Permittivität hervorgerufen werden. Dabei ist d_0 der Anfangsabstand und $d(t)$ die zeitveränderliche Komponente.

Betrachtet man den Strom i_k durch eine Koppelkapazität, so hat dieser die Form

$$i_k = C_k \frac{du_k}{dt} + \frac{dC_k}{dt} u_k \quad (6.3)$$

mit der Spannung u_k , die über der Kapazität abfällt. Der Signalanteil, der durch die Kapazitätsänderung in Folge von Bewegung entsteht, ist somit *nicht trennbar* von dem Teil, der durch die elektrische Herzaktivität entsteht. Dies gilt für alle kapazitiven EKG-Systeme, fällt aber vor allem bei den ambient integrierten Systemen ins Gewicht, bei denen die Elektroden offensichtlich nicht mit dem Körper verbunden sind und verschiedene Bewegungsfreiheitsgrade gegenüber den Elektroden bestehen (siehe Abbildung 6.2).

Erweitert man die Systemfunktion der Elektrode aus Gleichung 6.1 um die zeitvariante Übertragungskapazität von $C_k(t)$ aus Gleichung 6.2, lässt sich der

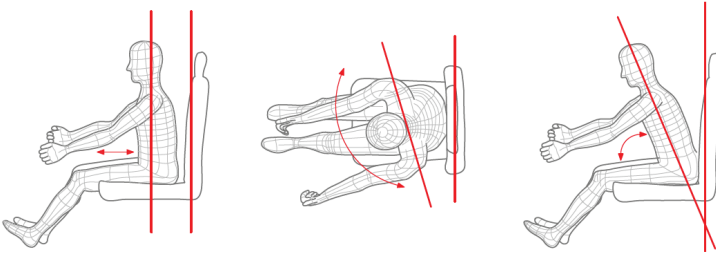


Abbildung 6.2: Mögliche Ursachen für Bewegungsartefakte bei einem ambienten EKG-System.

Einfluss von Abstandsänderungen zwischen Körper und Elektrode simulieren.

Abbildung 6.3 zeigt die Simulink-Simulation einer kapazitiven Elektrode mit der Gleichtaktspannung U_{cm} als Parameter. Die für die Elektrode angenommenen Werte betragen $A_{el} = 32 \text{ cm}^2$, $\varepsilon_r = 1$, und $Z_{in} = 1000 \text{ G}\Omega \parallel 2 \text{ pF}$. Als Anfangsabstand wurde $1,5 \text{ mm}$ angegeben, die Abstandsänderung beträgt 1 mm . Das Eingangssignal ist ein Ausschnitt einer Holter-EKG-Aufnahme.

Der Verlauf von U_a ohne Gleichaktpotential weist kaum sichtbare Artefakte im Bereich der Abstandsänderung auf (Abbildung 6.3d), die auf die EKG-Spannung selbst zurückzuführen sind (entsprechend könnte man von einem Artefakt zweiter Ordnung sprechen). Bereits bei $U_{cm} = 10 \text{ mV}$ entstehen hohe Artefakte von über 8 mV Amplitude (6.3e). Bei einer automatischen EKG-Analyse sind hier Fehldetektionen zu erwarten. Bei 50 mV Gleichtaktspannung beträgt die Höhe des Artefakts bereits rund Faktor 20 einer R-Zacke (6.3f). Im realen Messkontext können allerdings noch weit größere statische Spannungen und somit Artefakte entstehen.

Die durch eine Abstandsänderung Δd erzeugte Artefaktspannung U_{art} hängt also von der Ladung auf der Elektrode Q_k ab und beträgt

$$U_{art} = U_{k,2} - U_{k,1} = \frac{Q_k}{\varepsilon_0 \varepsilon_r A_{el}} \Delta d. \quad (6.4)$$

Diese Ladung wird durch das Biosignal U_e selbst erzeugt, Hauptursache für Q_k ist aber die (statische) Gleichtaktspannung U_{cm} , die den Körper als eine Seite der Koppelkapazität auflädt. Vor allem wenn wie bei Zwei-Elektroden-Systemen kein galvanischer Pfad zwischen Körper und System besteht, können enorme

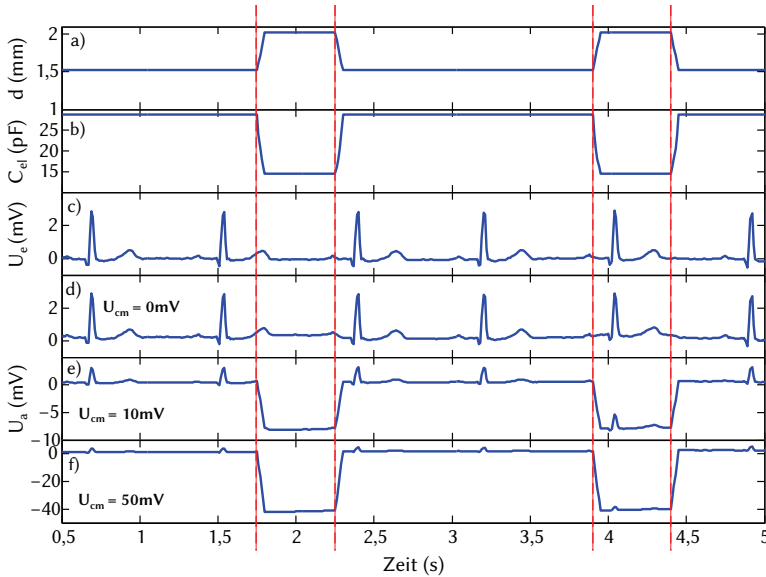


Abbildung 6.3: Simulierte Bewegungsartefakte bei verschiedenen Gleichtaktspannungen U_{cm} .

statische Gleichtaktpotentiale von mehreren Kilovolt (kV) entstehen [15], sie übersteigen die Biopotentiale damit um etliche Größenordnungen.

Diese Gleichtaktspannungen sind somit *die Hauptursache* für Artefakte bei kapazitiven Elektroden. Auf der anderen Seite ist die Tatsache interessant, dass bei $U_{cm} = 0$ selbst bei einer großen Kapazitätsänderung quasi kein Artefakt auftritt.

Unter der Voraussetzung, dass die Zeitkonstante einer Abstandsänderung wesentlich kleiner ist als die des Messsystems, ist das erzeugte Artefaktpotential proportional zur relativen Abstandsänderung, da die Ladung auf der Koppelkapazität C_k vom Anfangsabstand abhängig ist:

$$U_{\text{art}} \sim \frac{\Delta d}{d_0}. \quad (6.5)$$

Darüber hinaus nimmt U_{art} mit abnehmender Frequenz der Abstandsänderung ab.

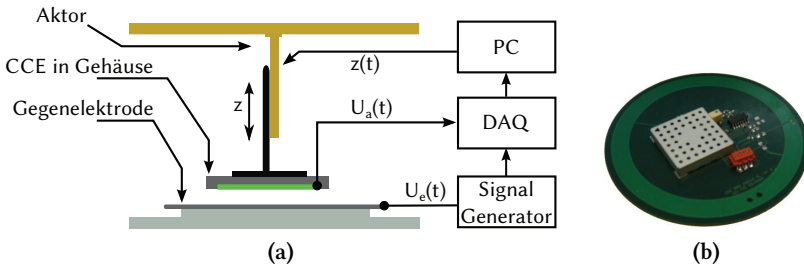


Abbildung 6.4: Testaufbau zur Erzeugung von Artefakten (a) und dafür verwendete CCE (b).

6.1.3 Validierung mit realer Elektrode

Um die Entstehung von Artefakten mit realen Elektroden zu überprüfen, konnte ein Versuchsstand aus [11] verwendet werden, mit dem reproduzierbar Bewegungsartefakte erzeugt werden konnten. Sein Schema ist in Abbildung 6.4a dargestellt. Dabei handelt es sich um einen Schrittmotor-basierten Aktor, an dem eine CCE mit Gehäuse befestigt ist. Die Elektrode kann relativ zu einer Gegenelektrode, die mit einem Test-EKG von 50 mV Amplitude und einstellbarem DC-Offset U_{cm} beaufschlagt werden kann, in z-Richtung verfahren werden. Auf diese Weise können wiederholbar Bewegungsartefakte im Ausgangssignal der Elektrode erzeugt werden. Die Elektrode für den Versuchsstand (Abbildung 6.4b) wurde als Impedanzwandler (OPA129) mit Biaswiderstand aufgebaut. Die Elektrodenfläche A_{el} lag bei $28,3 \text{ cm}^2$, die Eingangsimpedanz der Elektrode wurde mit $Z_{in} = 200 \text{ G}\Omega \parallel 1,8 \text{ pF}$ ermittelt.

Zunächst konnte validiert werden, dass die Artefaktspannung proportional zur vorhandenen Gleichtaktspannung $U_{cm} = Q_0/C_{k,0}$ ist. Dazu wurde ein Testsignal U_e an die Gegenelektrode angelegt und U_{cm} variiert, während die Elektrode aus der Ruhelage $\pm 1 \text{ mm}$ ausgelenkt wurde. Die Amplitude der erzeugten Artefakte wurde gemessen. Abbildung 6.5 zeigt die lineare Abhängigkeit der Artefakt- von der Gleichtaktspannung.

Dann wurde die Entstehung von Artefakten mit Hilfe des Aufbaus zwischen realer Messung und dem Modell verglichen. Dazu wurde das Testsignal U_e mit einem Offset von $U_{cm} = 1,5 \text{ V}$ an die Gegenelektrode angelegt und die CCE aus der Anfangsposition von 4 mm um jeweils $\pm 1 \text{ mm}$ mit maximaler Geschwindigkeit verfahren. Dabei wurde das Ausgangssignal $U_a(t)$ aufgezeichnet.

	Z_{in}	U_{cm}
Reale CCE	$2 \times 10^{11} \Omega \parallel 1,8 \text{ pF}$	1,5 V
Elektrodenmodell	$2,2 \times 10^{11} \Omega \parallel 0,8 \text{ pF}$	1,1 V

Tabelle 6.1: Ermittelte Elektrodenparameter und verwendete Modellparameter.

Aus der Elektrodengeometrie und dem durch den Schrittmotor bekannten Abstand d wurde die Koppelkapazität $C_k(t)$ nach Gleichung 6.2 berechnet. Einen Ausschnitt aus einer Messung zeigt Abbildung 6.6.

Sowohl $U_e(t)$ als auch $C_k(t)$ wurden anschließend in das Simulink-Modell aus dem vorigen Abschnitt gegeben, um die Artefaktentstehung zu validieren. Als Modellparameter wurden zunächst die oben angegebenen Werte für Z_{in} und U_{cm} verwendet. Auf Grund der Bauteiltoleranzen und der Messungenauigkeit bei der Bestimmung der Elektrodenparameter wurden die Modellparameter empirisch angepasst, bis ein lokales Optimum bei der Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung erreicht wurde. Die für das Ergebnis verwendeten Modellparameter sind in Tabelle 6.1 angegeben.

Den Vergleich der simulierten Ausgangsspannung $U_{a,s}(t)$ mit der Messung $U_{a,m}(t)$ zeigt Abbildung 6.6. Das modellierte Signal wurde aus Gründen der Darstellung in der Abbildung um 100 mV nach oben verschoben.

Das Modell ist also in der Lage, die Entstehung von Artefakten zu reproduzieren. Beide Signale zeigen gute Übereinstimmung, wie die Differenz der Signale in der untersten Zeile von Abbildung 6.6 zeigt. Während der Elektrodenbewegung und im Bereich der R-Zacken beträgt der maximale Fehler des Modells rund 10% bei einer Artefakthöhe von 0,24 V.

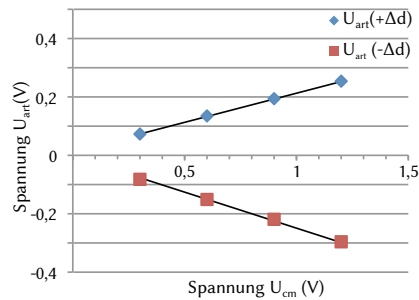


Abbildung 6.5: Abhängigkeit der Artefaktspannung U_{art} von U_{cm} .

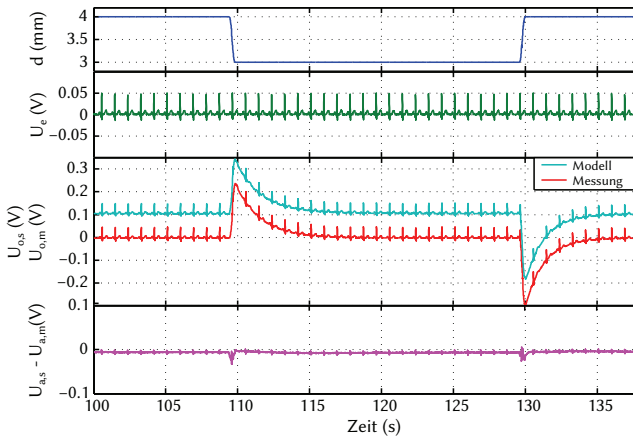


Abbildung 6.6: Vergleich der gemessenen mit der simulierten Spannung am Elektrodenausgang.

6.2 Verfahren zur Reduktion von Bewegungsartefakten

Aus der obigen Analyse ergeben sich verschiedene Möglichkeiten, um Artefakte bei ambienten EKG-Systemen zu minimieren. Lineare Filterung ist wie oben gezeigt nicht zielführend, da Bewegungsartefakte im gesamten EKG-Spektrum auftreten und nichtlinear in das Elektrodenausgangssignal mit eingehen.

6.2.1 Minimierung von Bewegungsartefakten durch das Systemdesign

Prinzipiell können Bewegungsartefakte durch entsprechendes Systemdesign reduziert werden. Bei mobilen Systemen ist vor allem ein konstanter Abstand zwischen Elektroden und Körper wichtig. Dies kann durch ein sehr eng anliegendes Tragesystem wohl erreicht werden, muss aber gegen die Forderung nach Komfort und Langzeitverträglichkeit abgewogen werden. Bei einem Sitz-integrierten System könnte der Abstand beispielsweise dadurch konstant gehalten werden, dass innerhalb gewisser Grenzen federnd gelagerte Elektroden den mechanischen Kontakt halten. Auch dies steht Komfortanforderungen gegenüber, die

Integration ist dann nicht mehr echt ambient sondern spürbar.

Abstandsänderungen können auch durch flexible Elektroden – beispielsweise den textilen Elektroden aus Kapitel 5 oder flexiblen Schaltungen wie in [59] – minimiert werden, da sich diese besser an die Körperkontur anpassen. Somit verursachen diese weniger Artefakte als starre Elektroden vergleichbarer Größe. Weiterhin ist die Nutzung von Symmetrieeigenschaften möglich, wenn sich Abstandsänderungen auf beide Elektroden identisch auswirken. Dann können Artefakte durch Differenzbildung reduziert werden. Dem steht jedoch die Forderung nach einer messbaren Potentialdifferenz gegenüber, für die ein bestimmter Elektrodenabstand benötigt wird.

Schließlich bedeutet Gleichung 6.5, dass sich Artefakte reduzieren lassen, wenn der Abstand zwischen Körper und Elektrodenfläche erhöht wird, da dann die relative Änderung des Abstandes kleiner wird. Dies kann theoretisch auch virtuell geschehen, indem ein Kondensator in Serie mit der Koppelkapazität vor den Eingang des Impedanzwandlers geschaltet wird, so dass die effektive Koppelkapazität kleiner wird. Allerdings erhöhen beide Maßnahmen den Quellenwiderstand, was zur Folge hat, dass sich die Anforderungen an die Eingangsimpedanz der Elektrode deutlich erhöhen. Detailliert wird die Methode in [134] erläutert. In ersten Laborexperimenten mit entsprechend gestalteten Elektroden konnte aber kein stabiles Elektrodensystem umgesetzt werden.

6.2.2 Artefaktunterdrückung durch Reduktion der Gleichtaktspannung

Wie in Abbildung 6.3 gezeigt, ist die Gleichtaktspannung U_{cm} in Kombination mit Änderungen der Koppelkapazität die Hauptsache für Artefaktspannungen im EKG-Signal. Eine Reduktion von U_{cm} zur Minimierung von Artefakten ist daher naheliegend. Hierzu kann, wie in Abschnitt 5.2.3 beschrieben, eine Referenzelektrode verwendet werden, die mit der Haut direkt in Kontakt gebracht wird. Wie Abbildung 5.14 zeigt, wird die Amplitude der Bewegungsartefakte deutlich reduziert und das Systemverhalten stabilisiert.

Allerdings können Artefakte so nicht vollständig reduziert werden, da der Patient zwar ungefähr auf dem Referenzpotential des Messsystems gehalten wird, auf Grund des Übergangs Elektrode–Haut hier aber ein Grenzflächenpotential entsteht, welches gerade nicht Null ist und wiederum von Bewegungen beeinflusst wird; zusätzlich kann dieses Potential driften.

Zu beachten ist, dass ein Driven-Seat oder Driven-Ground Konzept, also eine wechsellspannungsmäßig gekoppelte Referenzelektrode wie in Abschnitt 5.1.2

beschrieben, auf die Entstehung oder Reduktion von Bewegungsartefakten quasi keinerlei Einfluss hat, da ja nach Gleichung 6.4 der statische Ladungsanteil die maßgebliche Artefaktursache ist.

Aus Anwendungsperspektive ist eine galvanische Referenzelektrode für viele Systeme zudem nicht geeignet, weil sie eben Hautkontakt benötigt und so den Vorteil der kontaktlosen Messung zunichte macht. Dies zeigt das Beispiel mit dem Sitz-integrierten System.

6.3 Kompensationsverfahren für Bewegungsartefakte

Aus der Differentialgleichung des Elektrodensystems entsprechend Gleichung 6.1 lässt sich ein Verfahren ableiten, mit dem Bewegungsartefakte, welche auf der Änderung des Abstands zwischen Körper und Elektrode nach Gleichung 6.2 basieren, nicht nur verringert, sondern kompensiert werden können. Es beruht auf dem inversen Systemmodell einer Elektrode, mit dessen Hilfe das Originalsignal rekonstruiert werden kann.

6.3.1 Herleitung

Durch die Integration von Gleichung 6.1 und Auflösen nach dem Biosignal $U_e(t)$ erhält man

$$U_e(t) = \frac{1}{C_k(t) R_{in}} \int U_a(t) dt + \left(1 + \frac{C_{in}}{C_k(t)}\right) U_a(t) - U_{cm} + \frac{\xi}{C_k(t)} \quad (6.6)$$

mit der Integrationskonstanten ξ . Diese lässt sich unter den Randbedingungen ermitteln, dass kein Biosignal vorhanden ist ($U_i(t) = 0$), und dass keine Abstandsänderung aus der Ruhelage stattfindet, also $d(t) = d_0$. Dann muss auch die Ausgangsspannung der Elektrode $U_a(t) = 0$ werden, und aus Gleichung 6.6 erhält man

$$\xi = U_{cm} C_k(t)|_{d=d_0} = U_{cm} C_{k,0} = Q_0. \quad (6.7)$$

Damit kann also aus dem gemessenen, artefaktbehafteten Elektrodensignal $U_a(t)$ und der Abstandsänderung $d(t)$ das korrigierte Signal $U'_e(t)$ bestimmt

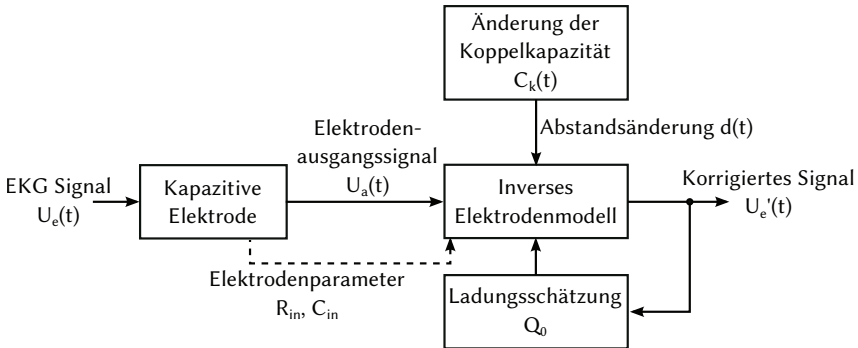


Abbildung 6.7: Korrekturprinzip für Bewegungsartefakte durch Abstandsänderung.

werden:

$$U_e'(t) = \frac{1}{C_k(t) R_{in}} \int U_a(t) dt + \left(1 + \frac{C_{in}}{C_k(t)}\right) U_a(t) - \frac{U_{cm}}{d_0} d(t). \quad (6.8)$$

Dazu wird allerdings die Information über den zeitlichen Verlauf der Abstandsänderung $d(t)$ benötigt. Diese kann von einem entsprechenden Impedanzmesssystem bei bekannter Geometrie bereitgestellt werden. Darüber hinaus müssen die Systemparameter der Elektrode bekannt sein. Das Prinzip des Kompensationsverfahrens ist in Abbildung 6.7 dargestellt.

6.3.2 Verifikation durch Simulation und Messung

Abbildung 6.8 zeigt das Ergebnis einer Simulation, bei der die oben beschriebene Rekonstruktionsmethode angewendet wurde. Die simulierte Abstandsänderung zwischen Körper und Elektrode war dabei sinusförmig mit überlagerten Sprüngen bei $t = 1,75$ s bzw. 4 s. Die übrigen Simulationsparameter sind gleich wie bei der obigen Simulation von Abschnitt 6.1.2. Im Ausgangssignal U_a sind die R-Zacken des EKG-Signals $U_e(t)$ gerade noch zu erkennen.

Die Rekonstruktion des Eingangssignals mit exakten Parameterwerten zeigt Zeile (e) in Abbildung 6.8. Das durch die Artefakte unbrauchbare Signal aus Zeile (d) wird dabei vollständig wiederhergestellt. Wenn die Parameter nur mit einer gewissen Toleranz bekannt sind, können die Bewegungsartefakte nicht

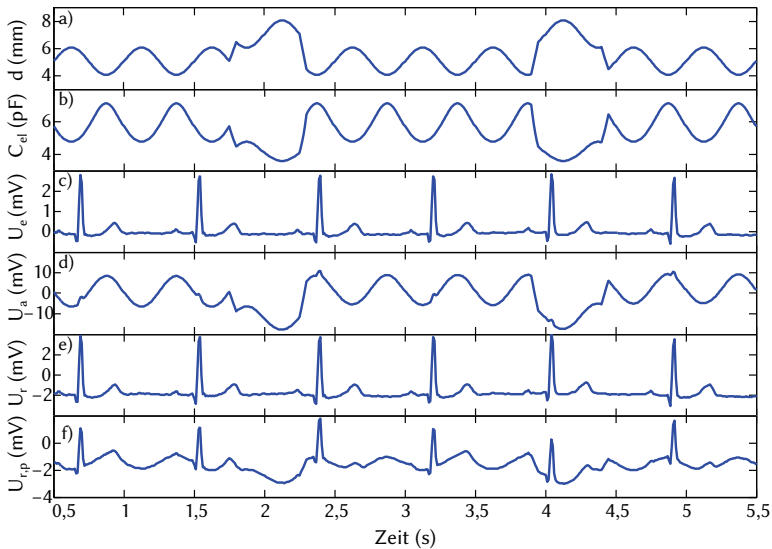


Abbildung 6.8: Simulation des Verfahrens zur Artefaktkompensation.

vollständig eliminiert werden, wie Zeile (f) zeigt. Das hier gezeigte Signal wäre aber immer noch für eine Rhythmusanalyse verwertbar. Die Toleranzen lagen für die Simulation bei 2% für $U_a(t)$, U_{cm} und $C_k(t)$, bzw. bei 5% für $C_{k,0}$.

Das Verfahren wurde auch mit der CCE und dem Versuchsstand aus Abschnitt 6.1.3 überprüft. Abbildung 6.9 zeigt das Ausgangssignal der Elektrode mit Artefakten durch die Abstandsänderungen (blau) und das EKG-Signal, bei dem die Artefakte im Nachhinein nach Gleichung 6.8 kompensiert wurden (rot). Die Elektrodenparameter waren dabei identisch mit denen aus Tabelle 6.1, der zeitliche Verlauf der Koppelkapazität $C_k(t)$ wurde aus dem Verlauf des Abstandes, der über den Schrittmotor aufgezeichnet wurde, berechnet. Die Artefaktspannungen wurden durch die Kompensation in beiden Fällen um etwa 85% verringert und eine flache Baseline konnte wiederhergestellt werden.

Die R-Zacke, die durch die hohe Amplitude der Artefaktspannung verschwunden war (im Bild bei 110 s), wurde durch die Kompensation wieder sichtbar gemacht. Das Verfahren ermöglicht also die nachträgliche Kompensation von Artefakten durch Bewegung bei kapazitiven Elektroden, wenn diese durch Abstandsänderungen verursacht sind.

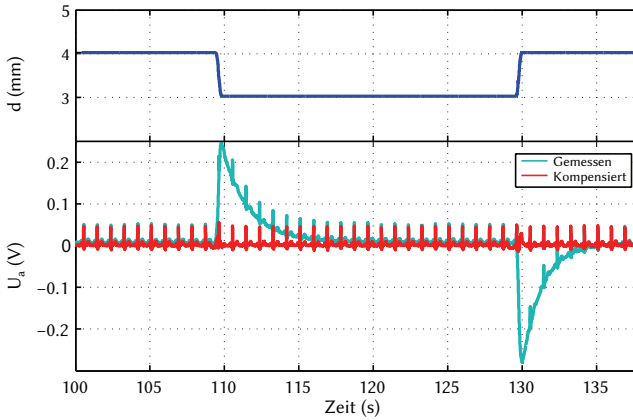


Abbildung 6.9: Artefaktkompensation im Versuchsstand bei einer realen kapazitiven Elektrode.

6.3.3 Systemkonzept zur Artefaktkompensation

Ein Systemkonzept, welches ein ambientes EKG-System entsprechend Abbildung 5.19 um aktive Artefaktkompensation nach Abbildung 6.7 erweitert, müsste für jede CCE ein Impedanzmesssystem vorsehen, mit dem ein Monitoring der Koppelimpedanzen respektive Abstandsänderungen $d(t)$ möglich ist. Dies könnte über ein weiteres kapazitives Messsystem geschehen, das ein AC-Referenzsignal in den Körper des Probanden koppelt, welches dann über Impedanzmeselektroden erfasst wird.

Zusätzlich müsste für jede Elektrode die Gleichtaktspannung U_{cm} geschätzt werden. Dies könnte beispielsweise über Methoden geschehen, die die Varianz des jeweiligen Ausgangssignals minimieren [11]. Auf diese Weise könnte jedes Elektrodensignal individuell kompensiert werden und anschließend die Berechnung der gewünschten Ableitungen per Software erfolgen.

Die erfolgreiche Umsetzung eines solchen Systems ist vor allem von der genauen Messung der Abstandsänderungen abhängig. Zu untersuchen wäre hier, inwiefern ein gemeinsames Referenzsignal für die Impedanzmessungen verwendet werden kann, oder ob die Messungen im zeitlichen Wechsel pro Elektrode erfolgen müssen. Dies würde wiederum die zeitliche Auflösung der Impedanzsignale begrenzen.

Die Erfahrungen mit den in dieser Arbeit implementierten ambienten Sys-

temen zeigen außerdem, dass die Umsetzung einer Elektrode nach dem oben gezeigten Modell nicht direkt möglich ist. So mussten für das EKG-System aus Abschnitt 5.3 Hochpassfilter an den Ausgängen der Elektroden eingefügt werden, um DC-Offsets zu entfernen und die Differenzbildung zu ermöglichen. Diese Hochpässe sind nicht im Modell von (6.1) enthalten und müssten integriert werden. Für speziellere CCEs, die einen Impedanzwandler höherer Ordnung (zum Beispiel mit Bootstrapping oder Neutralisation) enthalten, müsste das Modell weiter angepasst werden. Dadurch wird die Herleitung des inversen Elektrodenmodells aufwändiger und der Rechenaufwand zur Kompensation der Artefakte steigt.

Auch ist bisher nicht untersucht, wie die Gleichtaktspannung driftet beziehungsweise sich zeitlich ändert. In wie weit eine robuste Schätzung von U_{cm} vorgenommen werden kann, ist deshalb zu untersuchen.

6.4 Artefakterkennung durch Bewertung der Signalqualität

Die Qualität der EKG-Signale, die mit ambienten Systemen aufgezeichnet werden können, schwankt stärker, als man dies von Systemen aus dem klinischen Umfeld gewohnt ist. Dies liegt an der Art der Integration, vor allem wenn die kapazitiven Elektroden nicht am Körper getragen werden und nur schwach an den Körper des Probanden gekoppelt sind, und am undefinierten Messkontext bei der Anwendung im Alltag.

Bei automatischer Signalanalyse – die aber gerade bei Langzeitsystemen eingesetzt werden muss, um der enormen Datenmengen Herr zu werden – kann dies zu fehlerhafter Auswertung führen, die Interpretation der Daten wird verfälscht und Fehldiagnosen können die Folge sein. Daher muss für in der Praxis einsetzbare ambiente Systeme die Signalqualität kontinuierlich bewertet werden, damit die Analyseergebnisse um Aussagen zu deren Zuverlässigkeit ergänzt werden können.

Die Signalqualität kann über die Merkmale definiert werden, die mit dem System erfasst werden sollen. Ist die Erkennung der gewünschten Merkmale nicht mehr möglich, ist die Signalqualität als schlecht zu bewerten. Für die in dieser Arbeit betrachteten EKG-Systeme ist ein mögliches Qualitätskriterium also die fehlerfreie Erkennung und Annotation von QRS-Komplexen durch einen entsprechenden automatischen Detektor.

Darüber hinaus kann versucht werden, Bereiche schlechter Signalqualität zu korrigieren (z.B. wie in Abschnitt 6.3 beschrieben). Laut [Such und Muehlsteff](#) kann dies aber dazu führen, dass die korrigierten Daten plausibel erscheinen, obwohl sie es nicht sind. Dies leistet einem falschen Sicherheitsgefühl bei der Interpretation der Daten Vorschub und muss deshalb hinterfragt werden [135].

Die andere Möglichkeit ist, Bereiche schlechter Signalqualität von der Analyse auszuschließen. Dadurch kann die Genauigkeit und Zuverlässigkeit der Analyseergebnisse erhöht werden, der auswertbare Signalanteil wird dadurch insgesamt aber verringert.

Für letztere Methode wird in diesem Abschnitt ein erweitertes ambientes EKG-System vorgestellt, das es ermöglicht, Artefakte im EKG-Signal automatisch zu erkennen und von der Analyse auszuschließen.

6.4.1 Konzept und Methode

Wie die bisherigen Ausführungen in diesem Kapitel zeigen, ist die verminderte Signalqualität bei kapazitiven Systemen hauptsächlich durch Artefakte auf Grund von Änderungen der Koppelkapazitäten gegeben. Diese sind hauptsächlich auf Bewegungen des Probanden relativ zu den Elektroden zurückzuführen, können aber auch durch veränderliche relative Permittivitäten gegeben sein.

Ein mögliches Konzept zur Erfassung des Messkontextes ist daher, die zeitliche Änderung der Koppelkapazitäten zusätzlich zum EKG mitzuerfassen und mit ihrer Hilfe Artefakte im kapazitiven EKG zu erkennen. Daraus kann ein Qualitätsindikator abgeleitet werden, der in Kombination mit einem QRS-Detektor die Zahl der Fehldetektionen verringern kann und so die Verwertbarkeit ambienter EKG-Signale erhöhen kann.

Dafür wird für jede EKG-Elektrode jeweils ein Impedanzmesssystem benötigt und die entsprechenden Signale parallel zum kapazitiven EKG aufgezeichnet. Für die Impedanzmessung wird ein Wechselnsignal bekannter Frequenz als Hilfssignal in den Körper eingekoppelt und über zusätzliche Impedanzmess Elektroden (die ebenfalls kapazitiv an den gekoppelt sind) erfasst. Erfolgt die Impedanzmessung für jede Elektrode im Zeitmultiplex, werden also insgesamt drei zusätzliche Elektroden zu den beiden CCEs benötigt. Das Elektrodenkonzept ist auf der linken Seite von [Abbildung 6.10](#) dargestellt. Die Elektrodenfläche der CCEs kann nicht gleichzeitig zur Impedanzmessung verwendet werden, da sonst deren hohe Eingangsimpedanz durch das System zur Impedanzmessung kurzgeschlossen würde.

Mit Hilfe der Impedanzsignale soll ein Artefaktindikator berechnet werden,

mit dem eine Aussage über die Signalqualität getroffen werden kann. Dazu wird ein Ansatz mit einem adaptiven Filter verfolgt, der in [16] vorgestellt ist. Dieser ermöglicht, den Artefaktanteil im EKG auf Basis der Impedanzsignale zu schätzen. In den folgenden Abschnitten wird das konzipierte Messsystem und die Methode vorgestellt.

6.4.2 Systemkonzept und Umsetzung

Gesamtsystem

Für das Messsystem wurden die kapazitiven Elektroden aus Abschnitt 6.1.3 verwendet und an die Plattform des Systems für die EKG-Messung im Autositz (Abschnitt 5.3) angeschlossen. Die CCEs wurden in die Rückenlehne eines Stuhls integriert. Zusätzlich wurde ein Modul zur kontinuierlichen Messung des kapazitiven Anteils der Impedanz zwischen Probandenoberkörper und CCEs integriert. Auf diese Weise erhält man Hilfssignale, die stark mit der jeweiligen Abstandsänderung korreliert sind, und mit deren Hilfe später die Signalqualität bewertet werden kann.

Abbildung 6.10 zeigt den Aufbau des System-Frontends. Neben den CCEs werden dazu weitere Elektroden benötigt, um die jeweilige Kapazität Körper-Elektrode ($C_{1,2}$) zu erfassen. Zusätzlich wird ein Referenzsignal benötigt, das in den Probanden über eine Anregungselektrode mit der Kapazität C_{ex} eingekoppelt wird. Die eigentliche Messung der Kapazität übernimmt dabei ein AD7152 Kapazität-zu-Digital-Wandler (*capacitance-to-digital-converter*, CDC) von Analog Devices [136]. Die Abtastrate der Impedanzsignale betrug jeweils 100 Hz. Parallel dazu wird wie zuvor das EKG abgeleitet und digitalisiert (mit 500 Hz Abtastrate). EKG und Kapazitätssignale werden dann vom Mikrocontroller weiterverarbeitet und über die Telemetrie-Schnittstelle an einen PC zur Speicherung und ex-post-Analyse übertragen. Optional bestand die Möglichkeit, den Driven-Seat zur Reduktion der aktiven Rauschunterdrückung zu verwenden.

Elektroden

Um die Änderungen der Koppelkapazitäten der EKG-Elektroden $C_{k1,2}$ möglichst gut abzubilden, wurden die Kapazitätssmesselektroden $C_{1,2}$ als Ringelektroden ausgeführt und um die Fläche der EKG-Elektroden herumgelegt. Auf diese Weise konnten jeweils beide Elektroden auf einer mehrlagigen ge-

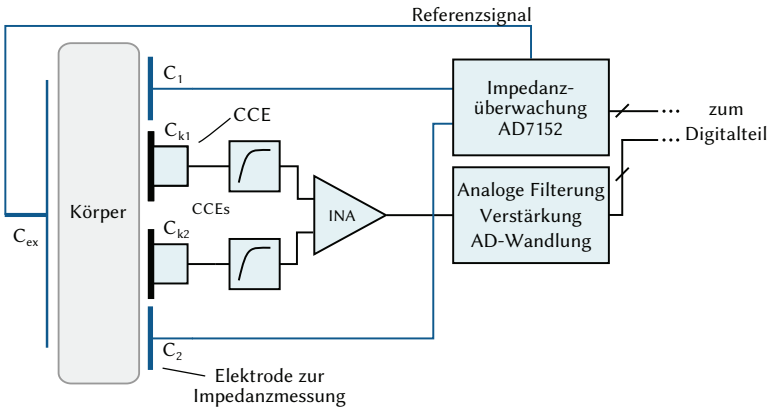


Abbildung 6.10: Systemfrontend zur simultanen EKG-Ableitung und Überwachung der Koppelkapazitäten.

druckten Schaltung integriert werden. Details einer solchen Elektrode sind in Abbildung 6.11 zu sehen. Die kreisrunde Fläche innen ($A_{el} = 28,3 \text{ cm}^2$) ist mit dem Impedanzwandler der EKG-Elektrode verbunden, der äußere Ring ($A_{C_{1,2}} \approx 19 \text{ cm}^2$) ist mit dem Eingang des CDC-Wandlers verbunden (vgl. Abbildung 6.10). Der Referenzanschluss des Bausteins wurde mit einem großflächigen, leitenden Textil verbunden ($A_{ex} \approx 300 \text{ cm}^2$), welches sich auf der Sitzfläche des Stuhles befand (siehe Abbildung 6.11).

Messung der Koppelkapazitäten

Für die Kapazitätsmessung generiert der AD7152 auf dem Chip ein Referenzsignal in Form einer Rechteckspannung mit $f_{ex} \approx 32 \text{ kHz}$ und $V_{ex} = 3,2 \text{ V}$. Der Wert der Kapazität, die zwischen dem Referenzsignal-Ausgang und dem Messeingang des Bausteins anliegt, wird mit 12 Bit Auflösung digitalisiert und kann über eine I²C-kompatible Schnittstelle gelesen werden.

Der Baustein besitzt zwei Kanäle, die entweder einzeln (single ended) oder differentiell gemessen werden können [136]. Für das hier vorgestellte Verfahren wurde der differentielle Modus verwendet, in Abbildung 6.12 ist die Beschaltung dargestellt. Der Körper des Probanden wird elektrisch als Kurzschluss betrachtet. C_1 bzw. C_2 und C_{ex} liegen im zeitlichen Wechsel jeweils als Serienschaltung an.

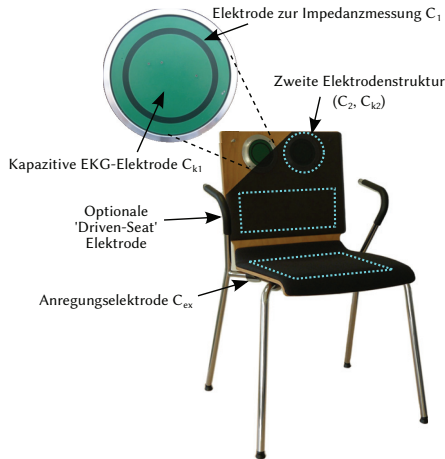


Abbildung 6.11: System zur kontaktlosen EKG-Messung in der Rückenlehne eines Stuhls, erweitert um Elektroden zur kontinuierlichen Erfassung der Koppelkapazitäten.

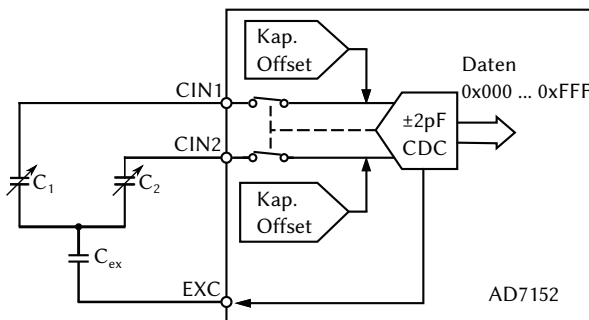


Abbildung 6.12: Beschaltung des AD7152 im differentiellen Modus.

Mit dem vorgestellten System sollten Bewegungen im Bereich von $\Delta d = 0,5$ mm bis 5 mm erfasst werden. Unter der Annahme eines Patienten mit Baumwollkleidung ($\epsilon_r = 1,4$) erhält man daraus eine Kopplung zwischen Körper und Ringelektroden von $\Delta C_{1,2} = 47$ pF bis 4,7 pF. Die Kapazität zwischen Referenzelektrode und Körper beträgt $C_{ex} = 743$ pF beim Mindestabstand von 0,5 mm. Da $C_{ex} \gg C_{1,2}$ sieht der CDC damit effektiv nur einen Betrag von

$$C_{1,2\text{eff}} = (1/C_{1,2} + 1/C_{ex})^{-1} \approx C_{1,2}. \quad (6.9)$$

Damit kann diese Konfiguration als „menschlicher Transmitter“ nach [Zimmerman et al.](#) angesehen werden [137]. Das Referenzsignal koppelt als Gleichtaktsignal in den Patienten. Bewegungen des Oberkörpers bewirken Kapazitätsänderungen, die vom AD7152 registriert werden. Geringe Änderungen von C_{ex} bewirken praktisch keine Änderung der zu messenden Impedanzen.

Der Messbereich des Bausteins beträgt im differentiellen Modus ± 2 pF, Offsets von bis zu 5 pF können intern kompensiert werden. Um die Koppelkapazitäten $C_{1,2}$ an den Messbereich anzupassen, wurden deshalb noch 4,7 pF Kondensatoren vor den Eingängen CIN1 bzw. CIN2 dazu in Serie geschaltet. Damit ergibt sich ein effektiver Kapazitätsbereich von $\Delta C_{1,2\text{eff}} = \pm 1,9$ pF pro Elektrode bei einem Offset von $C_o = 2,4$ pF.

Algorithmus zur Artefaktdetektion

Der Algorithmus zur Artefakterkennung besteht im wesentlichen aus vier Schritten. Zunächst wird ein Artefaktlevel berechnet, das die Intensität der Artefakte im EKG-Signal widerspiegelt. Es wird anschließend nachbearbeitet und in einem dritten Schritt über einen Schwellwertvergleich in einen binären Artefaktindikator umgewandelt. Dieser wird noch mit einem aus dem EKG-Signal abgeleiteten Parameter logisch verknüpft und ergibt so das Qualitätssignal für die EKG-Messung. Den gesamten Verarbeitungsalgorithmus zeigt [Abbildung 6.13](#), im Folgenden werden die einzelnen Bearbeitungsschritte beschrieben.

Das differentielle Kapazitätssignal des AD7152 wurde zunächst mit einem Hochpass (4. Ordnung, $f_g = 1$ Hz) gefiltert, um den Offset zu entfernen. Zur Weiterverarbeitung wurde davon der Absolutwert gebildet. Aus dem so vorverarbeiteten Kapazitätsverlauf wird dann mit Hilfe eines adaptiven Filters das Artefaktlevel im EKG-Signal geschätzt. Dabei wurde der LMS-Algorithmus verwendet, die Filterlänge betrug 0,2 s.

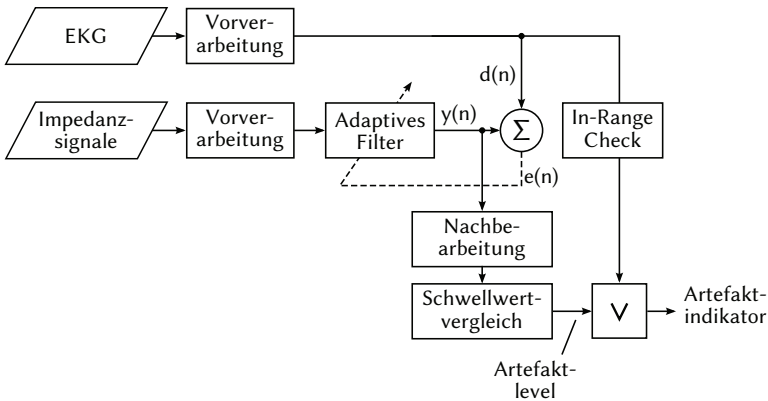


Abbildung 6.13: Signalverarbeitungskette zur Berechnung des Qualitätssignals.

In einem Nachbearbeitungsschritt wurde das Artefaktlevel quadriert und mit einem gleitenden Mittelwertfilter (Filterlänge 0,5 s) geglättet. Dieses Signal wurde dann über einen Schwellwertvergleich in einen binären Artefaktindikator umgewandelt. Als Zusatzinformation wurde noch ein weiteres binäres Signal verwendet, das angibt, ob das EKG-Signal innerhalb von 10 % bis 90 % des analogen Eingangsbereiches liegt, um Bereiche auszuschließen, in denen das EKG-Signal nahe der Sättigung ist.

Aus der logischen ODER-Verknüpfung beider Signale erhält man schließlich das Qualitätssignal in Form eines Artefaktindikators, welcher Bereiche im EKG, die vom QRS-Detektor richtig bearbeitet werden können, von denen trennt, bei denen dies nicht der Fall ist.

Wenn das Artefaktlevel auf Grund von Bewegungen also einen gewissen Wert übersteigt, kann der jeweilige Teil der kapazitiven EKG-Ableitung als Bereich schlechter Signalqualität markiert und von der Analyse ausgeschlossen werden.

6.4.3 Messungen und Ergebnisse

Messprobleme Mit dem System wurden Messungen mit Probanden durchgeführt. Bei der Messung mit aktiviertem Impedanzmessmodul wurden zunächst starke Gleichtaktstörungen mit einer Frequenz von etwa 140 Hz beobachtet, deren Ursache nicht direkt ersichtlich war. Bei genauerer Betrachtung des

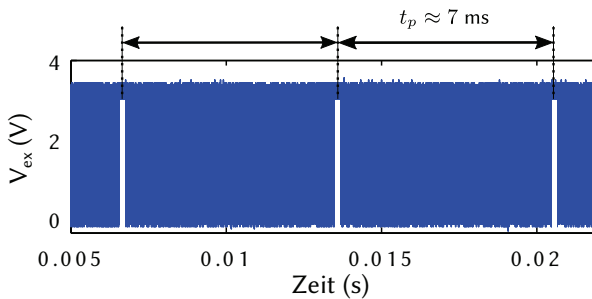


Abbildung 6.14: Das 32 kHz Referenzsignal weist Pausen alle 7 ms auf, die Gleichtaktstörungen im EKG verursachen.

32 kHz-Referenzsignals des AD7152 wurde jedoch deutlich, dass sich darin kurze Pausen im Abstand von $7 \text{ ms} = 140 \text{ Hz}^{-1}$ befanden. Diese hängen mit dem Multiplexing der Kanäle des Bausteins zusammen (siehe Abbildung 6.14). Die Nutzung des vorhandenen Driven-Seat-Schaltkreises zur Reduktion dieser Störungen war nicht möglich, da dann auch das Referenzsignal gedämpft worden wäre, was zur Verfälschung der Impedanzmessung geführt hätte. Deshalb wurden Tiefpässe auf den kapazitiven Elektroden verwendet, um die EKG-Signale auf 50 Hz Bandbreite zu begrenzen. Damit konnte diese Störung ausreichend unterdrückt werden. Durch die drahtlose Datenübertragung und den Batteriebetrieb konnte die Einkopplung von Gleichtaktstörungen durch die Netzspannung gering gehalten werden, so dass auch hier der Driven-Seat nicht notwendig war.

Erkennung von Artefaktbereichen Abbildung 6.15 zeigt schließlich ein Beispiel einer mit dem ambienten System abgeleiteten EKG-Sequenz. Sie enthält Bereiche analysierbaren und nicht-analysierbaren Signals.

Der implementierte Algorithmus erzeugt ein Artefaktlevel (rote Kurve) mit sehr hoher Dynamik. Bei geringen Änderungen der Koppelkapazitäten, die beispielsweise durch Atmen oder leichte Bewegungen verursacht werden, liegen die Werte um bis zu vier Größenordnungen unter den Werten, die von heftigeren Bewegungen erzeugt werden. Dadurch lassen sich regulären EKG Episoden und Artefaktbereiche mittels Schwellwert gut trennen.

Wird der Schwellwert überschritten, kann dieser Teil der EKG-Ableitung automatisch als auszuschließen markiert werden (hellblau hinterlegte Bereiche von Abbildung 6.15).

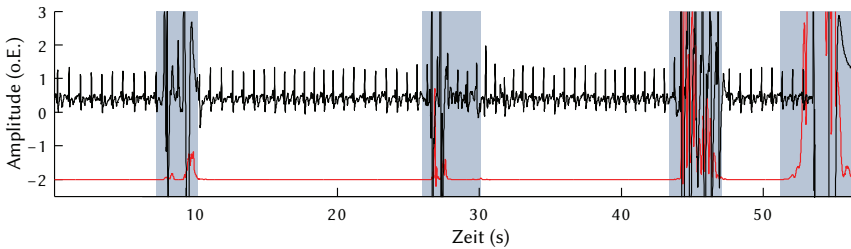


Abbildung 6.15: Ambient abgeleitetes EKG-Signal mit automatisch erkannten Bereichen schlechter Signalqualität.

Mit dem hier vorgestellten Messsystem ist es möglich, Bewegungsartefakte in ambient abgeleiteten EKG-Signalen zu erkennen und von der weiteren Verarbeitung auszuschließen. Dazu wurde ein kapazitives EKG-Messsystem in einem Stuhl um ein Modul zur kontinuierlichen Erfassung der Koppelkapazitäten erweitert. Auf diese Weise kann der Kontext der Messung mit erfasst werden. Mittels adaptiver Filterung kann der Artefaktanteil im EKG geschätzt werden und damit eine Aussage über die Signalqualität getroffen werden.

Um das Verfahren quantitativ zu bewerten, muss eine Datenbasis erstellt werden, die eine Referenzannotation der artefaktbehafteten Bereiche im EKG enthält. Dann kann die Verbesserung der QRS-Detektion bei aktivierter Artefakterkennung gegenüber der Detektion ohne Artefakterkennung benannt werden. Ein entsprechendes Verfahren wird zum Beispiel in [11] vorgeschlagen.

7

Zusammenfassung und Ausblick

PHYSIOLOGISCHE Messsysteme, die im Alltag eine praktikable, kontinuierliche Vitaldatenerfassung erlauben, sind sowohl für medizinische Anwendungen zur persönlichen Gesundheitsüberwachung als auch für Anwendungen im Bereich des psychophysiologischen Monitorings von großem Interesse. Im Bereich der EKG-Messung werden deshalb zunehmend Systeme untersucht, die ohne die bisher vorwiegend eingesetzten Einweg-Gel-Elektroden auskommen und damit eine Anwendung über längere Zeiträume ermöglichen.

Kapazitive Elektroden sind hierfür ein vielversprechender Ansatz, da sie Biosignale auch ohne direkten Hautkontakt erfassen können. Dies vereinfacht einerseits die Messung, ermöglicht andererseits aber auch neuartige Systemkonzepte mit versteckt integrierten Vitalsensoren. Im Rahmen dieser Arbeit wurden kapazitive Elektroden und Systeme untersucht, die für ambiente Szenarien geeignet sind.

Zunächst wurden in einer Anforderungsanalyse die Randbedingungen ambienter Anwendungsszenarien ermittelt. Daraufhin wurde eine kapazitive Elektrode modelliert, die diesen Anforderungen genügt. Durch die Identifikation

der entscheidenden elektrischen und mechanischen Entwurfsparameter konnte das Modell in eine Elektrode umgesetzt werden, die eine Eingangskapazität im Sub-Picofarad-Bereich aufweist. Damit ist auch durch mehrere Lagen Kleidung und vom Körper isoliert eine nahezu ungedämpfte Ableitung des EKGs möglich.

Entsprechend der Hauptzielsetzung dieser Arbeit konnten doppelt geschirmte, kapazitive Elektroden zur Biosignalerfassung entwickelt werden, die aus einer mehrlagigen textilen Struktur aufgebaut sind. Die Kombination der elektrischen Funktionalität mit der textilen Haptik und der mechanischen Flexibilität der entwickelten Elektroden eröffnet dabei neue Integrationsmöglichkeiten für EKG-Systeme, die eine diskrete, belastungsfreie Überwachung von Vitalparametern im Alltag erlauben. Um die Umsetzbarkeit solcher Systeme zu demonstrieren, wurden in dieser Arbeit zwei funktionale Beispielsysteme entwickelt:

- Zum einen wurde ein ergonomisches System zum mobilen, dauerhaften EKG-Monitoring entwickelt. Es besteht aus einem textilen Tragesystem mit integrierten kapazitiven Elektroden, sowohl Energie- als auch Datentransport erfolgen über textile Leiter. Das System kann direkt auf der Haut getragen werden, das EKG aber auch durch Kleidung erfassen. Die vorgestellten Elektroden besitzen eine hohe Langzeitverträglichkeit, weil sie keinen feuchten Hautkontakt erzeugen.
- Zum anderen wurde ein ambientes EKG-System entwickelt, das die EKG-Ableitung im Auto während der Fahrt ermöglicht. Dazu wurden mehrlagige textile Elektroden umgesetzt und mittels Sitzüberzug in einen Autositz integriert. Auf Grund ihrer optimierten Gestaltung durch die Trennung von Sensorfläche und Impedanzwandler-Elektronik, sind sie beim normalen Sitzen nicht wahrnehmbar und ermöglichen eine bequeme Messung.

Durch Messungen und Vergleiche mit einem Referenzgerät mit Klebeelektroden konnte die Anwendbarkeit der entwickelten Systeme belegt werden. Im direkten Vergleich konnte eine hohe Korrelation der durch Kleidung abgeleiteten EKGs mit dem Standardverfahren nachgewiesen werden.

Mit beiden Systemvarianten konnte auch durch mehrere Schichten Kleidung noch eine hohe Signalqualität erreicht werden. Nicht-identische Übergangsimpedanzen zwischen Körper und Elektroden führen jedoch zur Reduktion der Gleichtaktunterdrückung. Gleichtaktstörungen und deutliche Grundlinienschwankungen sind vor allem beim EKG-System im Autositz die Folge. Mittels aktiver Gleichtaktunterdrückung konnten diese jedoch wirkungsvoll verringert werden.

Auch während einer Testfahrt im fahrenden Fahrzeug konnte mit dem entwickelten System ein ambientes EKG-Signal abgeleitet werden. Die Signalqualität hing dabei stark von der Fahrsituation ab. Während bei der Fahrt auf der Autobahn ein stabiles Signal registriert werden konnte, verringerte sich die Signalqualität im Stadtverkehr auf Grund der Fahrdynamik deutlich, so dass der verwertbare Signalanteil reduziert war.

Generell ist bei ambienten EKG-Systemen die Störanfälligkeit gegenüber Artefakten durch Bewegung problematisch und kann zu einer stark schwankenden Signalqualität führen. Dies hängt mit dem fehlenden Referenzpotential bei dieser Messmethode zusammen. Der genaue Zusammenhang der Artefaktentstehung bei kapazitiven Elektroden wurde dazu in dieser Arbeit analysiert und experimentell überprüft.

Aufbauend auf diesen Erkenntnissen wurden speziell für ambiente EKG-Systeme und kapazitive Elektroden verschiedene Konzepte zur Minimierung, Erkennung und Korrektur von Bewegungsartefakten erarbeitet. Als Beispiel für den Umgang mit Bewegungsartefakten bei der ambienten Messung wurde das Sitz-integrierte EKG-System um ein Modul zur kontinuierlichen Messung der Übergangsimpedanz zwischen Körper und Elektroden erweitert. In Kombination mit einem Algorithmus zur Artefakterkennung kann damit eine automatische Bewertung der Signalqualität des kapazitiven EKGs erfolgen. Bereiche mit geringer Signalqualität können so von der weiteren Analyse ausgeschlossen werden.

Insgesamt gelang in dieser Arbeit der Nachweis, dass textile kapazitive Elektroden für die EKG-Messung durchaus geeignet sind und als alternatives Konzept zu den bisher in der Literatur gezeigten Umsetzungen bestehen können. Gerade für ambiente Systeme bieten sie Vorteile hinsichtlich Flexibilität und Integrierbarkeit und ermöglichen so eine unauffällige und unaufdringliche Ableitung physiologischer Signale.

Ausblick

Mit den in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen und Entwicklungen konnten erste Systeme zur ambienten EKG-Messung mit textilen kapazitiven Elektroden umgesetzt werden. Diese bedürfen jedoch weiterer Validierung und Evaluierung. Letztere sollte mittels vergleichender Messungen, vor allem aber mittels Messreihen durchgeführt werden, die unter realen oder zumindest realitätsnahen Bedingungen im Alltag durchgeführt werden.

Im Fall des mobilen EKG-Systems sollten beispielsweise Messungen im klinischen Umfeld unternommen werden, um insbesondere die diagnostische Aussagekraft der erfassten Signale im Vergleich zu etablierten Messverfahren zu bewerten. Für das ambiente System im Autositz sind Fahrversuche mit einer für die späteren Anwender repräsentativen Kohorte durchzuführen. Hier gilt es vor allem herauszufinden, in wieweit die Elektrodengröße und Platzierung optimiert werden müssen, damit verwertbare EKGs erfasst werden können. Dazu sollte die Probandenkollektiv eine ausreichende Varianz hinsichtlich Geschlecht, Körpergröße und Körperbau aufweisen. Die notwendige Signalqualität ist aus der späteren Anwendung heraus zu definieren, damit beispielsweise noch eine Rhythmusanalyse der Signale möglich ist.

Da ambiente EKG-Systeme letztendlich für belastungsfreie Messungen im Alltag genutzt werden sollen, die Benutzung also durch Laien erfolgen und der Messkontext in den meisten Fällen nicht bekannt sein wird, sind starke Schwankungen in der Qualität der erfassten Signale zu erwarten. Deshalb müssen die Messsysteme um Sensorik und Algorithmen erweitert werden, die den Kontext der Messung mit erfassen und eine automatische Bewertung der Signalqualität in Echtzeit erlauben. Ein entsprechendes Konzept wurde in dieser Arbeit vorgestellt. Um seine Leistungsfähigkeit zu überprüfen, muss eine Datenbasis geschaffen werden, die die quantitative Bewertung des Ansatzes ermöglicht. Darüber hinaus müssen die Systeme aber auch in der Lage sein, ausreichend lange EKG-Sequenzen bereitzustellen, damit Analysen wie zum Beispiel die der HRV überhaupt durchgeführt werden können.

Literaturverzeichnis

- [1] J. S. Gilson, N. J. Holter und W. R. Glasscock. Clinical observations using the Electrocardiocorder-AVSEP continuous electrocardiographic system: Tentative standards and typical patterns. *The American Journal of Cardiology*, 14(2):204–217, 1964. ISSN 0002-9149.
- [2] Agamemnon Despopoulos und Stefan Silbernagl. *Taschenatlas der Physiologie*. Thieme, Stuttgart, 7. Aufl., 2007. ISBN 9783135677071.
- [3] Armin Bolz und Wilhelm Urbaszek. *Technik in der Kardiologie: Eine interdisziplinäre Darstellung für Ingenieure und Mediziner*. Springer, 1. Aufl., 2002. ISBN 3540424784.
- [4] Jaakko Malmivuo und Robert Plonsey. *Bioelectromagnetism - Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*. Oxford University Press, New York, 1995.
- [5] Bernd-Dieter Gonska und Rolf Heinecker. *EKG in Klinik und Praxis. Das Referenzwerk zur elektrokardiographischen Diagnostik*. Thieme, Stuttgart, 14. Aufl., 1999. ISBN 3133469142.
- [6] L. Seipel. Klinische Bedeutung der Langzeit-Elektrokardiographie. *Der Internist*, 45(9):1035–41, September 2004. ISSN 0020-9554.
- [7] Emanuel Goldberger. A simple, indifferent, electrocardiographic electrode of zero potential and a technique of obtaining augmented, unipolar, extremity leads. *American Heart Journal*, 23(4):483–492, 1942. ISSN 0002-8703.

- [8] DIN EN 60601-2-51. Medizinische elektrische Geräte - Teil 2-51: Besondere Festlegungen für die Sicherheit, einschließlich wesentlicher Leistungsmerkmale von aufzeichnenden und interpretierenden Einkanal- und Mehrkanal- Elektrokardiographen.
- [9] F. N. Wilson, F. D. Johnston, F. F. Rosenbaum, H. Erlanger, C. E. Kossmann, H. Hecht, N. Cotrim, R. M. de Oliveira, R. Scarsi und P. S. Barker. The precordial electrocardiogram. *American Heart Journal*, 27(1):19–85, 1944.
- [10] John G Webster. *Medical Instrumentation Application and Design*. Wiley, 4th Ed., 2009. ISBN 9780471676003.
- [11] Jörg Ottenbacher. *Mobile Langzeit-EKG-Messung: Elektroden und Methoden zum Umgang mit Artefakten*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2009.
- [12] Bruce B Winter und John G Webster. Driven-Right-Leg Circuit Design. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-30(1):62–66, Januar 1983. ISSN 0018-9294.
- [13] Martin Oehler. *Kapazitive Elektroden zur Messung bioelektrischer Signale*. Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2009.
- [14] L. A. Geddes und M. E. Valentinuzzi. Temporal changes in electrode impedance while recording the electrocardiogram with Dry electrodes. *Annals of Biomedical Engineering*, 1(3):356–367, März 1973. ISSN 0090-6964.
- [15] A. Searle und L. Kirkup. A direct comparison of wet, dry and insulating bioelectric recording electrodes. *Physiological measurement*, 21(2):271–83, Mai 2000. ISSN 0967-3334.
- [16] Jörg Ottenbacher, Malte Kirst, Luciana Jatobá, Michal Huflejt, Ulrich Grossmann und Wilhelm Stork. Reliable motion artifact detection for ECG monitoring systems with dry electrodes. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2008.
- [17] Anna Gruetzmann, Stefan Hansen und Jörg Müller. Novel dry electrodes for ECG monitoring. *Physiological measurement*, 28(11):1375–90, November 2007. ISSN 0967-3334.

- [18] Klaus-Peter Hoffmann und Roman Ruff. Flexible dry surface-electrodes for ECG long-term monitoring. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 2007, Januar 2007.
- [19] J. Baek, J. An, J. Choi, K. Park und S. Lee. Flexible polymeric dry electrodes for the long-term monitoring of ECG. *Sensors and Actuators A: Physical*, 143:423–429, November 2007. ISSN 09244247.
- [20] S. Lamparth, S. Fuhrhop, M. Kirst, G. Wagner und J. Ottenbacher. A Mobile Device for Textile-integrated Long-term ECG Monitoring. In Olaf Dössel und Wolfgang C. Schlegel, editors, *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7-12, 2009, Munich, Germany*, volume 25/5 of *IFMBE Proceedings*, Berlin, Heidelberg, 2009. Springer Berlin Heidelberg. ISBN 978-3-642-03903-4.
- [21] Rita Paradiso, Giannicola Loriga und Nicola Taccini. A wearable health care system based on knitted integrated sensors. *IEEE transactions on information technology in biomedicine : a publication of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 9(3):337–44, September 2005. ISSN 1089-7771.
- [22] Enzo Pasquale Scilingo, Angelo Gemignani, Rita Paradiso, Nicola Taccini, Brunello Ghelarducci und Danilo De Rossi. Performance evaluation of sensing fabrics for monitoring physiological and biomechanical variables. *IEEE transactions on information technology in biomedicine : a publication of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 9(3):345–52, September 2005. ISSN 1089-7771.
- [23] P. C. Richardson, F. K. Coombs und R. M. Adams. Some new electrode techniques for long-term physiologic monitoring. *Aerospace medicine*, 39(7):745–50, Juli 1968. ISSN 0001-9402.
- [24] R. P. Betts und B. H. Brown. Method for recording electrocardiograms with dry electrodes applied to unprepared skin. *Medical & biological engineering*, 14(3):313–5, Mai 1976. ISSN 0025-696X.
- [25] M. Fernandez und R. Pallas-Areny. A simple active electrode for power line interference reduction in high resolution biopotential measurements. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. Ieee, 1996. ISBN 0-7803-3811-1.

- [26] S. Nishimura, Y. Tomita und T. Horiuchi. Clinical application of an active electrode using an operational amplifier. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 39(10):1096–9, Oktober 1992. ISSN 0018-9294.
- [27] W. H. Ko. Active electrodes for EEG and evoked potential. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 20. Ieee, 1998. ISBN 0-7803-5164-9.
- [28] Tae-Ho Kang, Carey R Merritt, Edward Grant, Behnam Pourdeyhimi und H Troy Nagle. Nonwoven fabric active electrodes for biopotential measurement during normal daily activity. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 55(1):188–95, Januar 2008. ISSN 0018-9294.
- [29] F. Z. Padmadinata, J. J. Veerhoek, G. J.a. van Dijk und J. H. Huijsing. Microelectronic skin electrode. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 1(1-6): 491–494, Januar 1990. ISSN 09254005.
- [30] Thomas Degen, Simon Torrent und Heinz Jäckel. Low-noise two-wired buffer electrodes for bioelectric amplifiers. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 54(7):1328–32, Juli 2007. ISSN 0018-9294.
- [31] Martin Ouwerkerk, Frank Pasveer und Geert Langereis. *Unobtrusive Sensing of Psychophysiological Parameters, Kapitel 15*, volume 8 of *Philips Research*. Springer Netherlands, Dordrecht, 2008. ISBN 978-1-4020-6592-7.
- [32] P. C. Richardson. The Insulated Electrode: A Pasteless Electrocardiographic Technique. In *20th Annual Conference on Engineering in Medicine and Biology*, volume 9, 1967.
- [33] R.M. David und WM Portnoy. Insulated electrocardiogram electrodes. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 10(6):742–751, 1972.
- [34] Alfredo Lopez und Philip C. Richardson. Capacitive Electrocardiographic and Bioelectric Electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-16(1):99–99, Januar 1969. ISSN 0018-9294.
- [35] Allan Potter und L. Menke. Capacitive Type of Biomedical Electrode. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-17(4):350–351, Oktober 1970. ISSN 0018-9294.

- [36] Y. Furusawa, A. Ueno, H. Hoshino, S. Kataoka, H. Milan und Y. Ishiyama. Low invasive measurement of electrocardiogram for newborns and infants. In *IEEE EMBS Asian-Pacific Conference on Biomedical Engineering, 2003*. IEEE, 2003. ISBN 0-7803-7943-8.
- [37] Andrew John Clippingdale. *The sensing of spatial electrical potential*. Dissertation, University of Sussex, 1993.
- [38] C. J. Harland, T. D. Clark und R. J. Prance. Electric potential probes-new directions in the remote sensing of the human body. *Measurement Science and Technology*, 13:163, 2002.
- [39] R. J. Prance, A. Debray, T. D. Clark, H. Prance, M. Nock, C. J. Harland und A. J. Clippingdale. An ultra-low-noise electrical-potential probe for human-body scanning. *Measurement Science and Technology*, 11:291, 2000.
- [40] Thomas J. Sullivan, Stephen R. Deiss und Gert Cauwenberghs. A Low-Noise, Non-Contact EEG/ECG Sensor. *2007 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, November 2007.
- [41] Ulrich Tietze, Christoph Schenk und Eberhard Gamm. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, Berlin, 13. Aufl., 2009. ISBN 9783642016219.
- [42] Paul Horowitz und Winfield Hill. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 2nd Ed., 1989. ISBN 9780521370950.
- [43] T. D. Clark, R. J. Prance und C. J. Harland. Schutzrecht GB2388196: Electrodynamic Sensors and Applications thereof, 2002.
- [44] H. Fein. Solid-State Electrometers with Input-Capacitance Neutralization. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-11(1):13–18, Januar 1964. ISSN 0018-9294.
- [45] M Oehler, M Schilling und HD Esperer. Novel multichannel capacitive ECG-System for cardiac diagnostics beyond the standard-lead system. In *4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering*. Springer, 2009.
- [46] C. J. Harland, T. D. Clark, N. S. Peters, M. J. Everitt und P. B. Stiffell. A compact electric potential sensor array for the acquisition and reconstruction of the 7-lead electrocardiogram without electrical charge contact

- with the skin. *Physiological measurement*, 26(6):939–50, Dezember 2005. ISSN 0967-3334.
- [47] M. Fernandez und R. Pallas-Areny. Ag-AgCl electrode noise in high-resolution ECG measurements. *Biomedical instrumentation & technology*, 34(2):125–130, 2000. ISSN 0899-8205.
- [48] E. Huigen, A. Peper und C. Grimbergen. Investigation into the origin of the noise of surface electrodes. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40(3):332–338, 2002. ISSN 0140-0118.
- [49] Robert Matthews, Neil J. McDonald, Igor Fridman, Paul Hervieux und Tom Nielsen. The invisible electrode-zero prep time, ultra low capacitive sensing. In *Proceedings of the 11th International Conference on Human-Computer Interaction*, 2005.
- [50] Yu M Chi und Gert Cauwenberghs. Wireless Non-contact EEG / ECG Electrodes for Body Sensor Networks. In *International Conference on Body Sensor Networks (BSN)*, 2010.
- [51] C. H. Lagow, K. J. Sladek und P. C. Richardson. Anodic insulated tantalum oxide electrocardiograph electrodes. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 18(2):162–4, März 1971. ISSN 0018-9294.
- [52] M. E. Griffith, W. M. Portnoy, L. J. Stotts und J. L. Day. Improved capacitive electrocardiogram electrodes for burn applications. *Medical & biological engineering & computing*, 17(5):641–6, September 1979. ISSN 0140-0118.
- [53] D. Prutchi und A. M. Sagi-Dolev. New technologies for in-flight pasteless bioelectrodes. *Aviation, space, and environmental medicine*, 64(6):552, 1993.
- [54] C. J. Harland, T. D. Clark und R. J. Prance. High resolution ambulatory electrocardiographic monitoring using wrist-mounted electric potential sensors. *Measurement Science and Technology*, 14:923, 2003.
- [55] J.M. Lee, F. Pearce, A.D. Hibbs, R. Matthews und C. Morrisette. Evaluation of a Capacitively-Coupled, Non-Contact (through Clothing) Electrode or ECG Monitoring and Life Signs Detection for the Objective Force Warfighter. Technical Report 2, Walter Reed Army Institute of Research (WRAIR), November 2004.

- [56] Chulsung Park, Pai H. Chou, Ying Bai, Robert Matthews und Andrew Hibbs. An ultra-wearable, wireless, low power ECG monitoring system. *2006 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, November 2006.
- [57] S. Suave Lobodzinski und Michael M. Laks. Comfortable textile-based electrocardiogram systems for very long-term monitoring. *Cardiology journal*, 15(5):477–80, Januar 2008. ISSN 1897-5593.
- [58] Y. Yama, A. Ueno und Y. Uchikawa. Development of a Wireless Capacitive Sensor for Ambulatory ECG Monitoring over Clothes. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2007.
- [59] Seung Min Lee, Kyo Sik Sim, Ko Keun Kim, Yong Gyu Lim und Kwang Suk Park. Thin and flexible active electrodes with shield for capacitive electrocardiogram measurement. *Medical & biological engineering & computing*, 48(5):447–57, Mai 2010. ISSN 1741-0444.
- [60] M. Ishijima. Monitoring of electrocardiograms in bed without utilizing body surface electrodes. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 40(6):593–4, Juni 1993. ISSN 0018-9294.
- [61] M. Ishijima. Cardiopulmonary monitoring by textile electrodes without subject-awareness of being monitored. *Medical & biological engineering & computing*, 35(6):685–90, November 1997. ISSN 0140-0118.
- [62] Akinori Ueno, Yasunao Akabane, Tsuyoshi Kato, Hiroshi Hoshino, Sachiyo Kataoka und Yoji Ishiyama. Capacitive sensing of electrocardiographic potential through cloth from the dorsal surface of the body in a supine position: a preliminary study. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 54(4):759–66, April 2007. ISSN 0018-9294.
- [63] Shuhei Ishida, Naruhiro Shiozawa, Yoshihisa Fujiwara und Masaaki Makiwaka. Electrocardiogram measurement during sleep with wearing clothes using capacitively-coupled electrodes. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2007.
- [64] Kin-fai Wu und Yuan-ting Zhang. Contactless and continuous monitoring of heart electric activities through clothes on a sleeping bed. *2008*

- International Conference on Technology and Applications in Biomedicine*, Mai 2008.
- [65] Yong Gyu Lim, Ko Keun Kim und Kwang Suk Park. ECG recording on a bed during sleep without direct skin-contact. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 54(4):718–25, April 2007. ISSN 0018-9294.
- [66] Tsuyoshi Kato, Akinori Ueno, Sachiyo Kataoka, Hiroshi Hoshino und Yoji Ishiyama. An application of capacitive electrode for detecting electrocardiogram of neonates and infants. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 1, Januar 2006.
- [67] A. Ueno, Y. Akabane, A. Mizuta, S. Kataoka, H. Hoshino und Y. Ishiyama. A System for Detecting Electrocardiographic Potential through Underwear Worn by an Infant from Its Dorsal Surface. In *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering 2006*. Springer, 2007.
- [68] Yong Kyu Lim, Ko Keun Kim und Kwang Suk Park. The ECG measurement in the bathtub using the insulated electrodes. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 4, Januar 2004.
- [69] Ko Keun Kim, Yong Kyu Lim und Kwang Suk Park. The electrically non-contacting ECG measurement on the toilet seat using the capacitively-coupled insulated electrodes. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 4, Januar 2004.
- [70] Hyun Jae Baek, Jung Soo Kim, Ko Keun Kim und Kwang Suk Park. System for unconstrained ECG measurement on a toilet seat using capacitive coupled electrodes : the efficacy and practicality. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2008.
- [71] Jung Soo Kim, Young Joon Chee, Ju Wan Park, Jin Wook Choi und Kwang Suk Park. A new approach for non-intrusive monitoring of blood pressure on a toilet seat. *Physiological measurement*, 27(2):203–11, Februar 2006. ISSN 0967-3334.

- [72] Ko Keun Kim, Yong Kyu Lim und Kwang Suk Park. Common mode noise cancellation for electrically non-contact ECG measurement system on a chair. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 6, Januar 2005.
- [73] Yong Gyu Lim, Ko Keun Kim und Kwang Suk Park. ECG measurement on a chair without conductive contact. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 53(5):956–9, Mai 2006. ISSN 0018-9294.
- [74] Adrian Aleksandrowicz, Marian Walter und Steffen Leonhardt. Wireless ECG measurement system with capacitive coupling. *Biomedizinische Technik. Biomedical engineering*, 52(2):185–92, Januar 2007. ISSN 0013-5585.
- [75] B Eilebrecht, M Czaplik, M Walter, T Wartzek, R Rossaint und S Leonhardt. Implementation of a capacitive ECG measurement system in clinical practice: an interim report. In Olaf Dössel und Wolfgang C. Schlegel, editors, *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7-12, 2009, Munich, Germany*, volume 25/7 of *IFMBE Proceedings*, Berlin, Heidelberg, 2009. Springer Berlin Heidelberg. ISBN 978-3-642-03884-6.
- [76] Michael Czaplik, Benjamin Eilebrecht, Alexandre Ntoubas, Marian Walter, Patrick Schauerte, Steffen Leonhardt und Rolf Rossaint. Clinical proof of practicability for an ECG device without any conductive contact. *Biomedizinische Technik. Biomedical engineering*, 55(5):291–300, Oktober 2010. ISSN 1862-278X.
- [77] Haet Bit Lee, Jong Min Choi, Jung Soo Kim, Yun Seong Kim, Hyun Jae Baek, Myung Suk Ryu, Ryang Hee Sohn und Kwang Suk Park. Noninvasive biosignal measurement system in a vehicle. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2007.
- [78] Haet Bit Lee, Jung Soo Kim, Yun Seong Kim, Hyun Jae Baek, Myung Suk Ryu und Kwang Suk Park. The relationship between HRV parameters and stressful driving situation in the real road. In *2007 6th International Special Topic Conference on Information Technology Applications in Biomedicine*. IEEE, 2007. ISBN 978-1-4244-1867-1.

- [79] Steffen Leonhardt und A. Aleksandrowicz. Non-contact ECG monitoring for automotive application. In *5th International Summer School and Symposium on Medical Devices and Biosensors, 2008. ISSS-MDBS 2008*, 2008.
- [80] Toshiyuki Matsuda und Masaaki Makikawa. ECG monitoring of a car driver using capacitively-coupled electrodes. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2008.
- [81] J. Schumm, S. Axmann, B. Arnrich und G. Tröster. Automatic Signal Appraisal for Unobtrusive ECG Measurements. In *Proceedings of the Biosignal Interpretation Conference*, 2009.
- [82] Johannes Schumm, Cornelia Setz, Marc Bächlin, Marcel Bächler, Bert Arnrich und Gerhard Tröster. Unobtrusive physiological monitoring in an airplane seat. *Personal and Ubiquitous Computing*, Februar 2010. ISSN 1617-4909.
- [83] A. J. Clippingdale, R. J. Prance, T. D. Clark und C. Watkins. Ultrahigh impedance capacitively coupled heart imaging array. *Review of Scientific Instruments*, 65(1):269, 1994. ISSN 00346748.
- [84] Martin Oehler, V. Ling, K. Melhorn und M. Schilling. A multichannel portable ECG system with capacitive sensors. *Physiological measurement*, 29(7):783–93, Juli 2008. ISSN 0967-3334.
- [85] C. J. De Luca, R. S. Fever und F. B. Stulen. Pasteless electrode for clinical use. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 17(3):387–390, Mai 1979. ISSN 0140-0118.
- [86] Lena Gourmelon und Geert Langereis. Contactless sensors for Surface Electromyography. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 1, Januar 2006.
- [87] Torsten Linz, Lena Gourmelon und Geert Langereis. Contactless EMG sensors embroidered onto textile. In *4th International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN 2007)*, volume 13, 2007. ISBN 978-3-540-70994-7.

- [88] Joachim Taelman, Tine Adriaensen, Caroline van Der Horst, Torsten Linz und Arthur Spaepen. Textile integrated contactless EMG sensing for stress analysis. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 2007, Januar 2007.
- [89] J. Taelman, T. Adriaensen, A. Spaepen, G. R. Langereis, L. Gourmelon und S. Van Huffel. Contactless EMG sensors for continuous monitoring of muscle activity to prevent musculoskeletal disorders. In *Proc. of the first Annual Symposium of the IEEE/EMBS Benelux Chapter*, 2006.
- [90] C. J. Harland, T. D. Clark und R. J. Prance. Remote detection of human electroencephalograms using ultrahigh input impedance electric potential sensors. *Applied Physics Letters*, 81(17):3284, 2002. ISSN 00036951.
- [91] Yu M. Chi und Gert Cauwenberghs. Micropower non-contact EEG electrode with active common-mode noise suppression and input capacitance cancellation. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2009.
- [92] Yu M. Chi, S.R. Deiss und Gert Cauwenberghs. Non-contact Low Power EEG/ECG Electrode for High Density Wearable Biopotential Sensor Networks. *2009 Body Sensor Networks*, Juni 2009.
- [93] Robert Matthews, Neil J McDonald, Paul Hervieux, Peter J Turner und Martin A Steindorf. A wearable physiological sensor suite for unobtrusive monitoring of physiological and cognitive state. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 2007, Januar 2007.
- [94] R. J. Prance, T. D. Clark, H. Prance und A. Clippingdale. Non-contact VLSI imaging using a scanning electric potential microscope. *Measurement Science and Technology*, 9:1229, 1998.
- [95] W. Gebrial, R. J Prance und C. Antrobus. Characterisation and location of faults in composite materials using a novel electric potential sensor. In *CDCM 2006 - Conference on Damage in Composite Materials 2006*, 2006.
- [96] W. Gebrial, R. J. Prance, C. J. Harland, P. B. Stiffell, H. Prance und T. D. Clark. Non-contact imaging of carbon composite structures using electric potential (displacement current) sensors. *Measurement Science and Technology*, 17(6):1470–1476, Juni 2006. ISSN 0957-0233.

- [97] R. J. Prance, S. Beardsmore-Rust, H. Prance, C. J. Harland und P. B. Stiffell. Adaptive electric potential sensors for smart signal acquisition and processing. *Journal of Physics: Conference Series*, 76:012025, Juli 2007. ISSN 1742-6588.
- [98] R. B. Del Re, I. Batkin und W. Young. Schutzrecht US6807438: Electric Field Sensor, 2000.
- [99] M. A. Krupka. Schutzrecht US6686800: Low Noise Electric Field Sensor, 2001.
- [100] M. A. Krupka. Schutzrecht US7088175: Low Noise Electric Field Sensor, 2004.
- [101] K. R. Müller, B. Blankertz, G. Curio und M. Schilling. Schutzrecht DE102004063249: Sensorsystem und Verfahren zur kapazitiven Messung von Signalen biologischen Ursprungs, 2006.
- [102] T.G. Stanaland und G. Chevalier. Schutzrecht US2003036691: Capacitively Coupled Electrode System with variable capacitance for sensing potentials at the surface of tissue, 2002.
- [103] Paul Hervieux, Robert Matthews und Jamison Scott. Schutzrecht DE102005026897: Kleidungsstück mit eingelassenen physiologischen Sensoren, 2005.
- [104] Robert Sliepen und Frank Sattler. Schutzrecht DE102004058781: Arbeitsschutzprodukt mit kontaktlosen Messelektroden, 2006.
- [105] W. Uter und H. J. Schwanitz. Contact dermatitis from propylene glycol in ECG electrode gel. *Contact Dermatitis*, 34(3):230–231, 1996. ISSN 1600-0536.
- [106] M. Avenel-Audran, A. Goossens, E. Zimerson und M. Bruze. Contact dermatitis from electrocardiograph-monitoring electrodes: role of p-tert-butylphenol-formaldehyde resin. *Contact Dermatitis*, 48(2):108–111, 2003. ISSN 1600-0536.
- [107] M. Connolly und D. A. Buckley. Contact dermatitis from propylene glycol in ECG electrodes, complicated by medicament allergy. *Contact Dermatitis*, 50(1):42, 2004. ISSN 1600-0536.

- [108] DIN EN 60601-2-47. Medizinische elektrische Geräte - Teil 2-47: Besondere Festlegungen für die Sicherheit, einschließlich wesentlicher Leistungsmerkmale von ambulanten elektrokardiographischen Systemen.
- [109] B. B. Winter und J. G. Webster. Reduction of interference due to common mode voltage in biopotential amplifiers. *IEEE transactions on bio-medical engineering*, 30(1):58–62, Januar 1983. ISSN 0018-9294.
- [110] Texas Instruments Inc. OPA129 Datasheet - Ultra-Low Bias Current Difet Operational Amplifier, 2007. URL <http://www.ti.com>.
- [111] Analog Devices Inc. AD820 Datasheet - Single-Supply, Rail-to-Rail, Low Power, FET Input Op Amp, 2010. URL <http://www.analog.com>.
- [112] Tyco Electronics Ltd. SMD High Value Resistors Type RH73 Series Datasheet, 2005. URL <http://www.tycoelectronics.com>.
- [113] Huntsmann LLC. Probimer 77 Lötstopplack Datenblatt, 2007. URL <http://www.huntsman.com>.
- [114] Isola GmbH. FR4 ISOLA Duraver-E-Cu Qualität 104i - Datenblatt, 2007. URL <http://www.isola.de>.
- [115] Benjamin Eilebrecht, Antje Schommartz, Marian Walter, Tobias Wartzek, Michael Czaplík und Steffen Leonhardt. A capacitive ECG array with visual patient feedback. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 1, Januar 2010.
- [116] Silvester Fuhrhop, Stefan Lamparth und Stephan Heuer. A textile integrated long-term ECG monitor with capacitively coupled electrodes. In *2009 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*. IEEE, November 2009. ISBN 978-1-4244-4917-0.
- [117] Stephan Heuer, Bhavin Chamadiya, Adnene Gharbi, Christophe Kunze und Manfred Wagner. Unobtrusive In-Vehicle Biosignal Instrumentation for Advanced Driver Assistance and Active Safety. In *IEEE EMBS Conference on Biomedical Engineering & Sciences*, 2010.
- [118] N. V. Thakor und J. G. Webster. Ground-free ECG recording with two electrodes. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, (12):699–704, 1980.

- [119] Texas Instruments Inc. INA128 Datasheet - Precision Low Power Instrumentation Amplifier, 2005. URL <http://www.ti.com>.
- [120] Yong Gyu Lim, Gih Sung Chung und Kwang Suk Park. Capacitive driven-right-leg grounding in Indirect-contact ECG measurement. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, volume 1, Januar 2010.
- [121] Michael Böhm. *Herzinsuffizienz*. Thieme, Stuttgart, 2000. ISBN 9783131171511.
- [122] U. C. Hoppe, M. Böhm, R. Dietz, P. Hanrath, H. K. Kroemer, A. Osterspey, A. A. Schmaltz und E. Erdmann. Leitlinien zur Therapie der chronischen Herzinsuffizienz. *Zeitschrift für Kardiologie*, 94(8):488–509, August 2005. ISSN 0300-5860.
- [123] W. Zimmermann GmbH und Co. KG. Novonic E-Blocker Datenblatt, 2010. URL <http://www.novonic.de>.
- [124] P. Hamilton. Open source ECG analysis. *Computers in Cardiology*, 29: 101–104, 2002.
- [125] Lutz-Dietrich Dr. Müller. Eingenickt am Steuer? Studie zu Schlafverhalten und Schläfrigkeit bei Fernfahrern, 2004. URL http://www.medizin-tuebingen.com/Presse_Aktuell/PressemeldungenJahr+2004/2004_02_26-p-5736.html.
- [126] Deutscher Verkehrssicherheitsrat (DVR). Presseinformation: Sekunden, die über Leben und Tod entscheiden, 2010. URL <http://www.dvr.de/site.aspx?url=html/presse/informationen/foto/1829.htm>.
- [127] E. A. Schmidt, W. E. Kincses, M. Schrauf, S. Haufe, R. Schubert und G. Curio. Assessing Drivers' Vigilance State During Monotonous Driving. In *Proceedings of the Fourth International Driving Symposium on Human Factors in Driver Assessment, Training and Vehicle Design*. Citeseer, 2007.
- [128] J.A. Healey und R.W. Picard. Detecting Stress During Real-World Driving Tasks Using Physiological Sensors. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 6(2):156–166, Juni 2005. ISSN 1524-9050.

- [129] Stefan Hoch, Manfred Schweigert, Frank Althoff und Gerhard Rigoll. The BMW SURF Project: A Contribution to the Research on Cognitive Vehicles. In *2007 IEEE Intelligent Vehicles Symposium*. IEEE, Juni 2007. ISBN 1-4244-1067-3.
- [130] Haet Bit Lee, Jong Min Choi, Jung Soo Kim, Yun Seong Kim, Hyun Jae Baek, Myung Suk Ryu, Ryang Hee Sohn und Kwang Suk Park. Noninvasive biosignal measurement system in a vehicle. In *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Januar 2007.
- [131] Peter Zauner, Sebastian Kibler und Bernhard Wolf. Biopotentialerfassung für Land- und Luftfahrzeugführer zur personalisierten Assistenz. In *Workshop Biosignalverarbeitung 2008 der Universität Potsdam in Zusammenarbeit mit der DGBMT: Innovationen bei der Erfassung und Analyse bioelektrischer und biomagnetischer Signale*, 2008.
- [132] L.T. D'Angelo, J. Parlow, W. Spiessl, S. Hoch und T.C. Lüth. A system for unobtrusive in-car vital parameter acquisition and processing. In *4th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare (PervasiveHealth)*, September 2010.
- [133] Benjamin Eilebrecht, Tobias Wartzek, Jeroen Lem, Rainer Vogt und Steffen Leonhardt. Capacitive Electrocardiogram Measurement System in the Driver Seat. *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift*, 113(3):50–55, 2011.
- [134] Jörg Ottenbacher und Stephan Heuer. Motion Artefacts in Capacitively Coupled ECG Electrodes. In *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7-12, 2009, Munich, Germany*, volume 25/4. Springer, Springer, 2009.
- [135] Olaf Such und Jens Muehlsteff. *The Challenge of Motion Artifact Suppression in Wearable Monitoring Solutions*. IEEE, September 2006. ISBN 0-7803-9786-X.
- [136] Analog Devices Inc. AD7152 Datasheet, 2008. URL <http://www.analog.com>.
- [137] Thomas G. Zimmerman, Joshua Reynolds Smith, Joseph A. Paradiso, David Allport und Neil Gershenfeld. Applying electric field sensing to human-computer interfaces. In *Proceedings of the SIGCHI conference on*

Human factors in computing systems - CHI '95, number May, New York, New York, USA, 1995. ACM Press. ISBN 0201847051.

Eigene Veröffentlichungen

- Stephan Heuer, David Rodriguez Martinez, Silvester Fuhrhop und Joerg Ottenbacher. Motion artefact correction for capacitive ECG measurement. *2009 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*. IEEE, November 2009. ISBN 978-1-4244-4917-0.
- Stephan Heuer, Bruno Rosales Saurer und Silvester Fuhrhop. Ein textilintegriertes EKG-Monitoring-System mit beruehrungslosen, kapazitiven Elektroden. *Ambient Assisted Living 2010; 3. Deutscher Kongress mit Ausstellung*, 2010.
- Stephan Heuer, Bhavin Chamadiya, Adnene Gharbi, Christophe Kunze und Manfred Wagner. Unobtrusive In-Vehicle Biosignal Instrumentation for Advanced Driver Assistance and Active Safety. In *IEEE EMBS Conference on Biomedical Engineering & Sciences*, 2010.
- Stephan Heuer, Sebastian Chiriac, Malte Kirst, Adnene Garbi und Wilhelm Stork. Signal Quality Assessment for Capacitively Coupled ECG Measurement Using Body-Sensor-Impedance. In *Biomedical Engineering Systems and Technologies, 4th International Joint Conference, BIOSTEC 2011*, 2011.
- B. Chamadiya, S. Heuer, U. G. Hofmann und M. Wagner. Towards a capacitively coupled electrocardiography system for car seat integration.

In *4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering*. Springer, Springer, 2008.

- Jörg Ottenbacher und Stephan Heuer. Motion Artefacts in Capacitively Coupled ECG Electrodes. In *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7-12, 2009, Munich, Germany*, volume 25/4. Springer, Springer, 2009.
- Silvester Fuhrhop, Stefan Lamparth und Stephan Heuer. A textile integrated long-term ECG monitor with capacitively coupled electrodes. In *2009 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*. IEEE, November 2009. ISBN 978-1-4244-4917-0.
- B. R. Saurer, M. Mueller-Gorchs, Christophe Kunze, A.A. Bustillo und Stephan Heuer. Benutzerorientierte Entwicklung eines mobilen Softwareassistenten zur Unterstützung der ambulanten Pflege. *Ambient Assisted Living 2010; 3. Deutscher Kongress mit Ausstellung*, 2010.
- A. Gharbi, M. El Khabbaz, Stephan Heuer, Wilhelm Stork und K.D. Müller-Glaser. A Computer Model of Human Thermoregulation Extended with an Active Body Climate Control System. In *BioMed2010: The Seventh IASTED International Conference on Biomedical Engineering*, 2010.
- Adnene Gharbi, M. Breuel, W. Darmoul, S. Haertel, Stephan Heuer, W. Stork und K. D. Müller-Glaser. WBAN Based Prototype for Active Body Climate Control Based on Environmental and Individual Sensor Data. In *Biomedical Engineering Systems and Technologies, 4th International Joint Conference, BIOSTEC 2011*, 2011.
- Silvester Fuhrhop, Stefan Lamparth, Tobias Seemann, Stephan Heuer, Malte Kirst, und Wilhelm Stork. Comparing Dry Electrode Materials for Long-Term ECG Monitoring. In *Biomedical Engineering Systems and Technologies, 4th International Joint Conference, BIOSTEC 2011*, 2011.
- Bhavin Chamadiya, Stephan Heuer, Manfred Wagner und UG Hofmann. Textile Capacitive Electrocardiography for an Automotive Environment. In *Biomedical Engineering Systems and Technologies, 4th International Joint Conference, BIOSTEC 2011*, 2011.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Anatomischer Herzaufbau.	9
2.2	Aktionspotential einer Herzmuskelzelle.	10
2.3	Erregungsleitungsnetzwerk des Herzens (adaptiert nach [4]). . .	11
2.4	Typischer Verlauf eines EKG-Signals mit den Bezeichnungen nach Einthoven.	13
2.5	Ableitungsschema nach Einthoven	15
2.6	Ableitungen nach Goldberger	16
2.7	Präkordiale Ableitungen nach Wilson	17
2.8	Blockdiagramm eines Elektrokardiographen, angepasst nach [10, 11].	19
2.9	Schematisches Frontend eines EKG-Verstärkers	20
2.10	Einteilungsschema verschiedener Elektrodentypen für die Biosignalerfassung	23
2.11	Struktur der Grenzfläche zwischen Metallelektrode und Elektrolyten (nach [3]).	24
2.12	Aufbau einer Einweg-Gel-Elektrode nach [3]	25
2.13	Textile mit Leitfähigkeit auf Silberbasis (links) und textile Trockenelektrode eines Pulsmessers.	27
2.14	Bauteilseite einer aktiven, textilintegrierten Elektrode aus [28]. .	28
3.1	Vereinfachtes Modell des Elektroden-Haut-Übergangs für galvanische oder kapazitive Kopplung nach [31]	30

3.2	Schaltungstopologie einer kapazitiven Elektrode mit Operationsverstärker [33].	31
3.3	Grundlegender schematischer Aufbau einer kapazitiven Elektrode	32
3.4	Bootstrapping zur Erhöhung des Eingangswiderstands	35
3.5	Aktive Schirmung zur Minimierung von parasitären Einflüssen auf die Eingangsimpedanz	37
3.6	Verringerung der Eingangskapazität durch das Prinzip der Neutralisation	38
3.7	Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Modellierung des Rauschverhaltens einer kapazitiven Elektrode	39
3.8	Prinzip der bipolaren EKG-Ableitung mit kapazitiven Elektroden	42
4.1	Vorarbeiten zu kapazitiven EKG-Elektroden aus [11]	53
4.2	EKG-Ableitung mit kapazitiven Elektroden durch T-Shirt (blau) und durch Pullover (grün) aus [11]. Der Offset des grünen Signals wurde für den Plot angepasst.	53
4.3	Ersatzschaltbild der Eingangsstufe einer kapazitiven Elektrode .	54
4.4	Allgemeiner Frequenzgang der Eingangsstufe einer kapazitiven Elektrode nach Betrag und Phase	56
4.5	Kopplung der Elektrode an den Körper mit und ohne Luftspalt .	57
4.6	Modell des Elektrodeneingangs mit Bootstrapping und Neutralisation	62
4.7	Eingangsimpedanz einer kapazitiven Elektrode mit Biaswiderstand im Vergleich zu verschiedenen Koppelkapazitäten.	63
4.8	Einfluss verschiedener Schaltungstechniken auf die Übertragungsfunktion einer kapazitiven Elektrode.	64
4.9	Erhöhung der Eingangsimpedanz der Elektrode durch verschiedene Schaltungstechniken.	68
4.10	Ortskurven zur Stabilitätsanalyse bei Bootstrapping und Neutralisation.	69
4.11	Verlauf von Übertragungsfunktion und Eingangsimpedanz einer Elektrode mit optimierten Parameterwerten.	70
4.12	Schematischer Aufbau der CCE mit Multi-Layer-PCB.	74
4.13	Guarding des hochohmigen Eingangspins des Impedanzwandlers beim OPA129.	75
4.14	Kapazitive Elektrode aus 4-Lagen-PCB	76
4.15	Frequenzgang der Elektrode mit Biaswiderstand.	77
4.16	Frequenzgang der Elektrode mit Bootstrapping.	79

4.17	Frequenzgang der Elektrode mit Neutralisation und Bootstrapping.	80
4.19	Vergleich der Signale von Referenz-EKG (blau) und kapazitivem EKG (grün).	82
4.18	Position der Elektroden bei der Vergleichsmessung.	82
4.20	Signalauschnitte von EKG-Ableitungen direkt auf der Haut (a), durch ein T-Shirt (b) und durch T-Shirt und Pullover (c).	83
5.1	Modell zur Einkopplung elektrischer Felder	87
5.2	Ersatzschaltbild der beiden Elektroden für Gleichtaktspannungen	89
5.3	Aktive Gleichtaktunterdrückung mit Driven Seat beim kapazitiven EKG.	90
5.4	Langzeit-EKG-Monitoring in einem telemedizinischen Szenario (aus [20], ergänzt).	92
5.5	Blockdiagramm des implementierten Systems.	94
5.6	Das textil-integrierte Monitoring-System und die Position der kapazitiven Elektroden im Textil.	95
5.7	Aufbau einer textilen kapazitiven Elektrode.	96
5.8	Umsetzung der textilen kapazitiven Elektrode	97
5.9	Frequenzgang einer textilen kapazitiven Elektrode durch 0,5 mm Baumwollstoff gemessen.	97
5.10	Systemkomponenten des textil-integrierten Monitoring-Systems.	98
5.11	Signalqualität des mobilen kapazitiven EKG-Systems.	100
5.12	Vergleich des kapazitiven EKG-Systems (oben) mit dem galvanischen Referenzsystem (unten).	101
5.13	Schlag-zu-Schlag-Vergleich zwischen Referenz und CCE-Shirt.	102
5.14	EKG-Sequenz ohne und mit galvanischer Referenz.	103
5.15	Mögliche Anordnung von Elektroden und Elektronik beim Autositz.	107
5.16	Aufbau der kapazitiven Elektrode für die Sitzintegration.	109
5.17	Umsetzung der textilen Elektrode mit Impedanzwandlerschaltung.	109
5.18	Sitz mit integrierten textilen Elektroden	110
5.19	Blockschaltbild des kapazitiven EKG-Systems für die Sitzintegration.	111
5.20	Vergleich des ambienten EKG-Systems (rot) mit dem galvanischen Referenz-System (blau).	112
5.21	Durch Bewegungsartefakte gestörtes EKG-Signal.	114
5.22	Signalqualität der EKG-Ableitung während der Fahrt in verschiedenen Fahrsituationen.	116

6.1	Ersatzschaltbild einer kapazitiven Elektrode mit Biaswiderstand.	122
6.2	Mögliche Ursachen für Bewegungsartefakte bei einem ambienten EKG-System.	124
6.3	Simulierte Bewegungsartefakte bei verschiedenen Gleichtaktspannungen U_{cm}	125
6.4	Testaufbau zur Erzeugung von Artefakten (a) und dafür verwendete CCE (b).	126
6.5	Abhängigkeit der Artefaktspannung U_{art} von U_{cm}	127
6.6	Vergleich der gemessenen mit der simulierten Spannung am Elektrodenausgang.	128
6.7	Korrekturprinzip für Bewegungsartefakte durch Abstandsänderung.	131
6.8	Simulation des Verfahrens zur Artefaktkompensation.	132
6.9	Artefaktkompensation im Versuchsstand bei einer realen kapazitiven Elektrode.	133
6.10	Systemfrontend zur simultanen EKG-Ableitung und Überwachung der Koppelkapazitäten.	137
6.11	System zur kontaktlosen EKG-Messung in der Rückenlehne eines Stuhls, erweitert um Elektroden zur kontinuierlichen Erfassung der Koppelkapazitäten.	138
6.12	Beschaltung des AD7152 im differentiellen Modus.	138
6.13	Signalverarbeitungskette zur Berechnung des Qualitätssignals.	140
6.14	Das 32 kHz Referenzsignal weist Pausen alle 7 ms auf, die Gleichtaktstörungen im EKG verursachen.	141
6.15	Ambient abgeleitetes EKG-Signal mit automatisch erkannten Bereichen schlechter Signalqualität.	142

Tabellenverzeichnis

2.1	Werte für Amplituden und Zeitintervalle beim EKG	14
4.1	Benötigte Eingangsimpedanz nach Widerstand R_i und Kapazität C_i einer kapazitiven Elektrode unter verschiedenen Randbedingungen ambienter EKG-Messung	59
4.2	Parameterwerte der Elektrodensimulation für das Modell in Bild 4.6.	62
4.3	Parameterwerte der verwendeten Verstärker.	73
4.4	Abstände und Koppelkapazitäten bei der Elektrodencharakterisierung.	77
4.5	Eigenschaften der entwickelten kapazitiven PCB-Elektrode.	81
5.1	Ergebnisse der QRS-Detektion für das EKG aus dem Fahrversuch.	117
6.1	Ermittelte Elektrodenparameter und verwendete Modellparameter.	127

Symbolverzeichnis

ϕ	Elektrisches Potential
ε_0	Permittivität des Vakuums: $8,854 \times 10^{-12}$ As/Vm
ε_r	Relative Permittivität
A_0	Leerlaufverstärkung
A_{DS}	Verstärkung der Driven Seat Schaltung
A_{el}	Elektrodenfläche
C_b	Bootstrap-Kapazität
C_i	Eingangskapazität eines OPs
C_k	Koppelkapazität zwischen Körper und Elektrode
C_n	Neutralisationskapazität
C_p	Streukapazität zwischen Stromnetz und Patient
C_{bod}	Streukapazität zwischen Patient und Erde
C_{DS}	Kapazität zwischen Patient und Driven-Seat-Elektrode
C_{in}	Eingangskapazität einer kapazitiven Elektrode
C_{iso}	Streukapazität zwischen System und Erde

d	Abstand zwischen Körper und Elektrode
f_g	Grenzfrequenz
I_b	Biasstrom
R_b	Bias- bzw. Bootstrapwiderstand
R_i	Eingangswiderstand eines OPs
R_k	Ohmscher Widerstand zwischen Körper und Elektrode
R_{in}	Eingangswiderstand einer kapazitiven Elektrode
U_a	Ausgangsspannung einer Elektrode
U_d	Differenzspannung am Eingang eines Differenzverstärkers
U_p	220 V Netzspannung
U_{EHS}	Spannung Elektrode-Haut-System
U_{cm}	Gleichtaktspannung, Common-Mode-Spannung
Z_i	Eingangsimpedanz eines OPs
Z_k	Elektrodenimpedanz
Z_{in}	Eingangsimpedanz einer kapazitiven Elektrode

Abkürzungsverzeichnis

- AC** *Alternating Current*, Wechselstrom
- ADC** *Analog-to-Digital-Converter*, Analog-Digital-Wandler
- BSPM** Body Surface Potential Mapping
- CCE** *Capacitively Coupled Electrode*, kapazitiv gekoppelte Elektrode
- CDC** *Capacitance-to-Digital-Conververter*, spezieller Wandlerbaustein
- CHF** *Chronic Heart Failure*, Chronische Herzinsuffizienz
- CMV** *Common Mode Voltage*, Gleichtaktspannung
- CMRR** *Common Mode Rejection Ratio*, Gleichtaktunterdrückungsrate
- DAQ** *Data Acquisition*, Datenerfassung
- DC** *Direct Current*, Gleichstrom
- DS** Driven Seat
- DSP** Digitaler Signalprozessor
- DRL** *Driven Right Leg*, Aktive Bezugspotentialsteuerung
- EEG** Elektroenzephalogramm
- EKG** Elektrokardiogramm

EMG	Elektromyogramm
FAS	Fahrerassistenzsystem
FET	Feldeffekttransistor
GBW	<i>Gain Bandwidth Product</i> , Verstärkungs-Bandbreite-Produkt
HP	Hochpass
HR	Herzrate, Herzfrequenz
HRV	Herzratenvariabilität
IC	<i>Integrated Circuit</i> , Integrierter Schaltkreis
INA	<i>Instrumentation Amplifier</i> , Instrumentenverstärker
OPV	Operationsverstärker
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , gedruckte Schaltung
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> , Signal-Rausch-Verhältnis
TP	Tiefpass

Lebenslauf

Persönliche Angaben

Name	Stephan Heuer
Geburtsdatum	11.03.1979
Geburtsort	Rottweil
Nationalität	deutsch

Ausbildung

10/1999 – 04/2006	Diplomstudium Elektrotechnik und Informatik (Dipl.-Ing.) an der Universität Karlsruhe (TH)
09/1989 – 06/1998	Leibniz Gymnasium Rottweil, Erwerb der allgemeinen Hochschulreife
09/1985 – 07/1989	Grundschule Zimmern ob Rottweil

Beruflicher Werdegang

seit 10/2010	Abteilungsleiter im Bereich Embedded Systems and Sensors Engineering (ESS) am FZI Forschungszentrum Informatik, Karlsruhe
06/2006 – 09/2010	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am FZI Forschungszentrum Informatik, Karlsruhe
02/2005 – 08/2005	Industriepraktikum bei Bosch Rexroth, Bethlehem, PA, USA
04/2004 – 09/2004	Industriepraktikum bei Infineon Technologies, München
07/1998 – 05/1999	Zivildienst in Rottweil

