

Michael Lieschnegg

Charakterisierung von Schallquellen in menschlichen Gelenken

Diplomarbeit



Institut für Biomechanik

Technische Universität Graz

Kronesgasse 5 / I, A - 8010 Graz

Vorstand: Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn.
Holzapfel



Kompetenzzentrum - Das Virtuelle Fahrzeug

Forschungsgesellschaft mbH

Inffeldgasse 21a/2nd floor
A-8010 Graz/Österreich

Betreuer:

Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gerhard Holzapfel
Dr. Bernhard Lechner

Begutachter:

Univ.-Doz. Dipl.-Ing. Dr.techn. Anton Fuchs
Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Gerhard Holzapfel

Graz, (10, 2010)

Danksagung

Diese schriftliche Abfassung meiner Diplomarbeit bietet mir nicht nur die Möglichkeit diese interessante interdisziplinäre Arbeit des vergangenen Jahres zu dokumentieren, sondern eröffnet mir vielmehr die Gelegenheit, mich bei den Menschen zu bedanken, die mich während meines Studiums begleitet und zum Erfolg der Erarbeitung der vorliegenden Arbeit beigetragen haben.

Für die medizinische Unterstützung, die fachlichen Auskünfte und die zur Verfügungstellung des Diplomarbeitsthemas möchte ich mich bei OA Dr. Maximilian Zacherl und Dr. Christian Weger von der Orthopädie am LKH-Graz bedanken. Weiters danke ich Ihnen für die Unterstützung bei der Durchführung der Studie an den Patienten bzw. deren Rekrutierung und Bereitstellung der klinischen Daten.

Außerdem möchte ich mich beim Kompetenzzentrum - Das Virtuelle Fahrzeug Forschungsgesellschaft mbH, das mir die, für die erfolgreiche Abarbeitung der Diplomarbeit benötigten Ressourcen (finanziell und personell) bereitstellte, bedanken. Mein besonderer Dank gilt Univ.-Doz. Dr. Anton Fuchs, der mir die Durchführung der Diplomarbeit am Kompetenzzentrum - Das Virtuelle Fahrzeug Forschungsgesellschaft mbH ermöglichte und Dr. Bernhard Lechner für die Betreuung und kompetente Unterstützung vor Ort.

Seitens der Technischen Universität gilt mein Dank Herrn Univ.-Prof. Dr. Gerhard Holzappel vom Institut für Biomechanik für die Übernahme der Betreuung.

Zuletzt, aber ganz besonders, möchte ich mich bei meinen Eltern Theresia und Josef Lieschnegg für ihre Unterstützung und ihren Beistand in schwierigen Zeiten, sowie bei allen Freunden und Bekannten für ihre moralische Unterstützung bedanken.

Der meiste Dank gilt jedoch meiner Freundin, die mir zu jeder Zeit mit Rat und Tat zur Seite stand!

Zusammenfassung

Kurzfassung: Die Diplomarbeit beschäftigt sich mit dem Thema der Charakterisierung von Schallquellen in menschlichen Gelenken. Im Zuge der Arbeit wurden die Hypothesen, dass ein künstliches Gelenk, dessen optimale Funktion nicht mehr einwandfrei gegeben ist, bei Bewegung spezifische Geräusche verursacht und dass weiters dieses Phänomen als Körperschall auf die Hautoberfläche fortgeleitet wird, wo es somit transkutan und nichtinvasiv mit einer geeigneten Messelektronik erfasst werden kann, überprüft. Im Rahmen der Arbeit wurde daher zur Überprüfung dieser Hypothesen ein geeignetes Messdatenerfassungssystem entwickelt und eine Studie durchgeführt. Aufgrund der Problematik durch Verschleißerscheinungen bei Hüfttotalendoprothesen (HTEP) wurde diese Studie durch, in der Orthopädie des LKH Graz vorstellig gewordenen Patienten mit HTEPs, durchgeführt. Bei der Auswertung und Interpretation der erfassten Messdaten wurden verschiedene mathematische Algorithmen, die die Diagnose einer möglichen Funktionsminderung einer HTEP, oder eines anderen Gelenks bestätigen könnten, getestet. Insgesamt wurden 17 Probanden bzw. 23 HTEP untersucht. Es konnte gezeigt werden, dass sich das Ergebnis aus der Patientenbefragung mit den Ergebnissen aus der transkutanen nichtinvasiven Körperschall-Untersuchung am Probanden deckt. Eine sichere Diagnose ist aber aufgrund der Problematik bei der Messung des Körperschalls (Artefakte durch Bewegung, Messstelle und kabelgebundener Messung) sowie aufgrund der Individualität der Patienten (Körperbau, funktionelle Mobilität) noch nicht möglich. Weiters ist zu erwähnen, dass im Rahmen dieser Arbeit und in Zusammenarbeit mit der Orthopädie am LKH Graz eine Publikation in einer wissenschaftlichen Fachzeitschrift [20] verfasst wurde und eine Patentanmeldung erfolgte.

Schlüsselwörter: Hüfttotalendoprothese, nicht invasives Messverfahren, Charakterisierung von Fehlern, Beschleunigungsmessung, Detektion von Materialabrieb

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	I
Zusammenfassung	II
Abbildungsverzeichnis	V
Tabellenverzeichnis	VIII
1 Einleitung und Aufgabenstellung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Aufbau	2
1.3 Aufgabenstellung	3
2 Medizinische Darstellung der Hüfte	4
2.1 Grundlegende anatomische Begriffsdefinitionen	4
2.2 Anatomie der natürlichen Hüfte	7
2.3 Hüfttotalendoprothese	12
3 Methoden	15
3.1 Messdatenerfassung	15
3.1.1 Sensorprinzip	18
3.1.2 Messpunkte	21
3.1.3 Sensor-Platine	23
3.1.4 Wägezelle	26
3.1.5 Analog/Digital Umsetzer und Vibrationsmotor	27
3.1.6 Stromversorgung	32
3.1.7 Software und Messablauf	33
3.2 Lokalisierung von Schallquellen	37
3.3 Algorithmen	41
3.3.1 Adaptive Filter	41
3.3.1.1 Autoregressives Modell - Yule Walker Gleichungen	43
3.3.1.2 Wiener Filter	48
3.3.1.3 Levinson-Durbin-Rekursion	56
3.3.2 Leistungsdichtespektrum	63

3.3.3	Wavelet	67
3.3.4	Rainflow	70
3.3.5	Schädigungsparameter	72
4	Ergebnisse	75
4.1	Lokalisierung einer Schallquelle im Labor	76
4.2	Bewertung der Algorithmen	86
4.3	Referenzmessung	87
4.4	Ausgewählte Probanden	90
4.4.1	Proband P43-2 - HTEP Rechts	90
4.4.2	Proband P48-2 - HTEP Rechts	95
4.4.3	Proband P57-2 - HTEP Links	98
4.4.4	Proband P45-2 - HTEP Rechts	101
4.4.5	Proband P53-1 - HTEP Links	104
4.5	Statistische Auswertung aller Probanden	109
5	Diskussion	113
	Eidesstattliche Erklärung	IX
	Literaturverzeichnis	X
A	Anhang	XIII
A.1	Harris Hip Score	XIII
A.1.1	A Schmerzen	XIII
A.1.2	B Funktion	XIII
A.1.3	C Fehlstellung	XV
A.1.4	D Beweglichkeit	XV

Abbildungsverzeichnis

2.1	Die Hauptachsen und -ebenen des menschlichen Körpers	5
2.2	Die wichtigsten Richtungsbezeichnungen am Körper	6
2.3	Das Os coxae von lateral und der gesamte Beckenring von ventrolateral.	7
2.4	Der Femur von ventral und dorsal	8
2.5	Die ligamentäre Hüftgelenkssicherung von ventral und dorsal - Passive Stabilisierung	9
2.6	Die muskuläre Hüftgelenkssicherung - Aktive Stabilisierung	11
2.7	Verschiedene Materialkombinationen für Hüfttotalendoprothesen	14
3.1	Blockschaltbild des im Rahmen der Diplomarbeit entwickelten Messdatenerfassungssystems	16
3.2	3D Bild der entwickelten Messdatenerfassungskarte	17
3.3	Grundkonfigurationen von Kondensator-Strukturen in MEMS-Technik.	20
3.4	Mit einer Hafthilfe auf der Operationsnarbe fixierter Beschleunigungssensor.	21
3.5	Standardisierte Messpunkte sowie vorgeschlagene Position der Körperschallquelle	22
3.6	Sensor-Platine ohne zusätzlichen Impedanzwandler als Layout, als realen Aufbau und im Größenvergleich mit einem 1 Cent Stück.	24
3.7	Definition der Messachsen und Anschlußbelegung der Sensor-Platine	24
3.8	Aufbau eines kapazitiven MEMS Beschleunigungssensors von Kistler.	25
3.9	Prinzipschaltbild des Instrumentenverstärkers INA118UB	27
3.10	Frequenzantwort des digitalen Filters im ADC AD7767-2	29
3.11	„Single ended to fully differential“ Signalanpassungsschaltung am ADC Eingang	30
3.12	Konstruktion aus Holz in der zwei HTEP für experimentielle Zwecke (Untersuchung von Abriebgeräuschen und zur Lokalisierung von Körperschallquellen) befestigt sind.	38
3.13	Messung der Ausbreitungsgeschwindigkeit in Holz	40
3.14	Konfiguration des adaptiven Filters.	42
3.15	Stochastisches Modell.	44
3.16	AR process analyser und AR process generator.	45
3.17	Konfiguration des Wiener Filters.	48
3.18	Orthogonalitätsprinzip - Wiener Filter.	52
3.19	Prädiktionsfilter und äquivalentes Transversalfilter.	53

3.20	Schematische Darstellung der Wavelet-Informationszellen für das Mutterwavelet ψ und dem $\psi_{s=\frac{1}{2},\tau}$ in einer Zeit-Frequenz Ebene.	69
3.21	Auf die Stufe wirkende Gewichtskraft und zeitliche Änderung derselben für Proband P43-2	73
4.1	Darstellung des Laufzeitunterschiedes wenn der Körperschall in einem Abstand von 0,25 m und 0,85 m Entfernung vom Entstehungsort des Schallimpulses detektiert wird	77
4.2	Darstellung der von den Sensoren 603A01 und BRUEL4384 detektierten Schallimpulse, oben: gesamtes Signal; unten: Detailausschnitt	80
4.3	Darstellung der von den Sensoren 603A01 und BU23173 detektierten Schallimpulse, oben: gesamtes Signal; unten: Detailausschnitt	83
4.4	Darstellung der gemessenen Beschleunigungen und der Belastungskurve bei einem Probanden ohne HTEP (Referenzmessung) sowie Darstellung eines Detailausschnitts dieser Messsignale.	88
4.5	Darstellung der gemessenen sich zeitlich nur langsam ändernden Beschleunigungen und der Belastungskurve bei der Nullmessung	89
4.6	Darstellung des Leistungsdichtespektrums des Messsignals eines Sensors, wenn dieser keine Erschütterungen oder Bewegungen ausgesetzt ist.	90
4.7	Darstellung der Leistungsdichtespektren der an Proband P43-2 gemessenen Beschleunigungen (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).	92
4.8	Darstellung der an Proband P43-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).	93
4.9	Darstellung des zeitlichen Verlaufs des berechneten Leistungsdichtespektrums der am Messpunkt Tuberositas tibiae des Probanden P43-2 gemessenen Beschleunigung	94
4.10	Darstellung der Leistungsdichtespektren der an Proband P48-2 gemessenen Beschleunigungen (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).	96
4.11	Darstellung der an Proband P48-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).	97
4.12	Darstellung eines Detailplots aus den am Tuberositas tibiae des Probanden P48-2 aufgezeichneten Kniegeräuschen.	98
4.13	Darstellung des Leistungsdichtespektrums der an der Operationsnarbe gemessenen Beschleunigungen des Probanden P57-2 (HTEP als Ersatz des linken Hüftgelenks).	99

4.14	Darstellung der an Proband P57-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des linken Hüftgelenks).	100
4.15	Foto von der während der Revisionsoperation explantierten HTEP	101
4.16	Detailplot eines an der rechten Hüfte (HTEP) von Probandin P45-2 gemessenen Messsignals mit einer oszillierenden Schwingung.	102
4.17	Darstellung der an Proband P45-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).	103
4.18	Darstellung der Laufzeitunterschiede der Messsignale von Probandin P53-1 an der Operationsnarbe der linken und rechten Hüfte.	105
4.19	Darstellung der an Probandin P53-1 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve beim zweiten Versuch (HTEP als Ersatz des rechten und des linken Hüftgelenks).	106
4.20	Darstellung der Leistungsdichtespektren der an Probandin P53-1 gemessenen Beschleunigungen (HTEP als Ersatz des rechten und des linken Hüftgelenks).	108
4.21	Graphische Darstellung der berechneten Schädigungsparameter p von einem Messpunkt in der Nähe der zu untersuchenden HTEP für alle Studienteilnehmer	110
4.22	Graphische Darstellung der berechneten Schädigungsparameter p von einem Messpunkt an der Tibia für alle Studienteilnehmer	112
4.23	Graphische Darstellung der berechneten Schädigungsparameter p von einem Messpunkt in der Nähe der unbelasteten Hüfte für alle Studienteilnehmer	112

Tabellenverzeichnis

3.1	Getestete Sensoren	38
3.2	Auflistung der wichtigsten Parameter der verwendeten Beschleunigungs- und Vibrationssensoren	39
4.1	Gemessene Laufzeit des Körperschalls an zwei unterschiedlich entfernten Messpunkten ausgehend von einer Schallquelle mit dem Sensor 603A01. Auflösung der Laufzeit ist $25 \mu\text{s}$	76
4.2	Lokalisierung einer Schallquelle mit den Sensoren 603A01 und BRUEL4384 anhand des Messaufbaus in Abbildung 3.13 und einer Abtastfrequenz von 50 kHz	79
4.7	Liste mit den an der Studie teilgenommenen Probanden inklusive den Angaben zur implantierten HTEP und mit den Ergebnissen aus der Probanden-Befragung.	111

1. Einleitung und Aufgabenstellung

1.1. Motivation

Die Implantation von Hüfttotalendoprothesen zählt zu einer der häufigsten Operationen in der westlichen Welt. Anfängliche Schwierigkeiten bei der Verankerung der Prothesenteile im Knochen und Materialermüdung bzw. -brüche konnten durch ständige Weiterentwicklung der Implantate [18, 21] einerseits und der Operationstechnik andererseits bis auf einen minimalen Prozentsatz reduziert werden [24]. Damit besteht derzeit der limitierende Faktor (abgesehen von bakteriellen Infekten in 0,5 - 0,8%) im Materialverschleiß der so genannten Gleitpaarungen [11]. Das sind im Falle des Hüftgelenkes der Prothesenkopf und der Pfanneneinsatz. Hier kommt es durch unterschiedliche, teilweise noch nicht in vollem Umfang bekannten Faktoren zu Materialabrieb und in letzter Konsequenz zu Funktionseinbußen bis zum völligen Versagen der Prothese [3, 6]. Einer dieser Mechanismen besteht im Auftreten einer lokalen chronischen Entzündungsreaktion [17, 18], ausgelöst durch Abriebpartikel mit folgender Lockerung des Implantats, welches dann in einer Revisionsoperation ausgetauscht werden muss [12, 25].

Ein Unsicherheitsfaktor in der Langlebigkeit einer Prothese ist die individuelle mechanische Beanspruchung der Prothesenkomponenten im aktiven Patienten. Besonders betroffen von der durch Abrieb verursachten aseptischen Prothesenlockerung sind junge, aktive Patienten [8]. Für die Patienten ist die aseptische Lockerung gleichbedeutend mit Krankheit, Krankenhausaufenthalt und Notwendigkeit einer Operation mit komplettem Austausch der Endoprothese. Sinngemäß ist es aus medizinischer Sicht vorteilhaft, einen solchen Prothesenabrieb und in der Folge die Funktionsverminderung der Prothese früh zu diagnostizieren um durch einen entsprechenden Austausch der betreffenden Prothesenkomponenten eine aseptischen Prothesenlockerung zu verhindern und dem Patienten eine Krankheit bzw. einen längeren Krankenhausaufenthalt zu ersparen.

Zur Feststellung von Abriebphänomenen werden verschiedene Messverfahren unter Zuhilfenahme von konventionellen bildgebenden Verfahren wie Röntgen, Computertomographie (und Magnetresonanztomographie) eingesetzt. All diese Methoden zeigen nur eine begrenzte Auflösung, womit erst in einem weit fortgeschrittenen Stadium der Abnutzung eine sichtbare Veränderung feststellbar ist. Auch eine klinische Manifestation erscheint, wenn überhaupt,

erst sehr spät. Ein weiteres diagnostisches Dilemma birgt eine vorhandene Klinik ohne radiologischen Beweis. So werden bis heute frühe Therapieoptionen und engmaschigere Kontrollen von schnell verschleißenden Totalendoprothesen ohne Beweis der Notwendigkeit einzig aus dem Erfahrungsgrad des Arztes heraus verordnet, was den personellen und finanziellen Aufwand der Behandlung erhöht.

1.2. Aufbau

Dieser Abschnitt gibt einen groben Überblick darüber, wie diese schriftliche Abfassung der Diplomarbeit aufgebaut ist. Das Dokument ist insgesamt in fünf Kapiteln unterteilt.

Im Kapitel Einleitung 1 sind kurz die Problematiken bei HTEP und deren Folgen für den Patienten dargestellt, welche in Folge der Anlass für die Abarbeitung dieser Arbeit waren.

Das Kapitel Medizinische Darstellung der Hüfte 2 gibt einen Überblick über die Anatomie der menschlichen Hüfte sowie über den Aufbau verschiedener Varianten von HTEP und deren Funktionsweise. Unter anderem werden verschiedene Phänomene von Materialverschleißerscheinungen einer implantierten HTEP und die damit einhergehenden Begleiterscheinungen erläutert.

Der Aufbau der entstandenen Elektronik sowie die gewählte Methodik für den Bewegungsablauf des Probanden während der Untersuchung sowie die verwendeten Messstellen sind im Kapitel Methoden 3 enthalten. Zusätzlich beinhaltet dieses Kapitel eine Beschreibung der Software für die Messdatenerfassung und die für die Analyse der Messdaten verwendeten bzw. getesteten mathematischen Algorithmen.

Die Ergebnisse aus den Untersuchungen und eine Bewertung der Algorithmen werden im Kapitel Ergebnisse 4 dargestellt. Aufgrund der umfangreichen Analyse werden in diesem Kapitel nur die Ergebnisse von ausgewählten Probanden im Detail erläutert und das Ergebnis aus der Berechnung eines Schädigungsparameters bzw. jenes aus der Probanden-Befragung für alle Studienteilnehmer dargestellt.

Abschließend wird im Kapitel Diskussion 5 das Ergebnis der Diplomarbeit in den Gesamtzusammenhang gestellt und die Möglichkeit für die praktische Anwendung dieser Ergebnisse diskutiert.

Im Kapitel Anhang ist der bei der Befragung der Studienteilnehmer verwendete Fragebogen enthalten.

1.3. Aufgabenstellung

Das Ziel dieser Diplomarbeit ist es, dass von Gelenken im menschlichen Körper emittierte Geräusch zu detektieren und zu charakterisieren. Auf Basis der Hypothese, dass ein schadhafes Gelenk ein spezifisches Geräusch erzeugt, sollte eine nicht-invasive Methode zur transkutanen Messung dieser Geräusche entwickelt und an Probanden mit HTEP getestet werden.

Zur Erreichung des genannten Ziels umfasste die Aufgabenstellung eine Literaturrecherche zum Aufbau und Funktionsweise des menschlichen Hüftgelenks und dessen künstlichem Ersatz.

Des weiteren sollte gemäß der Aufgabenstellung eine Hardware zur transkutanen Erfassung der genannten Abriebvorgänge und eine Software zur Aufzeichnung und Analyse der Messsignale mit verschiedenen Algorithmen entwickelt werden. Bei der Entwicklung der Hardware und des Messablaufs ist zusätzlich beachten, dass die Bewegungsfreiheit des Probanden während der Untersuchung durch die Methodik nur wenig eingeschränkt wird und dass reproduzierbare Ergebnisse erzielt werden können.

Weiter ist in der Aufgabenstellung die Überprüfung der eingangs im Abschnitt 1.3 erwähnten Hypothese in einer Studie, bestehend aus Probanden mit implantierten HTEP, in Zusammenarbeit mit der Orthopädie am LKH Graz unter der Anleitung von OA Dr. Zacherl enthalten.

2. Medizinische Darstellung der Hüfte

In diesem Kapitel werden eingangs medizinische Fachausdrücke und Begriffsdefinitionen erläutert. Anschließend wird die Anatomie der natürlichen Hüfte und der Aufbau der Hüfttotalendoprothese (HTEP) beschrieben.

2.1. Grundlegende anatomische Begriffsdefinitionen

Der Inhalt in diesem Abschnitt stammt, falls nicht anders zitiert, aus [33, Vgl. 6 ff.].

Da in der Anatomie neben dem Aufbau und der Funktion des menschlichen Körpers auch die Lage einzelner körperlicher Strukturen eine wichtige Bedeutung hat, werden nachfolgend die wichtigsten Fachbegriffe zur Lagebeschreibung und Orientierung am menschlichen Körper erläutert.

In einem dreidimensionalen Koordinatensystem wird der menschliche Körper durch drei orthogonal aufeinander stehenden Achsen aufgespannt. Diese Hauptachsen sind die Longitudinalachse (Längsachse), Horizontalachse (Querachse) und die Sagittalachse. Deren Lage im Koordinatensystem ist jeweils in Abbildung 2.1 dargestellt. Die Sagittalachse verläuft von der Hinter- zur Vorderfläche des Körpers. Ausgehend von diesen Hauptachsen wird der menschliche Körper wiederum in drei Hauptebenen, nämlich die Sagittal-, Frontal- und in die Transversalebene unterteilt. Als Sagittalebene wird jene Ebene bezeichnet, die durch die Longitudinal- und die Sagittalachse gebildet wird. Die Frontalebene wird durch die Longitudinal- und Horizontalachse und die Transversalebene wird durch die Sagittalachse und Horizontalachse gebildet. Jeweils eine dieser Ebenen ist in Abbildung 2.1 eingezeichnet.

An den zuvor definierten Körperachsen lassen sich je zwei einander entgegengesetzte Richtungen festlegen (siehe Abbildung 2.2). Die Angabe der Richtung entlang der Longitudinalachse erfolgt durch die Bezeichnung kranial (kopfwärts) und kaudal (steißwärts) oder alternativ dazu mit superior (oben) und inferior (unten). Entlang der Sagittalachse bzw. der Sagittalebene gibt es die Richtung anterior (vorne) und posterior (hinten). Im Rumpfbereich kann auch Bezeichnung ventral (bauchwärts) und dorsal (rückwärts) verwendet werden. Für die Transversalebene gelten die Richtungsbezeichnungen dexter (rechts) bzw. links (sinister) oder auch lateral (seitwärts) bzw. medial (zur Körpermitte hin). Zusätzliche zu den bereits genannten Möglichkeiten zur Richtungsangabe auf der Longitudinalachse erfolgt die

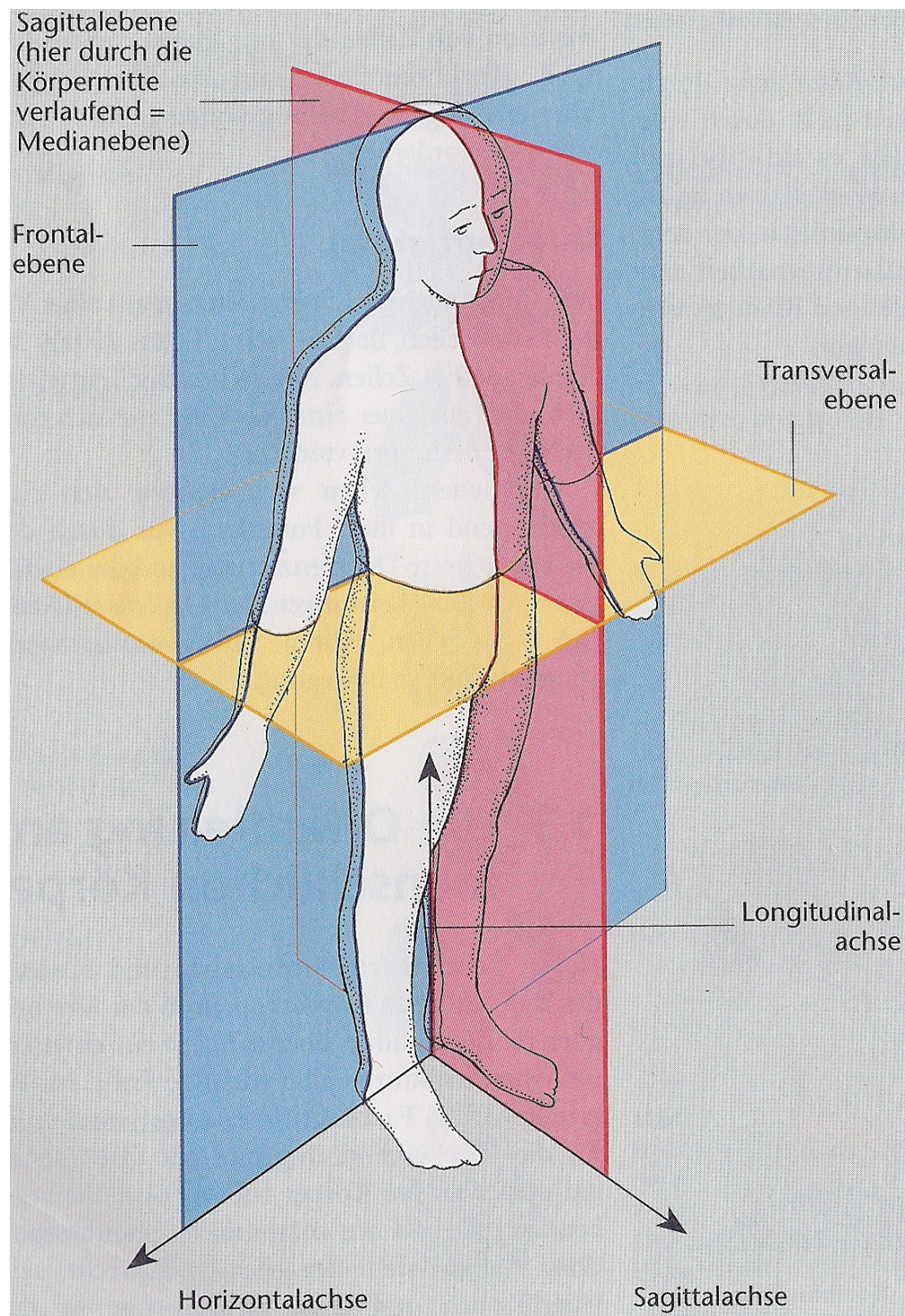


Abbildung 2.1.: Die Hauptachsen und -ebenen des menschlichen Körpers. Übernommen von [33, 6].

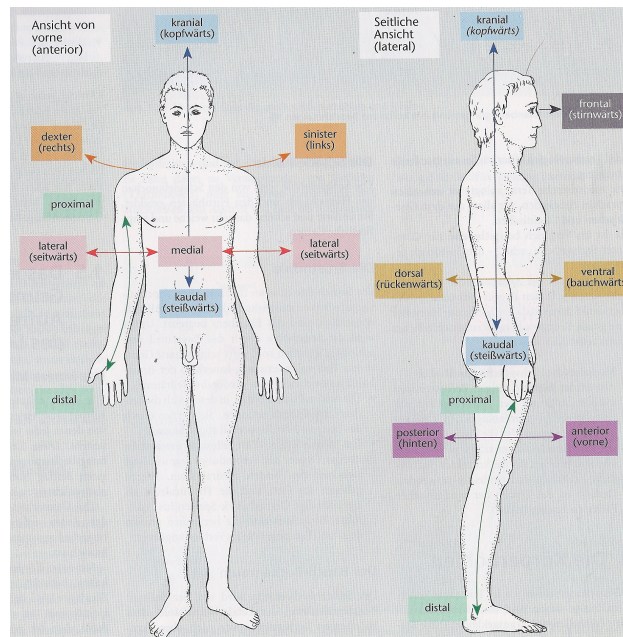


Abbildung 2.2.: Die wichtigsten Richtungsbezeichnungen am Körper. Übernommen von [33, 7].

Angabe der Richtungen auf dieser Achse bei den Extremitäten (Armen und Beinen) mit proximal (zur Körpermitte) bzw. distal (von der Körpermitte entfernt).

Entsprechend den drei Achsen des Raumes erlauben die Gelenke des Körpers verschiedenste Bewegungen. Bezogen auf Gliedmaßen und hier speziell auf die Bewegung des Beins im Hüftgelenk, können verschiedene Bewegungsrichtungen mit den folgenden Fachbegriffen beschrieben werden:

- Flexion: Beugung,
- Extension: Streckung,
- Abduktion: Bewegung vom Körper weg,
- Adduktion: Bewegung zum Körper hin,
- Außenrotation: Verdrehung der Fußspitze nach lateral (Bein gestreckt) und
- Innenrotation: Verdrehung der Fußspitze nach medial (Bein gestreckt).

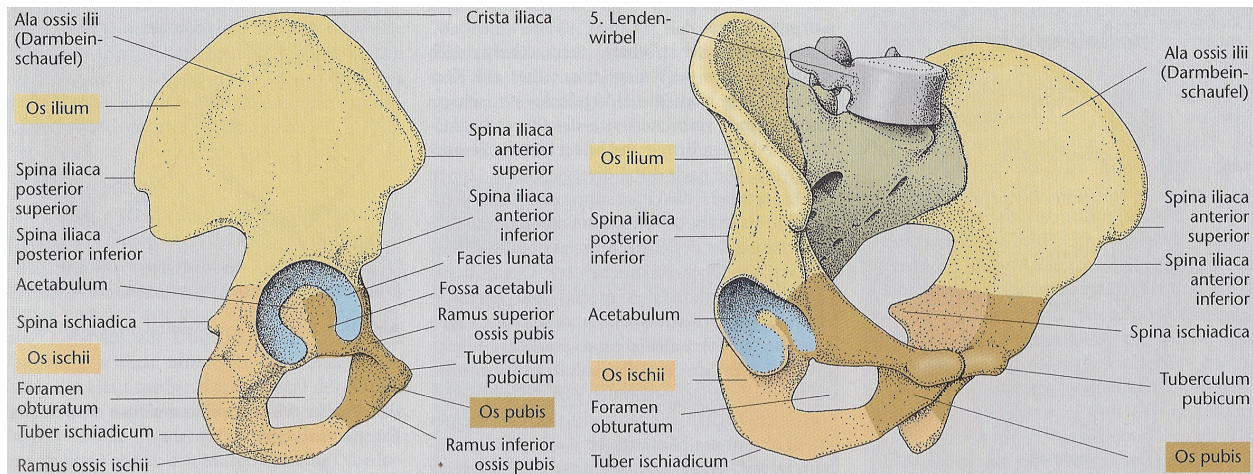


Abbildung 2.3.: Das Os coxae von lateral und der gesamte Beckenring von ventrolateral. Übernommen von [33, 343].

2.2. Anatomie der natürlichen Hüfte

Das Hüftgelenk *Art. coxae* ist ein Kugelgelenk. Dieser Gelenkstyp hat drei Freiheitsgrade und es sind Flexion und Extension, Abduktion und Adduktion sowie Innen- und Außenrotation möglich. Das Hüftgelenk ist eine Sonderform des Kugelgelenks, da die Pfanne über die Aquatorialebene des Gelenkkopfes hinausreicht. Diese Sonderform wird als Nussgelenk (*Enarthrosis*) bezeichnet [33, Vgl. 274 f.].

Das *Art. coxae* wird durch die gelenkige Verbindung zwischen dem Femurkopf *Caput femoris* (siehe Abbildung 2.4) und der Gelenkspfanne *Acetabulum* (siehe Abbildung 2.3) am Becken (*Pelvis*) gebildet. Das Becken wird ebenfalls Beckenring oder Beckengürtel genannt, da dieser aus einer ringförmigen Verbindung von drei Knochen besteht (siehe Abbildung 2.3). Das sind das Kreuzbein *Os sacrum* und die beiden Hüftbeine *Ossa coxae*. Die *Ossa Coxae* bestehen wiederum jeweils aus drei im Laufe der Wachstumsperiode verschmolzenen Knochen. Diese Knochen, das sind das Darmbein *Os ilium*, das Sitzbein *Os ischii* und das Schambein *Os pubis* bilden gemeinsam das eingangs erwähnte *Acetabulum*, welches den Kopf des Oberschenkelknochens (*Femur*) aufnimmt und mit ihm das *Art. coxae* bildet. Um starken Gewichts- und Bewegungsbelastungen standzuhalten ist das Gelenk durch einen festen und straffen Bandapparat gesichert [33, Vgl. 342 f.]. Das *Acetabulum* ist nach lateral, ventral und kaudal gerichtet und dessen Wand besteht aus artikulierenden und nicht artikulierenden Anteilen. Der mit dem *Caput femoris* artikulierende Anteil des *Acetabulum* ist die halbmondförmige knorpelige Gelenkfläche *Facies lunata*. Die *Facies lunata* ist in Abbildung 2.3 bläulich

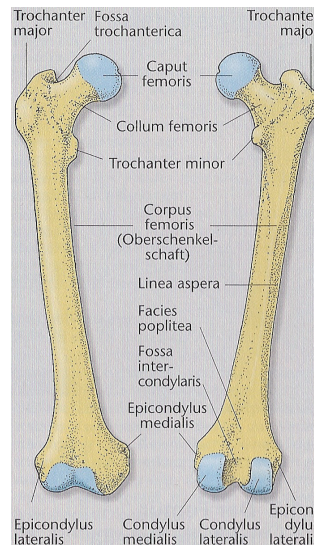
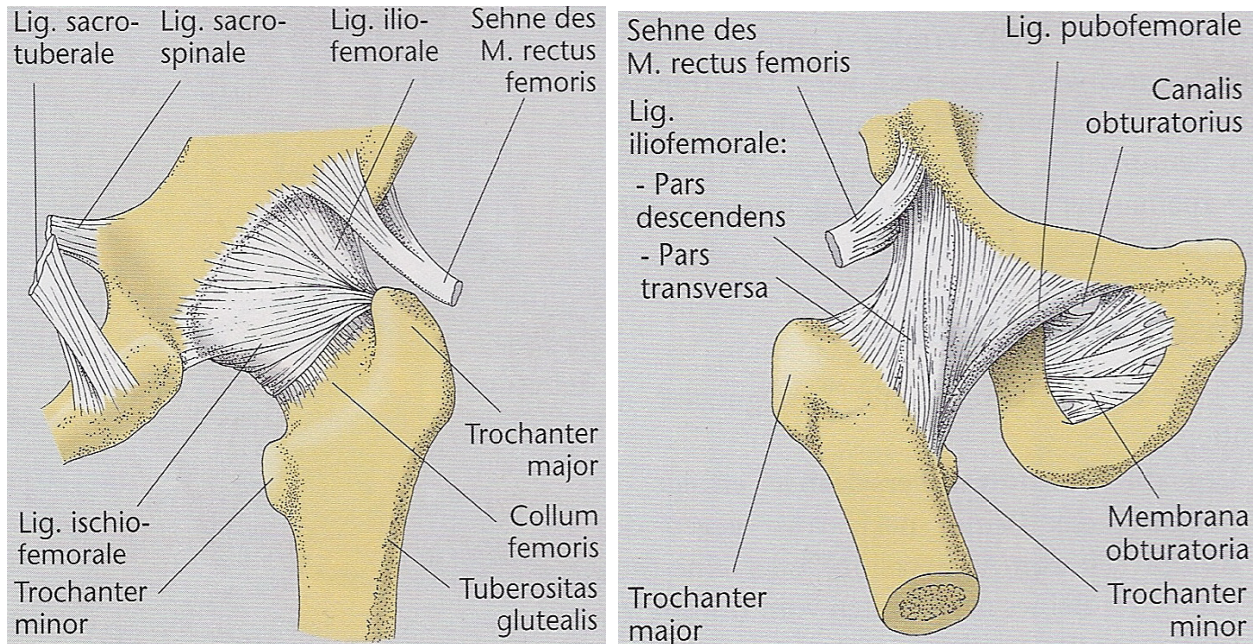


Abbildung 2.4.: Der Femur von ventral und dorsal. Übernommen von [33, 344].

eingefärbt dargestellt. Diese überknorpelte Gelenksfläche wird peripherwärts durch das Labrum acetabuli, einem faserknorpeligen, dreiseitigen Ring vervollständigt. Die Facies lunata ist kranial am breitesten, da an dieser Stelle der Großteil des Körpergewichts vom Becken auf das Caput femories des Femurs übertragen wird. In der Mitte des Acetabulum befindet sich der nicht mit dem Caput femories artikulierende Anteil die Hüftgelenksgrube Fossa acetabuli. Die Fossa acetabuli dient dem Ligamentum capitis femoris als Ansatzstelle und verläuft in eine kleine Vertiefung (Fovea capitis femoris) im Hüftkopf Caput femories. Dieses Band hat keine mechanische Funktion sondern umschließt eine Arterie die den Hüftkopf versorgt. Der Hüftkopf bzw. der Oberschenkelkopf Caput femories ist mit einem hyalinem Knorpel überzogen und ist nach medial, kranial und ventral gerichtet. In der Nullstellung¹ des Hüftgelenks ist der Hüftkopf nicht vollständig durch das Acetabulum bedeckt [28, 33, Vgl. 346, 503]. Bei der Stabilisierung des Hüftgelenks wird zwischen einer passiven und aktiven Stabilität unterschieden. Die passive Stabilität, beispielsweise durch die stabilisierende Funktion der Bänder (Ligamente) unterstützt, ist, neben der von Muskeln gewährleisteten aktiven Stabilität, eine wesentliche Komponente der Gelenksmechanik, da sie einen großen Einfluss auf Haltung und Bewegungen ausübt.

Wie bereits erwähnt, wird die passive Stabilität unter anderem durch Ligamente, wie sie in Abbildung 2.6 dargestellt sind, unterstützt. An der engsten Stelle des Collum femoris, dem Schenkelhals des Femurs in Abbildung 2.4, liegt ein Ringband, die sogenannte Zona orbi-

¹Ausgehend von der Nullstellung, welche durch die Neutral-Null-Methode bestimmt wird, wird das Bewegungsmaß eines Gelenks in sämtliche Richtungen gemessen.



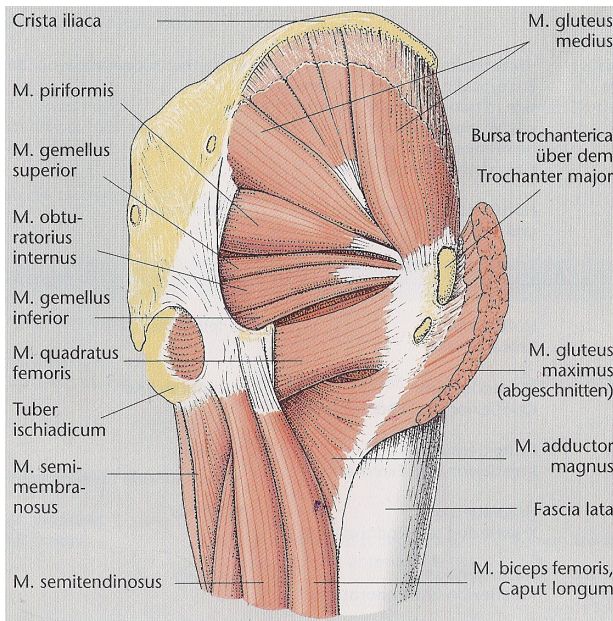
(a) Die ligamentäre Hüftgelenkssicherung von ventral.

(b) Die ligamentäre Hüftgelenkssicherung von dorsal.

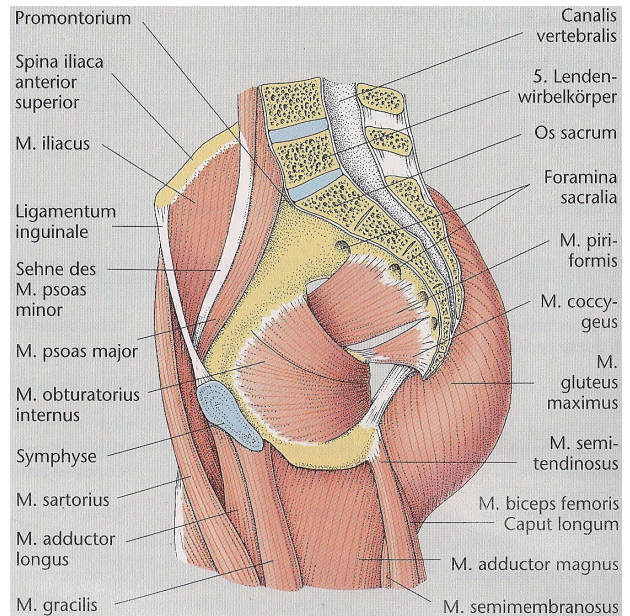
Abbildung 2.5.: Die ligamentäre Hüftgelenkssicherung von ventral und dorsal - Passive Stabilisierung. Übernommen von [33, 348].

cularis. In diesem Ringband oder Kragen strahlen die anderen Kapselbänder ein. Das sind hauptsächlich das Lig. iliofemorale, das Lig. pubofemorale und das Lig. ischiofemorale. Diese drei Bändern entspringen je einem der drei Teilknochen die das Acetabulum bilden und winden sich zum gelenknahen Oberschenkelknochen. Weitere passive stabilisierende Faktoren des Hüftgelenks sind die Kontaktfläche von Kopf und Pfanne, die Schwerkraft, welche den Kopf in die Pfanne komprimiert, und ein Unterdruck im Gelenk, welcher vor allem bei Zugkräften die Luxationsgefahr des Hüftgelenks vermindert. Destabilisierende Faktoren des Hüftgelenks sind der Inklinationswinkel (Collum-Diaphysenwinkel) wenn dieser größer als 125° ist sowie ein Deklinationswinkel (Antetorsionswinkel) von mehr als 12° . Diese Winkelabweichungen in Bezug auf Inklinations- oder Deklination steigern die Luxationsgefahr des Hüftgelenks [33, Vgl. 348]. Während die Stabilisierung des Gelenks ventral überwiegend von Ligamenten gewährleistet wird, erfolgt die Sicherung des Gelenks dorsal vermehrt durch Muskeln. Ein Großteil der Muskeln der Hüftregion ziehen zum Oberschenkel und bewirken Bewegungen des Beines im Hüftgelenk in alle drei Achsen (Frontotransversalachse, Sagittotransversalachse, Longitudinalachse). An jeder einzelnen Bewegung sind mehrere Muskeln involviert. Prinzipiell wird zwischen Hüftgelenkflexoren, Hüftgelenkextensoren, Hüftgelenkabduktoren und Hüft-

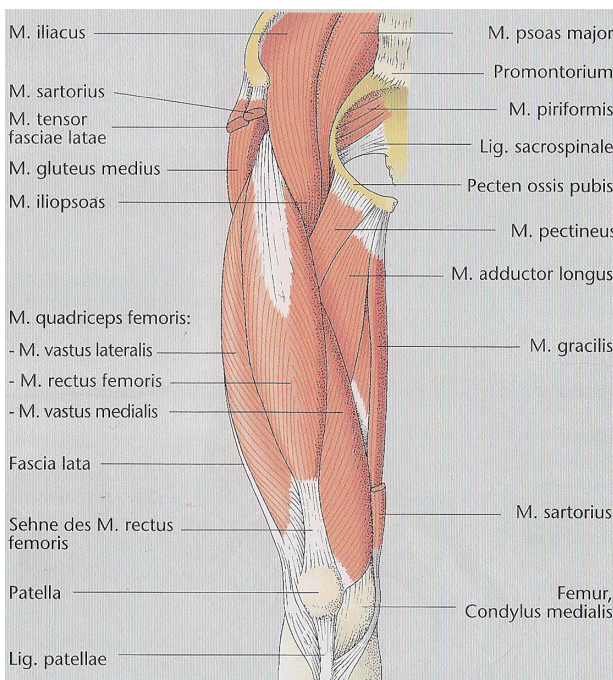
gelenkadduktoren unterschieden. Diese Bewegungen werden durch insgesamt 24 Muskeln ausgeführt. Der wichtigste Beugemuskel des Hüftgelenks ist der M. iliopsoas (Hüftlendenmuskel). Dieser Muskel läuft wie alle anderen Beugemuskel vor dem Hüftgelenk und beugt das Bein gegen den Rumpf. Ein wichtiger Vertreter aus der Gruppe der Hüftgelenkextensoren ist der Strecker M. gluteus maximus (großer Gesäßmuskel). Dieser Muskel ist der kräftigste Strecker des Hüftgelenks, wirkt bei der Hebung des Oberkörpers mit und verhindert, dass der Rumpf beim Stehen nach vorne kippt. Als Spreizer bzw. Abduktoren des Beines im Hüftgelenk verlaufen der M. gluteus medius und minimus (mittlerer und kleiner Gesäßmuskel). Die an der Innenseite des Hüftgelenks angeordneten Adduktoren, ziehen das Bein nach Abspreizung wiederum an den Körper heran. Zu den Adduktoren gehören fünf Muskeln, die vom Os ischii und Os ilium zur Innenseite des Femurs ziehen. Diese sind der M. pectineus, der M. adductor longus, der M. gracilis, der M. adductor brevis und der M. adductor magnus. Die Flexoren und Extensoren sichern die aktive Stabilität des Hüftgelenks in der Sagittalebene. Wenn der Körperschwerpunkt hinter der Transversalachse liegt, werden die Flexoren stabilisierend wirksam andernfalls die Extensoren. Die Abduktoren gewährleisten hingegen die aktive Stabilität des Hüftgelenks in der Frontalebene [33, Vgl. 349-353]. Einige der genannten Muskeln sind in den Grafiken von Abbildung dargestellt.



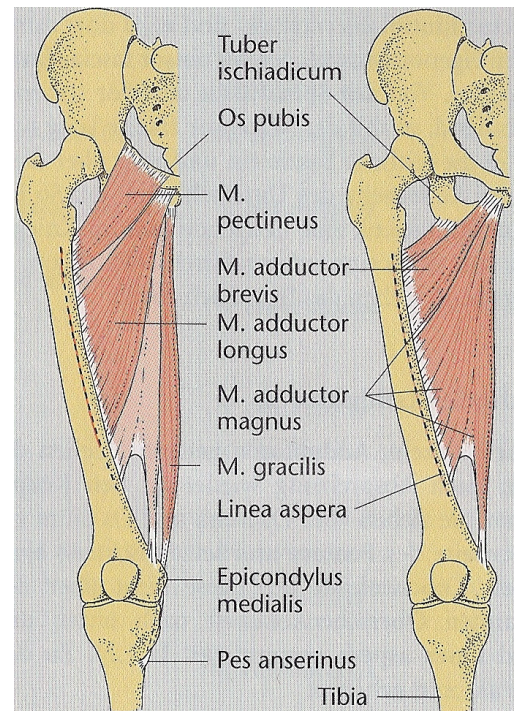
(a) Die äußere Hüftmuskulatur nach Durchtrennung des M. gluteus maximus von dorsal



(b) Muskeln der Hüfte und des Oberschenkels nach Durchtrennung des Beckens und der Lendenwirbelsäule in der Medianebene von medial.



(c) Muskeln des Oberschenkels und der Hüfte nach Abtragung der Fascia lata, des M. tensor fasciae latae und des M. sartorius von ventral



(d) Adduktoren des Oberschenkels; links dies oberflächliche und rechts die tiefere Schicht.

Abbildung 2.6.: Die muskuläre Hüftgelenkssicherung - Aktive Stabilisierung. Übernommen von [33, 352].

2.3. Hüfttotalendoprothese

Die Entwicklung von Hüfttotalendoprothesen begann bereits vor zwei Jahrhunderten und erfuhr die größte Weiterentwicklung im letzten halben Jahrhundert. Anfängliche Versuche Gelenke durch Materialien, wie beispielsweise Elfenbein zu ersetzen, blieben ohne große Erfolge. In der ersten Hälfte des 20. Jahrhunderts wurde entweder der Femurkopf oder das Acetabulum durch eine Prothese ersetzt, beides simultan zu implantieren schien zu diesem Zeitpunkt als zu schwierig. In den 1940er und 1950er Jahren wurde der Femurkopf von den Judet Brüdern mit Arcyl bzw. von Austin Moore durch Kobalt-Chrom Legierungen ersetzt. Die erste brauchbare HTEP wurde in den 1950er Jahren von Oberarzt George Kenneth McKee aus Norwich implantiert. McKee entwickelte HTEPs bei der der Hüftkopf als auch die Hüftpfanne aus Metall waren. Anfänglich arbeitete dieser mit Metall/Metall Gleitpaarungen aus Edelstahl und später mit Gleitpaarungen aus Chrom-Kobalt Legierungen.

Neben dieser Pionierarbeit bei HTEPs mit Metall/Metall Gleitpaarungen wurden durch Sir John Charnley HTEPs mit Metall/Polymer Gleitpaarungen entwickelt. Diese HTEPs weisen eine geringe Reibung auf und haben sich in der letzten Hälfte des 20. Jahrhunderts durchgesetzt. Charnley richtete bei der Entwicklung der Totalendoprothesen sein Augenmerk auf die Reduktion der Reibung um dadurch eine Lockerung der Prothese aufgrund von Reibungskräften zu verhindern. Mit der Verwendung kleinerer Hüftkopf-Durchmesser konnte Charnley die Reibungskräfte an der Schnittstelle zwischen dem künstlichen Femurkopf und künstlicher Pfanne reduzieren und eine Lockerung, von beispielsweise der Pfanne, entgegenwirken. Für die Gelenkspfanne präferierte Charnley zudem ein Material mit niedrigen Reibungseigenschaften wie das Polymer Polytetrafluorethylene (PTFE) und später das Material ultra-high molecular weight polyethylene (UHMWPE). Letzteres hat zwar einen größeren Reibungskoeffizienten als PTFE, jedoch entsteht an diesem Material im Vergleich zu PTFE ein geringerer Abrieb durch den Gelenkskopf aus Metall.

Gegen Ende des 20. Jahrhunderts wurde der Fokus wieder auf die Entwicklung von HTEPs mit Metall/Metall und Keramik/Keramik Gleitpaarungen gelegt und künstliche Gelenksköpfe mit größerem Durchmesser bevorzugt. Die Verwendung größerer Durchmesser und die Möglichkeit zur hoch genauen Fertigung der Prothesenteile ermöglicht es die auf das Gelenk einwirkende Kraft mittels dem zwischen den Gleitpaarungen vorherrschenden dünnen Flüssigkeitsfilm gleichmäßig zu verteilen. Der Materialabrieb und die Reibung kann somit durch die Gelenksschmierung minimiert werden. Aufgrund dieser verbesserten Eigenschaften eignen sich diese Prothesen auch zur Implantation bei jüngeren und aktiveren Patienten. Bei den vorangegangenen Prothesen erfolgte eine Lockerung des künstliche Implantats hauptsächlich durch

eine Osteolyse in Folge eines Polymer Abriebs. Nachteilig an Implantaten mit Gleitpaarungen aus Metall oder Keramik sind im Vergleich zu den Metall/Polymer Gleitpaarungen wesentlich kleinere Abriebpartikeln (im Nanometerbereich) jedoch in weit größerer Anzahl und die Freisetzung von Metall-Ionen. Diesem negativen Aspekt steht, wie bereits erwähnt, eine höhere Lebenserwartung der Prothese gegenüber. Zudem vermindert ein größerer Gelenkskopf die Gefahr einer Luxation und ermöglicht eine größere Bewegungsfreiheit des Hüftgelenks.

Mit dem Beginn des 21. Jahrhunderts kommen somit primär HTEPs mit vier verschiedenen Gleitpaarungen zwischen Gelenkskopf und -pfanne zum Einsatz. Es gibt HTEPs mit Metall/Polymer-, Keramik/Polymer-, Metall/Metall- und Keramik/Keramik- Gleitpaarungen (siehe Abbildung 2.7) [23, Vgl. 431-461].

Die Fixierung der Prothese im Knochen erfolgt mit Knochenzement, zementfrei oder aus einer Kombination der ersten beiden Möglichkeiten. Bei der Zementiertechnik erfolgt eine sofortige, feste Verankerung der Prothese im Knochen, wodurch der Hüftgelenksersatz früh voll belastet werden kann. Bei zementfreien Prothesen ist die Metalloberfläche zum Knochen hin stark vergrößert (mit einer porösen Struktur überzogen) und begünstigt das Anwachsen des Knochens an die Prothese. Gegenüber den zementierten Prothesen hat diese Variante den Vorteil, dass im Falle einer Revisionsoperation keine Zementreste mühselig entfernt werden müssen. Zusätzlich zu der porösen Metalloberfläche kann die Integration der Prothese in den Knochen mit osteokonduktiven Substanzen (z.B. mit Tricalciumphosphat) verbessert werden. Im Gegensatz zur gänzlich zementierten oder zementfreien bzw. Prothesenverankerung wird bei sogenannten Hybrid-Prothesen beispielsweise die Hüftpfannenprothese zementiert und der Schaft zementfrei fixiert [23, Vgl. 464 f.]. Durch die ständige Weiterentwicklung der Implantate und der Operationstechniken konnten anfängliche Schwierigkeiten bei der Verankerung der Prothesenteile im Knochen und Materialermüdung bzw.-brüche minimiert werden. Der limitierende besteht der derzeit, abgesehen von bakteriellen Infekten, im Materialverschleiß der Gleitpaarungen. Diese Materialverschleißerscheinung kann zur Funktionseinbuße bis zum völligen Versagen der Prothese führen sowie das Auftreten einer lokalen chronischen Entzündungsreaktion begünstigen. Letztere führt unter Umständen zur Lockerung des Implantats, welches in einer Revisionsoperation ausgetauscht werden muss. Gegebenenfalls können diese Abriebpartikeln ebenfalls die Entwicklung eines Tumors verursachen [23, Vgl. 349-396].

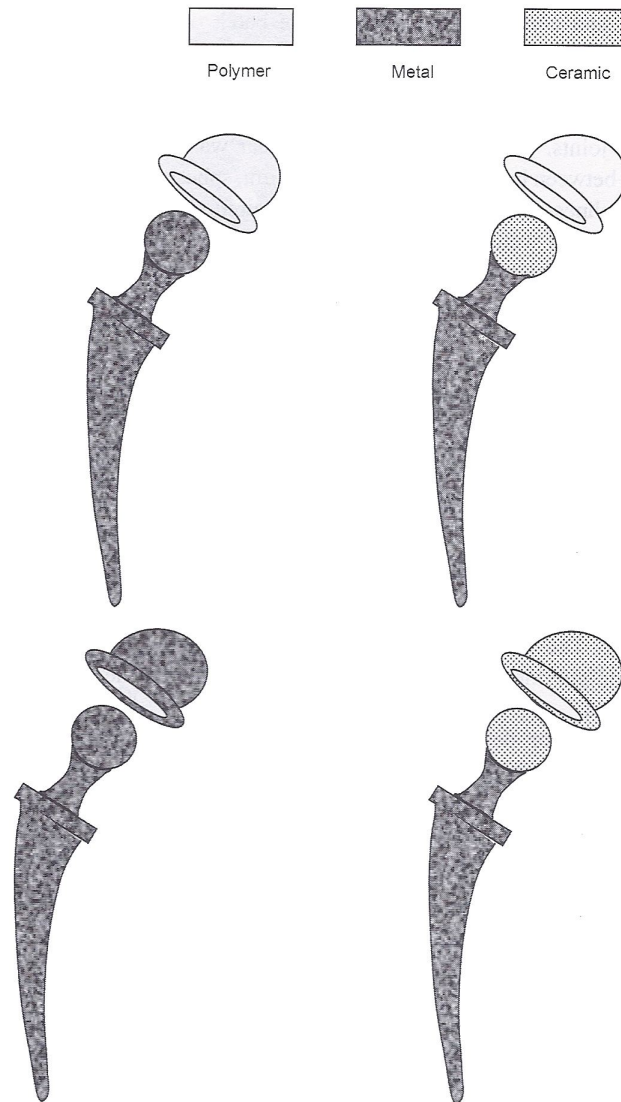


Abbildung 2.7.: Verschiedene Materialkombinationen für Hüfttotalendoprothesen. Die HTEP besteht in ihren grundlegenden Teilen aus einem Gelenksschaft, -kopf und einer -pfanne. Die Hüftpfanne besteht wiederum aus dem Hüftpfannen-Inlay (der mit dem Gelenkkopf artikulierende Teil der Gelenkspfanne) und dem Hüftpfannen-Sockel. Letzterer nimmt das Hüftpfannen-Inlay auf und wird im Knochen verankert. Übernommen von [23, 483].

3. Methoden

Dieses Kapitel beinhaltet eine Beschreibung der verwendeten Geräte, Materialien, Methoden und Vorgehensweisen für die Entwicklung eines Systems zur Erfassung von Abriebphänomenen von Prothesen im Körper.

3.1. Messdatenerfassung

Funktionsprinzip zur Erkennung von Abriebschäden ist die passive Aufnahme von Körperschall durch Beschleunigungssensoren. Sensoren werden am Patienten befestigt (mittels einer Hafthilfe) und bei der Untersuchung werden anschließend die Beschleunigungen in zwei Achsen je Messstelle, während der Proband einen definierten Bewegungsablauf ausführt, für die weitere Signalverarbeitung mit der Software aufgezeichnet. Ziel der Messdatenerfassung ist es, einen standardisierten Bewegungsablauf messtechnisch zu untersuchen um daraus Schadensbild und Schadenslokalisierung von z.B. einer Totalendoprothese ableiten zu können. Die Messdatenerfassung erfolgt in mehreren funktionalen Blöcken. Neben den Sensoren zur Aufnahme der Vibrationsmuster wird über eine Wägezelle das Körpergewicht des Probanden erfasst. Dieser Sensor ist in einem Treppenhocker integriert und misst beim Hinaufsteigen der Treppe die einwirkende Kraft. Die Versorgung der Sensoren erfolgt über mehrere Festspannungsregler samt deren für eine einwandfreie Funktion notwendige Beschaltung. Die Festspannungsregler werden von drei in Serie geschalteten Lithium Polymer Akkumulatoren mit einer nominellen Zellspannung von je 3,7 V gespeist. Sämtliche Messsignale werden über geschirmte Leitungen zur Datenerfassungskarte geführt. Die Ausgangsgrößen der Sensoren passieren zudem vor ihrer weiteren Verarbeitung einen Tiefpassfilter um danach verstärkt zu werden. Ein Vibrationsmotor, bestehend aus einem Gleichstrommotor mit Schwungmasse, kann ebenfalls mit der Messdatenerfassungskarte verbunden werden. Dieser dient als Körperschallquelle für Kalibrierzwecke und wird am Probanden mit einem Klebeband fixiert. Entsprechend der Amplitude des mit den Beschleunigungssensoren gemessenen Referenzsignals vom Vibrationsmotor, werden erstere so platziert, dass die Amplitude je Messkanal ein Maximum erreicht. Ein Blockschaltbild der Hardware ist in Abbildung 3.1 gezeigt.

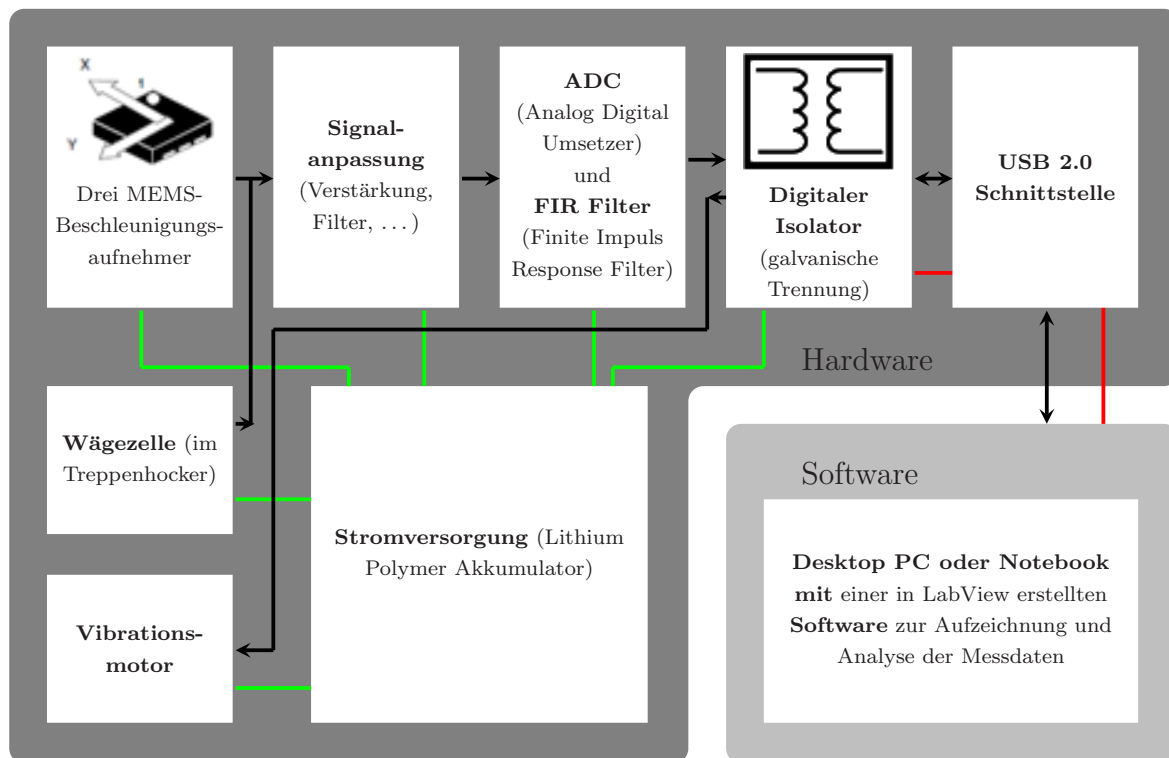


Abbildung 3.1.: Blockschaltbild des im Rahmen der Diplomarbeit entwickelten Messdatenerfassungssystems bestehend aus der Messdatenerfassungskarte und der Anwender-Software. (grün: Vom Lithium-Polymer-Akkumulator gespeiste Versorgungsleitung, rot: vom PC oder Notebook gespeiste Versorgungsleitung)

Die am Probanden zu fixierenden Bewegungssensoren sind zwecks einer galvanischen Trennung komplett in Harz eingegossen, wodurch keine elektrischen leitfähigen, spannungs- oder stromführenden Teile im direkten Kontakt mit dem Körper des Probanden sind. Zudem erfolgte eine zusätzliche galvanische Trennung mit einem digitalen USB Low/Full Speed Isolator IC von Analog Devices, welche auf der Platine der Messdatenerfassungskarte integriert wurde. Unter Einhaltung des PCB Layout Vorschlags im Datenblatt des digitalen USB Isolator ICs garantiert dieser eine sichere galvanische Schutztrennung mit einer Isolationsspannung von bis zu 5 kV (siehe Datenblatt [2]) und ist damit gemäß den strengen Anforderungen des Medizinproduktegesetzes (MPG) hinsichtlich der DIN EN 60601 eine sichere Trennung zwischen Patienten- und Netzkreis. Zusätzlich sind die am Patienten angebrachten Sensoren in einem elektrisch nicht leitendem Harz eingegossen. Die entwickelte Messdatenerfassungskarte verfügt somit über eine galvanisch getrennte USB 2.0 Schnittstelle die mit einem Desktop PC oder Notebook verbunden werden kann. Die elektrische Versorgung des digitalen USB Isolators erfolgt zum einen über die USB Schnittstelle des angeschlossenen Rechners und

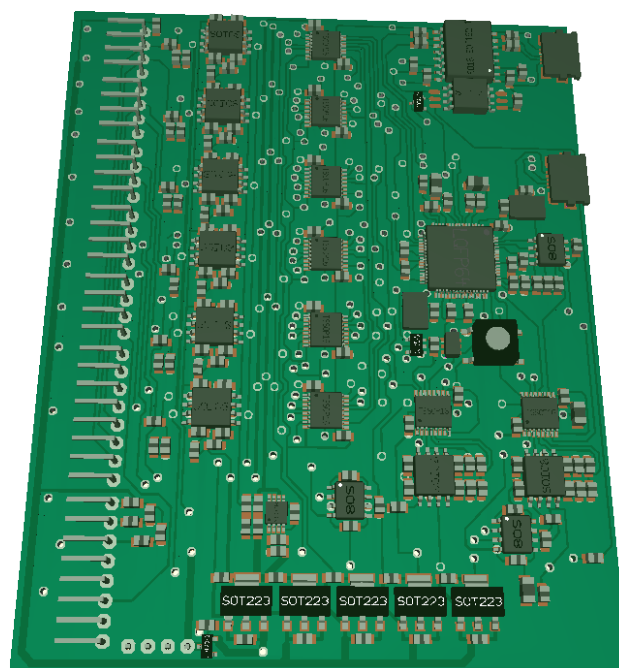


Abbildung 3.2.: 3D Bild der entwickelten Messdatenerfassungskarte

zum anderen auf der davon galvanisch isolierten Seite durch die bereits erwähnten Lithium Polymer Akkumulatoren.

Die Datenerfassungskarte verfügt über insgesamt acht Messkanäle, die über ebenso viele Analog zu Digital Umsetzern digitalisiert werden. Die Digitalisierung erfolgt jeweils mit dem A/D Umsetzer AD7767 von Analog Devices. Die maximale Abtastrate dieses Umsetzers beträgt 32 kHz bei einer Auflösung von 24 Bit. Durch eine externe Beschaltung des AD7767 wurde die maximal umzusetzende Eingangsspannung mit 5 V festgelegt. Die acht A/D Umsetzer arbeiten nach dem Verfahren der sukzessiven Approximation und werden über eine gemeinsame Taktleitung durch einen 1 MHz Quarz angetrieben und synchronisiert. Da der AD7767 nur über Differenzeingänge verfügt, mussten diese vor der Umsetzung der Messsignale angepasst werden (siehe Abschnitt 3.1.5).

Das Messsignal der Wägezelle wurde zudem aufgrund der kleinen Amplitude durch einen Instrumentierungsverstärker mit einem fixen Verstärkungsfaktor (fest verlöteter Widerstand) verstärkt. Auf den Platinen der Beschleunigungssensoren ist zusätzlich zum Tiefpassfilter, den passiven Bauelementen und dem Micro-Electro-Mechanical System (MEMS) ebenfalls ein Impedanzwandler integriert, um das Messsignal auch an Messverstärkern mit niederohmigen Eingängen anschließen zu können.

Mittels USB High Speed Controller FT2232H von FTDI Chip erfolgt der Datentransfer der digitalisierten Messdaten von der Messkarte zum Desktop PC oder Notebook. Von FTDI Chip werden zur Kommunikation mit dem USB High Speed Controller ein Application Programming Interface (API) zur Verfügung gestellt. Die Aufrufkonventionen dieser API können für diverse Programmiersprachen von der Homepage des Herstellers heruntergeladen werden. Unter Zuhilfenahme der Funktionen in der API des USB Controllers ist es möglich die A/D Umsetzer direkt über diesen anzusprechen, zu steuern und letztlich die digitalisierten Messdaten auf den PC zu transferieren.

Der eingangs erwähnte Vibrationsmotor ist über einen Operationsverstärker (OPV) und einen D/A Umsetzer ebenfalls mit dem USB Controller verbunden. Somit lässt sich dessen Drehzahl (maximal 150 Hz) ebenfalls über das Application Programming Interface (API) des USB Controllers einstellen.

Ein weiterer Anschluss auf der Messdatenerfassungskarte, stellt zusätzlich alle verstärkten Messsignale auch als analoges Ausgangssignal zur Verfügung. Zum Zeitpunkt, an dem die Messungen an den Probanden bereits begonnen hatten, war die Entwicklung des Treibers zur Erfassung der Messsignale über die A/D Umsetzer AD7767 noch nicht vollständig abgeschlossen. Aus diesem Grund wurden bei den in der Diplomarbeit an den Probanden durchgeführten Messungen die Messsignale über den zuvor erwähnten Anschluss durch eine Messkarte von National Instruments digitalisiert und eingelesen (siehe Abschnitt 3.1.7). Das Layout der entwickelten Messdatenkarte ist in Abbildung 3.2 gezeigt.

3.1.1. Sensorprinzip

MEMS ist eine gängige Bezeichnung im angloamerikanischen Raum für Systeme mit sehr kleinen Abmessungen. In deutschsprachigen Raum steht die Bezeichnung MEMS für mikroelektromechanische Messsysteme und ist ein Begriff aus der Mikrosystemtechnik. In einem mikroelektromechanischen Messsystem sind Sensoren bzw. Aktoren sowie Elektronik und mechanischen Strukturen auf einem Substrat oder einem Chip integriert. Demnach wird ein solches System in drei Teilsysteme untergliedert.

1. In das mechanische Sensorelement, dem ein mechanisches Messverfahren zugeordnet ist,
2. in den elektromechanischen Signalwandler, der die physikalische Ausgangsgröße des mechanischen Sensorelements in eine elektrisch auswertbare Größe umsetzt, und

3. in die Messschaltung, die diese elektrische Größe auswertet und an einer Schnittstelle als Spannungs- oder Stromsignal zur Verfügung stellt [10, Vgl. 11].

Die Komponenten eines MEMS haben Abmessungen im Mikrometerbereich (typischerweise 1-100 μm). Sind die Abmessungen noch geringer, ändert sich die Bezeichnung in Nano-Electro-Mechanical Systems (NEMS). Bei der Herstellung von MEMS werden Polymere und Metalle verwendet. Ebenfalls zum Einsatz kommt auch aufgrund seiner mechanischen Eigenschaften das Material Silizium (kristallines Silizium hat keine Hysterese bei Verformung) [32].

Die mikromechanischen Sensorelemente sind zumeist Feder-Masse-Systeme. In Abhängigkeit der zu vermessenden physikalischen Größe kommen bei Feder-Masse-Systemen grundsätzlich zwei Messverfahren zum Einsatz. Dies sind das Kraftmessverfahren und das Parametermessverfahren.

Im ersten Fall wirkt eine Kraft, die aus der zu vermessenden physikalischen Messgröße resultiert, auf das Feder-Masse-System und verursacht eine Auslenkung der Masse. Dieser Auslenkungsweg wird vom Signalwandler erfasst und in eine elektrische Größe umgewandelt. Beim Kraftmessverfahren mit piezoresistiven Signalwandlern kann auch der mechanische Dehnungszustand der Feder erfasst und in eine elektrische Größe umgewandelt werden. Anwendungsbereiche für die Kraftmesstechnik sind die Inertialsensorik (z.B. Beschleunigungssensoren), Drucksensoren, Mikrofone und Drehmomentsensoren [10, Vgl. 11,15].

Beim Parametermessverfahren wird das Feder-Masse-System im Sensorelement zu Schwingungen angeregt und in Abhängigkeit der zu erfassenden physikalischen Messgröße ändern sich die mechanischen Systemparameter des Feder-Masse-Systems. Entscheidende Systemparameter für das Verhalten von Feder-Masse-Systemen sind die seismische Masse und die Federsteifigkeit. Beispielsweise beruhen typischerweise die Sensorelemente von Sensoren für die Gasanalytik auf einer Massenänderung, da diese mit einer Substanz beschichtet sind, die ausschließlich nur jene Gasmoleküle temporär binden, deren Konzentration gemessen werden soll [10, Vgl. 17].

In der Mikrosystemtechnik erfolgt bei Beschleunigungssensoren die Positionsdetektion der Masse im Feder-Masse-System meist durch eine kapazitive Signalwandlung. Bei der kapazitiven Signalwandlung wird die Änderung einer Kapazität durch eine elektronische Messschaltung detektiert. Diese Änderung der Kapazität beruht auf der Geometrieänderung einer kapazitiven Struktur. Prinzipiell bestehen diese kapazitiven Strukturen aus zwei Elektroden, einer feststehenden und einer in die Richtung der zu vermessenden physikalischen Größe be-

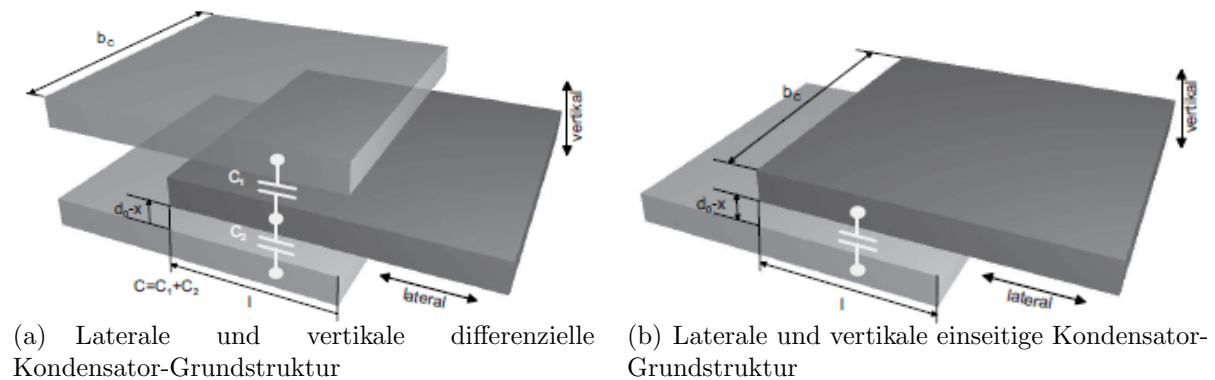


Abbildung 3.3.: Grundkonfigurationen von Kondensator-Strukturen in MEMS-Technik. Übernommen von [10, 21].

weglichen, die durch ein Dielektrikum getrennt sind. Dadurch, dass sich eine Elektrode frei bewegen kann, ergibt diese Struktur einen Kondensator mit einer veränderlichen Kapazität. Abhängig davon, ob sich die bewegliche Kondensatorplatte vertikal oder lateral zur Gegelektrode verschiebt, ist der Kapazitätsverlauf linear oder indirekt proportional zur vermessenden Größe abhängig (siehe Abbildung 3.3). Des weiteren unterscheidet man zwischen differentiellen und einseitigen Elektrodenanordnungen. Werden bei kapazitiven Messungen Verhältnisse von Messwerten gebildet, spricht man hier von ratiometrischen Messprinzipien [10, Vgl. 20,21].

Zur Messung der Kapazitätsänderung existieren verschiedene Messschaltungen. In Oszillatorschaltungen ist die veränderliche Kapazität Teil eines Schwingkreises, welcher in seiner Eigenfrequenz betrieben wird. Die Veränderung der Eigenfrequenz dient dann als Maß für die Kapazitätsänderung. Ein weitere Schaltungsvariante zur Messung der Kapazitätsänderung ist die Verwendung von synchronen Modulatoren, die die Impedanz des Kondensators mit der veränderlichen Kapazität messen. Da die Impedanz bei einer Gleichspannungsquelle eines Kondensators unendlich groß ist, benötigen diese Schaltungstypen stets eine Wechselquelle. Synchroner Modulatoren unterteilen sich in zwei Teilsysteme, das sind die Ausschlagsmessbrücke und der Messverstärker. Die Ausschlagsmessbrücke wird durch eine kapazitive Halbbrücke mit dem Feder-Masse-System gebildet. Als Messverstärker werden oft Ladungsintegratoren oder einfache Impedanzwandler verwendet [10, Vgl. 32-38].

3.1.2. Messpunkte

Aus Gesprächen mit Experten aus dem Bereich Orthopädie ergab die nachfolgende beschriebene Anzahl an standardisierten sinnvollen bzw. aussichtsreichen Messstellen. Je ein Beschleunigungsaufnehmer wird in der Nähe des linken und rechten Hüftgelenks mittels eines Klebebandes oder ähnlichem fixiert (siehe wie in Abbildung 3.4 illustriert). Messpunkte sollen gute Schallkopplung vom Körperschall in Knochen/Gewebe zum Sensor gewährleisten. Als Messpunkte kommen anatomische Punkte im Bereich des Becken- und Oberschenkelknochens (spina iliaca anterior superior, die crista iliaca und der trochanter major) in Frage. Zusätzlich wird auf der Seite des zu untersuchenden Hüftgelenkes ein Beschleunigungsaufnehmer am distalen Ende des Femurs fixiert. Als Messpunkte kommen anatomische Punkte im distalen Bereich des Femurs in Frage (laterale oder mediale epicondyle). In Abbildung 3.5 sind diese standardisierten Messstellen dargestellt.

Für eine zuverlässige Erfassung des Körperschalls müssen die Sensoren an tastbaren Knochenpunkten angebracht sein. Dabei muss auf einen rutschfesten Sitz des Sensors geachtet werden, um Störgeräusche möglichst auszuschließen.



Abbildung 3.4.: Mit einer Hafthilfe auf der Operationsnarbe fixierter Beschleunigungssensor.

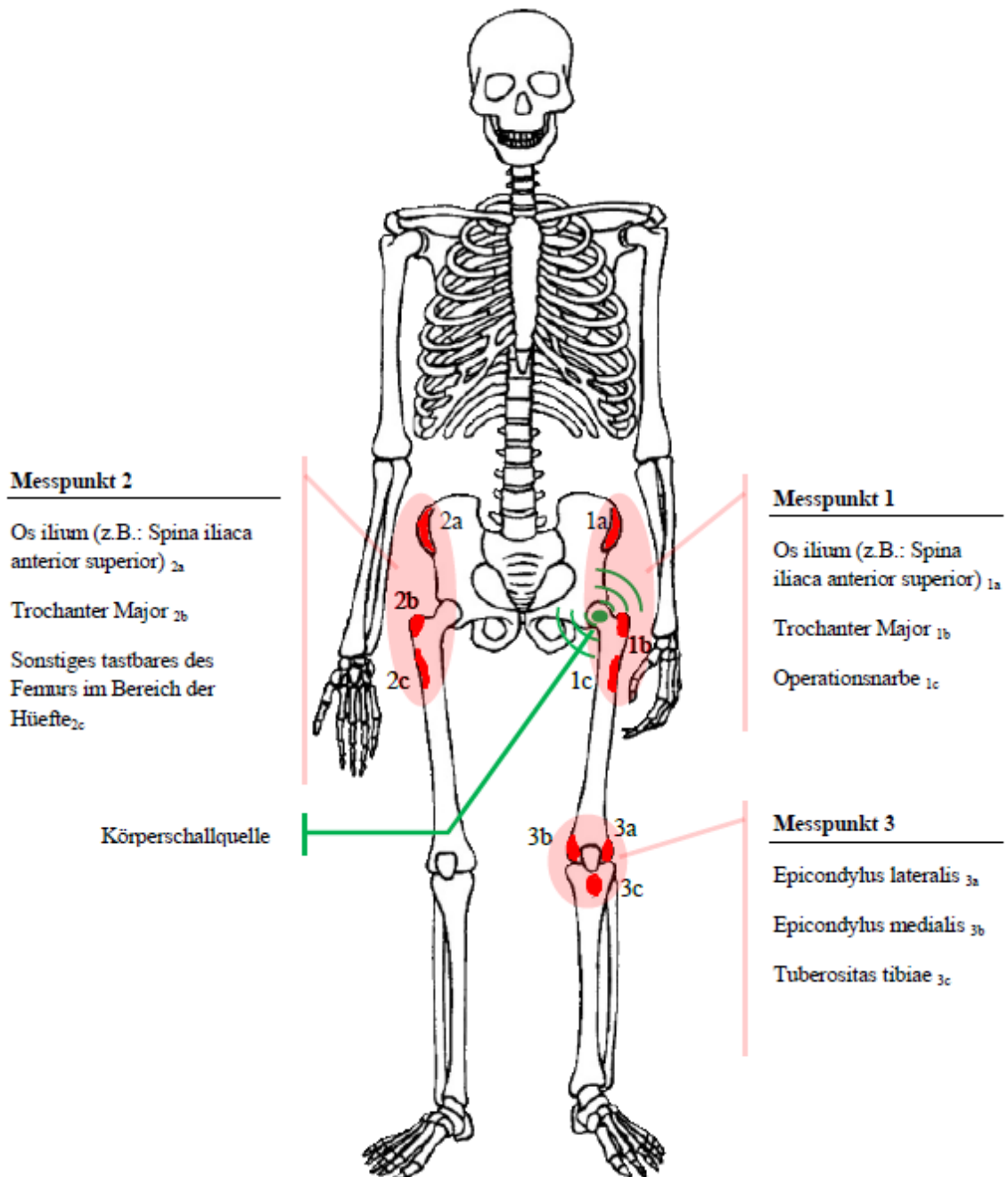


Abbildung 3.5.: Standardisierte Messpunkte sowie vorgeschlagene Position der Körperschallquelle

3.1.3. Sensor-Platine

Die Sensor Platine besteht, wie in Abschnitt 3.1 erwähnt, im wesentlichen aus einem MEMS als Sensorelement, einem Impedanzwandler und einem Tiefpassfilter. Als Sensorelement wurde der Beschleunigungssensor LIS2L02AL von ST-Microelectronics verwendet. Der Sensor LIS2L02AL ist ein analoger Beschleunigungsaufnehmer und hat zwei im rechten Winkel angeordnete sensitive Achsen zur Messung der Beschleunigung. Dieser Sensor arbeitet in einem Messbereich von ± 2 g (g...Erdbeschleunigung) und kann Beschleunigungen von maximal 3.000 g für 0,5 ms ohne Beschädigung standhalten. Die Empfindlichkeit S des Messsignals ist linear von der Versorgungsspannung V_{dd} abhängig und beträgt $S = \frac{V_{dd}}{5} \frac{V}{g}$. Der sogenannte Zero G Level des Sensors beträgt $\frac{V_{dd}}{2}$ und ist somit auch von der Versorgungsspannung abhängig. Der Zero G Level ist jener Messwert, bei dem auf die Sensorachse keine Beschleunigung (0 g) wirkt und beträgt bei 3.3V Versorgungsspannung 1,65 V. Weitere wichtige Kenngrößen des Sensors sind dessen maximale Bandbreite $B=2000$ Hz und das damit in Zusammenhang stehende Beschleunigungsrauschen $A_n = 30 \frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}$. Wird beispielsweise die Bandbreite des Messsignals mit einem Tiefpassfilter auf 100 Hz beschränkt, beträgt die maximale Messauflösung 0,3 mg. Die Sensorbandbreite wird auf der Platine durch einen Tiefpassfilter festgelegt. Da im Gehäuse des Sensors bereits der Widerstand $R_{out} = 110$ k Ω pro Messkanal am Ausgang integriert ist, muss extern das Messsignal nur mehr mit einem Kondensator nach Masse verbunden werden um einen Tiefpassfilter zu bilden. Die Bandbreite wurde mit 2 kHz gewählt und entsprechend der nachfolgenden Definition für die Grenzfrequenz f_g eines Tiefpasses ergibt sich für den externen Kondensator eine Kapazität von 1 nF [26, Vgl.].

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{out} C_{load}}, R_{out} = 110 \text{ k}\Omega$$

Der Sensor ist zur Montage auf einem Printed Circuit Board (PCB) in einem 5 x 5 Millimeter großen Land Grid Array (LGA) Gehäuse untergebracht. Insgesamt sind auf der Sensorplatine sieben Surface Mounted Devices (SMD) Bauelemente untergebracht. Sämtliche Bauelemente und Leitungen befinden sich auf der Oberseite der Platine, sodass die Platine mit der Unterseite auf der Haut des Probanden fixiert werden kann. Es wurden zwei Stützkondensatoren (100 μ F und 100 nF) unmittelbar neben den Versorgungseingängen des LIS2L02AL auf der Platine verlötet sowie zwei Kondensatoren zur Bildung des Tiefpassfilters an den Ausgängen desselben Sensors. Neben den Operationsverstärkern, die als Impedanzwandler verschaltet sind, ist auf der Platine noch eine Buchse verlötet, die über einen passenden Stecker die Platine mit Energie versorgt und die Messsignale nach außen führt.

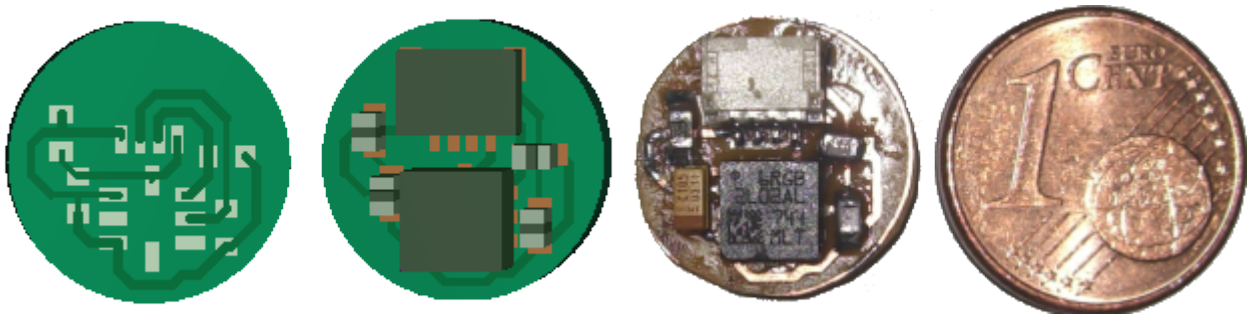


Abbildung 3.6.: Sensor-Platine ohne zusätzlichen Impedanzwandler als Layout, als realen Aufbau und im Größenvergleich mit einem 1 Cent Stück.

Die Sensor-Platine hat den Grundriss eines Kreises mit einem Durchmesser von 15 mm und ist somit kleiner als eine 1 Cent Münze (siehe dazu Abbildung 3.6).

Die Impedanzwandler wurden mit dem IC AD8032 von der Firma Analog Devices aufgebaut. Dieser IC besteht aus zwei Operationsverstärkern, die extern durch eine Verbindung zwischen dem negativen Operationsverstärker Eingang mit dessen Ausgang als Impedanzwandler, der auch als Spannungsfolger bezeichnet wird, arbeiten. Die Operationsverstärker des AD8032 besitzen Rail-to-rail Ein- und Ausgänge (d.h. die Aussteuerbarkeit der Ausgänge der OPV ist bis zum Niveau beider Versorgungsspannungen möglich) und verstärken somit den gesamten Messbereich des Beschleunigungssensors gleichmäßig. Um Platz auf der Sensor-Platine zu sparen, wurde der AD8032 in einem Micro Small-Outline Package (MSOP) Gehäuse mit Seitenlängen von 3 mm mal 4.9 mm verlötet. In Abbildung 3.7 ist die Belegung der Buchse dokumentiert.

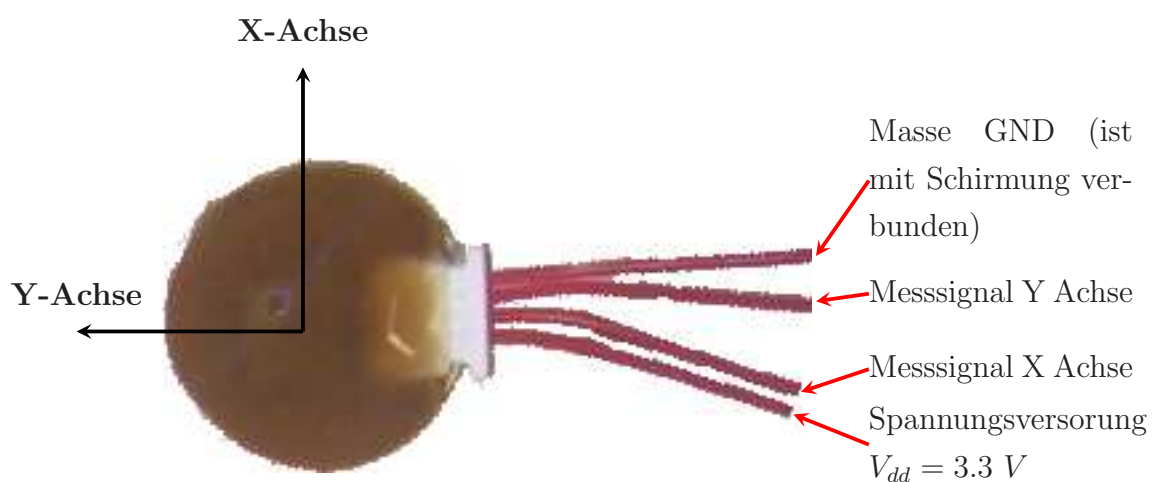


Abbildung 3.7.: Definition der Messachsen und Anschlußbelegung der Sensor-Platine

Aufgrund des Messprinzips dieses Sensors ist es möglich, nicht nur Vibrationsmuster zu detektieren, sondern auch eine statische Beschleunigung (z.B. der auf die Sensorachsen wirkende Anteil der Erdbeschleunigung) zu messen. Das Messprinzip des Sensors beruht auf einer kapazitiven Halbbrücke je Sensorachse, deren mechanischer Aufbau entscheidend für die Funktionsweise des Sensors ist. Grundsätzlich handelt es sich um ein mikromechanisch gefertigtes Feder-Masse-System, das zu einer kapazitiven Halbbrücke verschaltet ist. Das Feder-Masse-System wird bei diesem Sensor von Silizium Strukturen gebildet. Diese sind mit dem Ziel, sich nur in die gewünschte Richtung der zu messenden Beschleunigung frei bewegen zu können, an bestimmten Punkten am Trägersubstrat fixiert. In Ruhe weisen die Kapazitäten der Halbbrücke wenige pF auf, während der Kapazitätsunterschied bei Beschleunigung maximal 100 fF beträgt. Nähere Details zum geometrischen Aufbau des Beschleunigungssensors sind im Datenblatt nicht enthalten. Bei K-Beam-Beschleunigungssensoren von Kistler besteht das Feder-Masse-System beispielsweise aus einer sehr kleinen seismischen Masse, die aus einem einzigen Stück Silizium herausgeätzt wird und sich biegsam befestigt zwischen zwei Elektroden befindet 3.8. Beim Beschleunigen wird sie aus der Ruhelage ausgelenkt und verstimmt eine kapazitive Halbbrücke. Der LIS2L02AL ist werksseitig bezüglich der Empfindlichkeit S und dem Zero-G Level kalibriert. Durch thermischen Stress beim Einlöten, kann sich der Zero-G Level leicht verschieben. Außerdem ist dieser ebenfalls von der Temperatur abhängig.

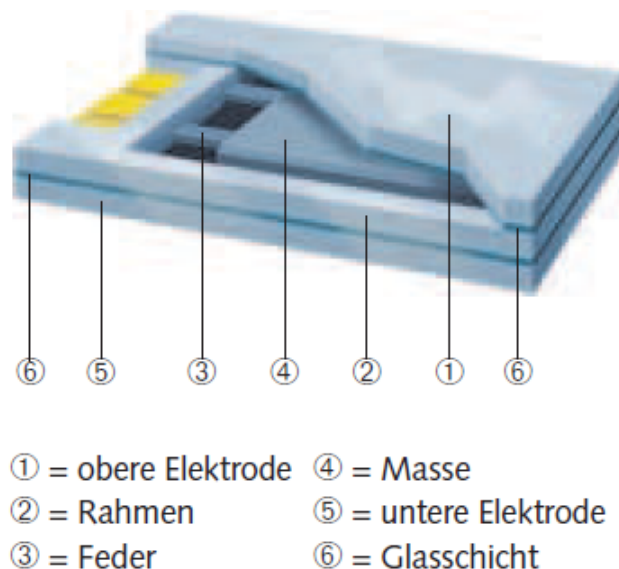


Abbildung 3.8.: Aufbau eines kapazitiven MEMS Beschleunigungssensors von Kistler. Übernommen von [16, 88]

Die kapazitiven Halbbrücken werden beim LIS202AL linear zur Beschleunigung verstimmt.

3.1.4. Wägezelle

Das Gewicht des Probanden und die Last der zu untersuchenden Hüfte beim Treppensteigen wird mit der Wägezelle HLC D1/220 von HBM erfasst. Diese Wägezelle ist an einem Gleichspannungsmessverstärker angeschlossen, eignet sich jedoch auch zum Anschluss an einem Trägerfrequenzmessverstärker und ist für eine Nennlast von 220 kg ausgelegt. Der Nennkennwert (Empfindlichkeit) der Wägezelle beträgt $1,94 \frac{\text{mV}}{\text{V}}$. Die Wägezelle kann in der Sechsheitertechnik als auch in der Vierleitertechnik verbunden werden. Bei ersterer Anschlusstechnik können Einflüsse durch Widerstandsänderung der Verlängerungskabel vernachlässigt werden. Die Wägezelle wurde in der Vierleitertechnik mit dem Instrumentenverstärker INA118UB von Texas Instruments verbunden. Der INA118UB wurde in einem Smal Outline 8 (SO-8) Gehäuse auf die Platine zur Messdatenerfassung aufgelötet. Über eine vierpolige Buchse auf der Platine wird die Wägezelle mit derselben verbunden. Unmittelbar am Anschluß der Buchse befinden sich auf der Platine zwei Tiefpassfilter an den Eingängen des Instrumentierungsverstärkers mit einer Grenzfrequenz von ca. 1600 Hz, bestehend aus einem Widerstand mit $1 \text{ k}\Omega$ und einem Kondensator mit einer Kapazität von 10 nF . Diese Filter schließen höherfrequente Störungen, die gegebenenfalls über das geschirmte Anschlusskabel einwirken, kurz. Wie in Abbildung 3.9 zu erkennen ist, besteht der INA118UB aus drei hochpräzisen Operationsverstärkern, die zu einem Instrumentierungsverstärker verschalten sind. Über den externen Widerstand R_G wird der Verstärkungsfaktor festgelegt. Für R_G wurde ein 500Ω SMD-Widerstand verlötet und dadurch eine Verstärkung von 101 erzielt, da sich der Verstärkungsfaktor durch die Formel $G = \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_G}$ errechnet. Die $50 \text{ k}\Omega$ ergeben sich aus der Summe der beiden Rückkopplungswiderständen der Operationsverstärker am Eingang des Instrumentierungsverstärkers in der Abbildung 3.9. Bei dieser Verstärkung liegt die 3 dB Grenzfrequenz des Verstärkers bei 70 kHz.

Durch die hochohmigen Eingänge des Instrumentenverstärkers (typisch sind $10 \text{ G}\Omega$) wird die Messbrücke der Wägezelle nicht belastet. Die Bias Ströme sind im Datenblatt mit jeweils 1 nA angegeben und waren somit für diese Anwendung vernachlässigbar. Zudem beträgt die Offsetspannung des Instrumentenverstärkers am Ausgang typischerweise nur $\pm 10 \pm \frac{50}{G} \mu\text{V}$. Sie ändert sich nur sehr gering mit der Temperatur und der Speisespannung, womit auf der Platine eine Korrektur der Offsetspannung nicht notwendig war. Die Speisespannung der Messbrücke als auch jene des Instrumentenverstärkers beträgt 5 V . Da der INA118UB auf der Platine nur mit einer sogenannten Single Supply von 5 V versorgt wurde und für eine lineare Verstärkung die Eingänge V_{IN}^- und V_{IN}^+ mindestens $0,98 \text{ V}$ gegenüber Masse haben

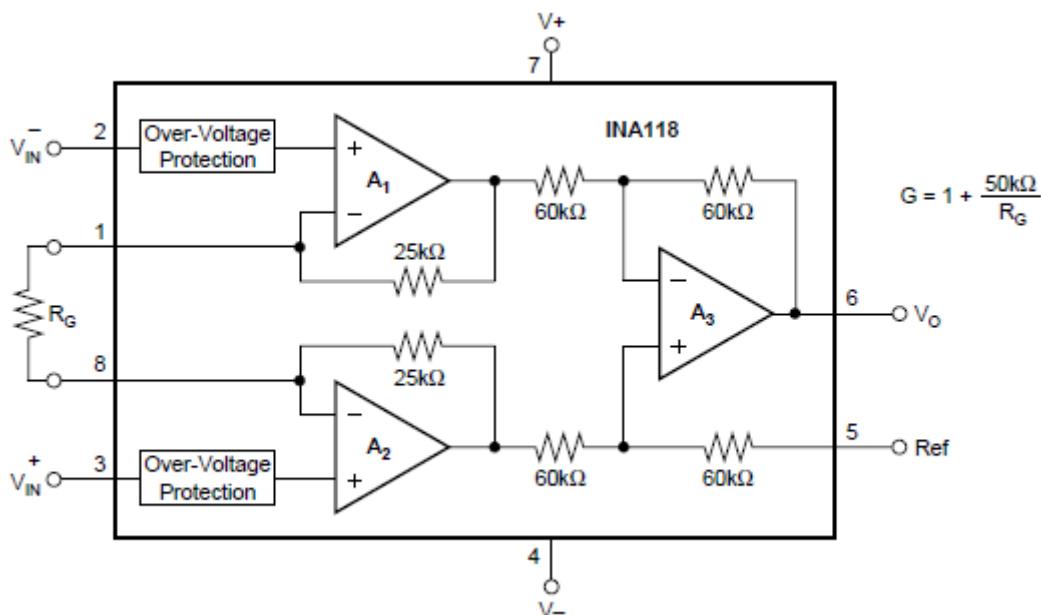


Abbildung 3.9.: Prinzipschaltbild des Instrumentenverstärkers INA18UB. Übernommen von [27, 1]

müssen, wurde auf der Platine ein weiterer Widerstand verlötet, welcher das Ausgangssignal gegenüber der Messbrücke um eben diesen Wert anhebt. Da die Wägezelle bzw. die Messbrücke in Vierleitertechnik angeschlossen wurde, wurde im Anschlusskabel der Wägezelle jeweils die Speiseleitung mit der entsprechenden Fühlerleitung verbunden. Beim Anschluss der Wägezelle in Vierleitertechnik ändern sich deren technischen Daten gegenüber der Sechleitertechnik. Der Temperaturkoeffizient des Kennwertes TK_C und der Nennkennwert C_n (Empfindlichkeit) ändern sich jedoch nur sehr gering, wodurch sich die Variante in Vierleitertechnik für die gegebene Aufgabenstellung empfahl [13, Vgl.]. Um Einkopplungen von Störspannungen zu vermeiden, wurde neben den Tiefpassfiltern auf der Platine für die Messdatenerfassung nur abgeschirmte, kapazitätsarme Messkabel verwendet. Des Weiteren wurde darauf geachtet, dass sämtliche Messkabel keine Streufelder von Trafos, Motoren oder anderen technischen Geräten ausgesetzt waren. Der Kabelschirm wurde über die Anschlussbuchse der Platine mit der analogen Masse derselben verbunden.

3.1.5. Analog/Digital Umsetzer und Vibrationsmotor

Insgesamt wurden auf der Platine zur Messdatenerfassung acht Analog/Digital Umsetzer (ADC) verlötet. Davon entfallen sechs ADCs auf die drei Beschleunigungssensoren LIS202AL,

ein ADC auf die Wägezelle und ein ADC steht zur A/D Umsetzung eines freien Messkanals zur Verfügung. An der Verbindungsbuchse für den freien Messkanal werden zusätzlich alle intern erzeugten Festspannungen nach außen geführt, sodass an dieser Buchse Messaufnehmer mit unterschiedlichen Versorgungsspannungen betrieben werden können. Für alle Messkanäle kam der ADC AD7767-2 von Analog Devices zum Einsatz. Dieser ADC hat eine digitale Auflösung von 24 Bit und arbeitet nach dem Prinzip der Sukzessiven Approximation. Kennzeichnend für dieses Prinzip ist die Annäherung eines Vergleichswertes an den analogen Ausgangswert. Einfache sukzessive Approximation setzt dabei pro Schritt ein binäres Bit um. Dieser ADC kann bis zu einer Abtastrate von 32 kHz eingesetzt werden. Höhere Abtastraten können mit den Bausteinen AD7767 und AD7767-1 erzeugt werden. Die Leistungsaufnahme beträgt bei der maximalen Abtastrate des AD7767-2 nur 8,5 mW, wodurch sich dieses Bauteil besonders für den Einsatz batteriebetriebener Datenerfassungssysteme eignet. Auf der Datenerfassungsplatine wurde ein Oszillator mit einer festen Taktfrequenz von $MCLK=1,024$ MHz verlötet, dessen Takt die ADCs antreibt. Bei dieser genannten Taktfrequenz erreichen die Umsetzer ihre maximale Abtastrate von 32 kHz. Der AD7767-2 arbeitet intern mit einer höheren Umsetzungsrate, da der digitale Datenstrom im Anschluss noch einen digitalen Filter durchläuft. Dieser digitale Filter besteht intern aus drei kaskadierten Filterstufen. Bei dem verwendeten Umsetzer besteht die Eingangsstufe aus einem SINC-Filter (Ein Filter in Anlehnung an die mathematische Funktion Sinus cardinalis) der Ordnung acht, gefolgt von zwei Finite Impulse Response (FIR)- Filtern zweiter Ordnung. Der Datenstrom gelangt durch die höhere Umsetzungsrate mit der Taktfrequenz MCLK des Oszillators zur Filtereingangsstufe. Das Quantisierungsrauschen verteilt sich demnach auf eine Bandbreite von 0 bis $\frac{MCLK}{2}$ Hz, wodurch sich das Rauschen innerhalb der Signalbandbreite ($0 - \frac{32}{2}$ kHz) verringert. Bei der Nyquistfrequenz, d.h der halben Datenrate am Ausgang des Filters also bei $\frac{32}{2}$ kHz, beträgt die Dämpfung 6 dB, im Sperrbereich 100 dB und im Durchlassbereich des Filters $\pm 0,005$ dB (siehe Abbildung 3.10).

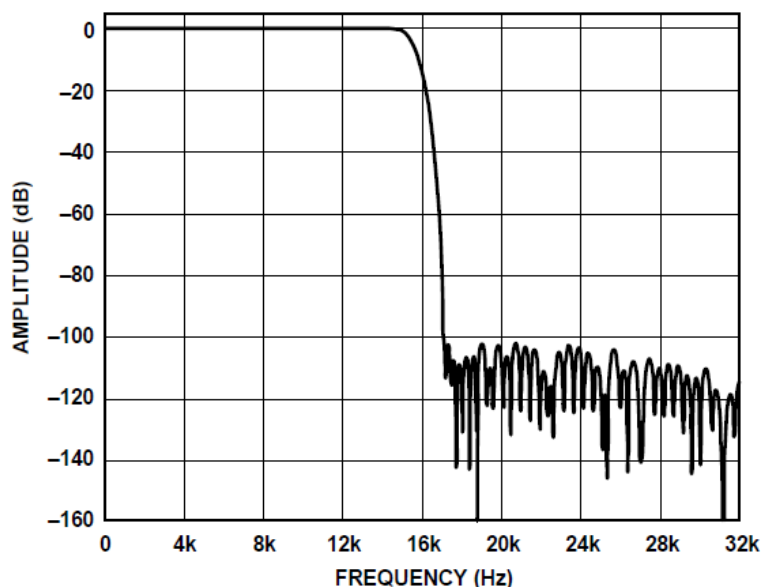


Abbildung 3.10.: Frequenzantwort des digitalen Filters im ADC AD7767-2. Übernommen von [1, 16].

Da dieser ADC sogenannte „fully differential“ Eingänge hat, die Beschleunigungssensoren jedoch „single ended“ Signalausgänge haben und sich somit lediglich gegen Masse beziehen, mussten die Sensorsignale in „fully differential“ Signale umgewandelt werden. Diese Signalanpassung erfolgte pro Messkanal mit zwei Operationsverstärkern und mehreren Widerständen. Diese Signalanpassung wurde wie in Abbildung 3.11 dargestellt implementiert und die Bauelemente entsprechend für einen Eingangsspannungsbereich von ± 5 V berechnet. Der AD7767 wird mit einer Versorgungsspannung von 2,5 V gespeist. Für eine genaue Umsetzung benötigt der Analogteil jedoch eine Referenzspannung von 5 V. Diese Referenzspannung wird mit dem ADR445 erzeugt, da dessen Ausgangsspannung einen nur sehr geringen Rauschanteil von $2,25 \mu\text{V}_{\text{p-p}}$ aufweist und nur geringfügig von der Temperatur (Temperaturkoeffizient $3 \frac{\text{ppm}}{\text{C}}$ abhängig ist). Die Widerstände $R_1=1 \text{ k}\Omega$ und $R_2=2 \text{ k}\Omega$ bestimmen das Verhältnis zwischen Eingangsspannungsbereich und der Referenzspannung des ADCs. $R_3=10 \text{ k}\Omega$ und $R_4=20 \text{ k}\Omega$ bestimmen den Gleichanteil am IN- Eingang des ADCs und $R_5=10 \text{ k}\Omega$ und $R_6=10 \text{ k}\Omega$ jenen am IN+.

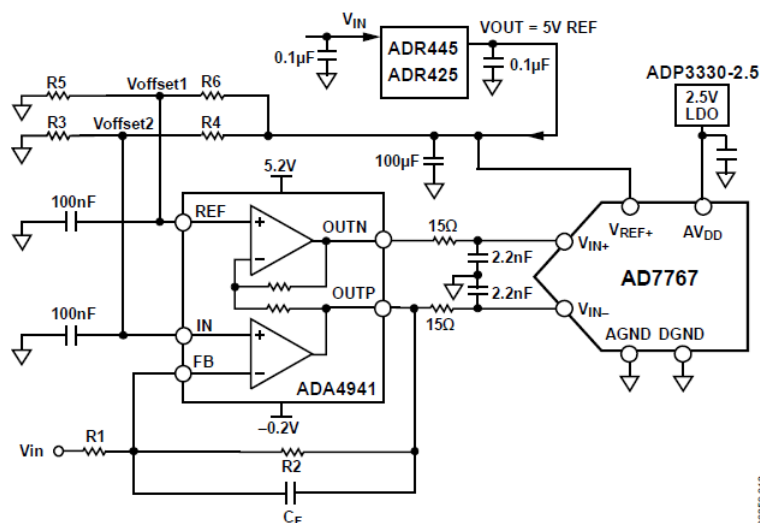


Abbildung 3.11.: „Single ended to fully differential“ Signalanpassungsschaltung am ADC Eingang. Übernommen von [1, 20]

Auf der digitalen Seite verfügt der ADC über ein Serial Peripheral Interface (SPI) und somit über einen synchronen seriellen Datenbus. Die Logik für diesen Datenbus musste über eine separate Versorgungsspannung gespeist werden. Diese Versorgungsspannung ist zwischen 1,7 V und 3,6 V frei wählbar und kann somit an die I/O Levels verschiedener Bausteine angepasst werden. Auf der Datenerfassungskarte wurde die Logik für den Datenbus mit 3,3 V versorgt. Die digitalen Schnittstellen der ADCs wurden im Layout im sogenannten „Daisy Chaining“ Modus betrieben, d.h. die Ausgänge der ADCs wurden im Layout allesamt kaskadiert und somit in Serie geschaltet. Dies hat den Vorteil, dass die Werte der umgesetzten Eingangsspannungen per Software in einem einzigen Datenfluss ausgelesen werden und das mehrmalige Adressieren der einzelnen ADCs damit vermieden wird. Somit erzielt man beim Auslesen eine höhere Datenrate.

Zur Steuerung des Vibrationsmotor wurde der Analog zu Digital Umsetzer (DAC) AD5320 von Analog Devices auf der Platine integriert. Der AD5320 hat eine Auflösung von 12 Bit und wurde mit 5 V Betriebsspannung gespeist. Am Ausgang der DAC-Stufe des AD5320 ist ein Rail-to-Rail Verstärker integriert, wodurch der gesamte Spannungsbereich zwischen 0 V und 5 V ausgegeben werden kann. Da der Vibrationsmotor in Abhängigkeit der gewünschten Drehzahl bis zu 100 mA Strom aufnimmt, wurde als Buffer zwischen dem DAC und der Anschlussbuchse des Vibrationsmotors noch ein Spannungsfolger implementiert. Der DAC verfügt wie die ADCs über einen synchronen seriellen Datenbus. Über diesen Datenbus kann

die Spannung am Ausgang des DAC geregelt und dessen Betriebsmodus verändert werden. Bei 2,5 V Ausgangsspannung erreicht der Vibrationsmotor eine Drehzahl von ca. 200 Hz.

Wie bereits in Abschnitt 3.1 erwähnt, erfolgt das Auslesen der ADCs und die Regelung der Drehzahl des Vibrationsmotors über den High Speed USB Controller FT2232H von FTDI Chip. Dieser USB Controller kann per Software und Hardware Konfiguration für mehrere Betriebsmodi konfiguriert werden. Für die beschriebene Aufgabenstellung wurde der Controller per Software als sogenannte Multi-Protocol Synchronous Serial Engine (MPSSE) konfiguriert. Dieser Modus eignet sich hervorragend dazu, über diverse Befehle die Ausgänge und Eingänge des Controllers mit unterschiedlichen Datenbussen zu verbinden und die für die Kommunikation mit den Bauteilen notwendigen Protokolle zu implementieren. Zur Kommunikation mit den ADCs und dem DAC wurde ein SPI Bus mit dem USB-Controller simuliert. Mit dem USB-Controller konnte eine maximale Taktrate von 33 MHz für den SPI Bus generiert werden. Trotz einer überlegten Leiterbahnführung auf der Platine wurden bei dieser hohen Geschwindigkeit die Signalpegel der einzelnen Kommunikationsleitungen stark verfälscht und eine Kommunikation zwischen dem USB Controller und den peripheren Bauteilen damit nicht möglich. Aus diesem Grund wurde die Taktrate auf 16 MHz reduziert, was letztlich noch ausreichend ist um alle Spannungen rechtzeitig vor der nächsten Umsetzung am PC einzulesen.

Nachfolgend ist als Beispiel der Teil des Treibers Codes abgebildet mit dessen Hilfe die Drehzahl des Vibrationsmotors eingestellt wird. Die Software für den Treiber Code wurde in Visual Basic geschrieben und als Excel Makro implementiert.

```

1 Public Function WriteDAC5320(DACValue As Integer) As Long
2     AD5320Value = DACValue
3     ' set up write command and address
4     'LSB (DAC Value)
5     WriteControlBuffer(1) = &HFF And DACValue
6     'MSB -> XXMM (MM -> Operation Mode) 0000 (MSB DAC Value)
7     WriteControlBuffer(0) = (AD5320Mode * 16) Or Int(DACValue / 256)
8     ' write data
9     WriteDataBuffer(0) = 0
10    'Handle, StartCondition, MSB first, Clock out data bits on positive clock edge,
11    ' , , , do no write an data bits to external device
12    WriteDAC5320 = SPI_WriteHiSpeedDevice(ftHandle, WriteStartConditionAD5320, True, True,
13        NUM_AD5320_CMD_CONTROL_BITS, _
        WriteControlBuffer(0), NUM_AD5320_CMD_CONTROL_BYTES
        , False, NUM_AD5320_CMD_DATA_BITS, _

```

```

14         WriteDataBuffer(0), NUM_AD5320_CMD_DATA_BYTES,
           WaitDataWriteCompleteAD5320,
           HighPinsReadWriteActiveStates)
15     If WriteDAC5320 <> FTC_SUCCESS Then
16         MsgBox FT_Error_Report("", WriteDAC5320), vbOKOnly, "Error"
17     End If
18 End Function
19
20 Public Function StandByAD5320() As Long
21     'Write value 0x02: -> connects the output
22     'of the DAC with an 100 KOhm to GND.
23     AD5320Mode = AD5320_100KTOGNDMode
24     StandByAD5320 = WriteDAC5320(AD5320Value)
25 End Function
26
27 Public Function WakeUpAD5320() As Long
28     'Write value 0x00: -> Normal Operation
29     'DAC value in register will be converted to
30     'an analog value
31     AD5320Mode = AD5320_NormalMode
32     WakeUpAD5320 = WriteDAC5320(AD5320Value)
33 End Function

```

Listing 3.1: Funktionen zur Regelung der Drehzahl des Vibrationsmotors mittels des DACs AD5320 wenn der USB Controller FT2232H zuvor im MPSSE Modus initialisiert wurde

3.1.6. Stromversorgung

Die Stromversorgung aller Sensoren (Beschleunigungssensoren und Wägezelle) als auch des Vibrationsmotors, erfolgte über drei Lithium Polymer Akkumulatoren mit einer nominellen Zellspannung von jeweils 3,7 V. Je nach Ladezustand der Akkumulatoren ergibt sich durch deren Serienschaltung eine Speisespannung von bis zu 12,6 V, da die maximale zulässige Ladespannung für Lithium Polymere Zellen mit 4,2 V festgelegt ist. Da in der Erprobungsphase verschiedene Beschleunigungssensoren getestet wurden, wurden mittels Festspannungsregler verschiedene Versorgungsspannungen für die unterschiedlichen Sensoren auf der Messdatenerfassungsplatine erzeugt. Insgesamt befinden sich auf der Platine vier Festspannungsregler mit der Bezeichnung ADP3338AKCZ von Analog Devices. Diese Festspannungsregler sind auf der Platine kaskadiert und erzeugen die Spannungen 5 V, 3,3 V, 2,5 V, 1,5 V. Jeweils

am Eingang und Ausgang dieser Festspannungsregler befindet sich ein Stützkondensator mit einer Kapazität von $1 \mu\text{F}$. Ist die Messdatenerfassungskarte nicht am Computer angeschlossen, erfolgt eine Deaktivierung der Stromversorgung über die Akkumulatoren, folglich verbraucht die Messdatenerfassungskarte keinen Strom und die Akkumulatoren werden geschont. Ein MOSFET schaltet die Ausgangsspannung der Lithium Polymere Akkumulatoren auf die Festspannungsregler. Beim Anstecken des Computers an die USB-Schnittstelle speist dieser den Optokoppler ACPL-W70L, wodurch an dessen Ausgang der Gate-Anschluss des Transistors aktiviert wird und dieser die Versorgungsspannung der Akkumulatoren für die restlichen Verbraucher auf der Messdatenerfassungskarte freigibt. Durch den Optokoppler wird wiederum die galvanische Trennung zwischen Computer und der Messdatenerfassungskarte garantiert. Die Ausgangsspannungen der Festspannungsregler können über eine Buchse von außen abgegriffen werden und somit zur Versorgung etwaiger anderer Sensoren verwendet werden.

3.1.7. Software und Messablauf

Die Software wurde mit LabView 2009 von National Instruments erstellt und dient zum Einlesen der Messdaten, deren Verarbeitung, als auch deren Visualisierung. Da zum Zeitpunkt, an dem die Probemessungen an den Patienten begannen der Treiber zum Einlesen der Messdaten über die Messdatenerfassungskarte noch nicht fertiggestellt war, erfolgte die Digitalisierung der Sensorsignale und das Einlesen derselben in LabView mit einer SCXI – einem USB gestütztem Datenerfassungs- und Schaltsystem – von National Instruments. Eine SCXI stellt eine komplette, integrierte Plattform mit USB-Anbindung für sämtliche Signalkonditionierungs- und Schaltaufgaben dar. Das verwendete SCXI-System SCXI-1000 verfügt über insgesamt vier Chassis zur Aufnahme unterschiedlicher Signalkonditionierungsmodule. Die Erfassung der Sensorsignale erfolgt über das Signalkonditionierungsmodul SCXI-1520 und dem Anschlussblock SCXI-1314. Dieser Anschlussblock verfügt über Schraubklemmen und ermöglichte ein leichtes Anbringen der Sensorausgangsleitungen von der Messdatenerfassungskarte. Das Signalkonditionierungsmodul SCXI-1520 verfügt über acht analoge Eingänge, die simultan abgetastet werden. Die Messgenauigkeit des Moduls ist vom gewählten Messbereich abhängig und wird zusätzlich von folgenden Faktoren bestimmt:

- Temperaturdrift
- Systemrauschen (beinhaltet Quantisierungsrauschen)

- Offset
- Unsicherheitsfaktor

Da der Offset im gewählten Messbereich konstant und der Temperaturdrift nur sehr klein und bei annähernd gleicher Umgebungstemperatur ebenfalls konstant ist, verursachen diese Faktoren kein Messsignalrauschen. Das Messsignalrauschen wird primär durch die Kenngröße Systemrauschen angegeben und beträgt bei einem Eingangsbereich von ± 5 V laut Datenblatt 5 mV. Diese Rauschamplitude lässt sich durch Mittelung des Signals weiter minimieren. Über das USB-Datenerfassungs-, Steuer- und Regelmodul NI SCXI-1600 wurden die Messsignale aus dem Signalkonditionierungsmodul SCXI-1520 via USB Schnittstelle ausgelesen. Das NI SCXI-1600 wurde ebenfalls in einem freien Chassis des SCXI-1000 untergebracht.

Die Software beinhaltet die Verfahrenspunkte

1. Eingabe der Patientendaten,
2. Initialisierung der Hardware,
3. Steuerung des Bewegungsablaufs,
4. Aufzeichnung und Anzeige der Messdaten,
5. Auswertung der Messdaten,
6. Visualisierung der Messergebnisse,
7. sowie Eingabe und Auswertung des Patienten-Fragebogens.

Der Großteil des implementierten Codes wurde mit LabView 2009 geschrieben, kleine Teile wurden in anderen Programmiersprachen implementiert und von der Labview Anwendung ausgeführt. Teile zur Berechnung der Filterkoeffizienten wurden mittels einer in der Programmiersprache C++ erstellten Dynamic Link Library (DLL) implementiert. Die Berechnungsroutinen in der DLL werden von der mit LabView 2009 erstellten Software aufgerufen. Primär wurde der Levinson Durbin Algorithmus zur Lösung des adaptiven Filterproblems in dieser DLL ausgelagert (siehe Abschnitt 3.3.1.3). Ebenso wurde die bis dahin fertigen Teile des Treibers für die Messdatenerfassungskarte als Visual Basic for Applications (VBA) Makro in Excel ausgelagert (Steuerung des Vibrationsmotors) (siehe Abschnitt 3.1.5). Die zuvor erwähnten Verfahrensschritte werden zum Teil vor, während und auch nach dem eigentlichen

Messvorgang und somit der Aufzeichnung der Sensordaten ausgeführt. Die Abfolge dieser Verarbeitungsschritte war zum Zeitpunkt der Testphase noch nicht starr in der Software verankert, sodass der Anwender die Schritte, wie in der Aufzählung angegeben, abarbeiten muss. In der Phase vor der Messdatenaufzeichnung ist es notwendig die Schritte „Initialisierung“ und „Eingabe der Patientendaten“ auszuführen. Im Schritt Initialisierung wird das Rauschen der Beschleunigungssensoren aufgezeichnet um später deren spektralen Anteile vom Ergebnis des Leistungsdichtespektrums zu subtrahieren. Für diese Aufzeichnung müssen die Sensoren auf einer unbewegten ebenen Fläche fixiert und deren Messsignale anschließend für mehrere Sekunden aufgezeichnet werden. Diese Initialisierung dient zudem auch als Funktionsüberprüfung. Des weiteren erfolgt im Schritt „Initialisierung“ die Platzierung der Sensoren am Patienten mittels des Vibrationsmotors: Mit einem Vibrationsmotor wird ein bekanntes, konstantes Anregemuster an einem standardisierten Anregepunkt am Patienten (siehe Abschnitt 3.1.2) eingebracht. Synchron dazu werden die Messsignale der an standardisierten Messstellen platzierten Sensoren von der Software aufgezeichnet und am Monitor visualisiert. Der Vibrationsmotor wird mittels einer Hafthilfe an gut tastbare Knochenpunkte im Bereich des zu untersuchendem Hüftgelenks angebracht und im Anschluss aktiviert. Entsprechend den Amplituden der Messsignale kann nun die Platzierung der Sensoren so optimiert werden, dass diese ein Maximum erreichen. Alle Beschleunigungssensoren müssen dessen Aktivität deutlich registrieren. Ist dies bei einem oder mehreren Sensoren nicht der Fall müssen die entsprechenden Sensoren mit dem Klebeband besser fixiert oder andere Knochenpunkte als Kontaktstellen gefunden werden. In derselben Phase erfolgt ebenfalls die Eingabe von Patienten- und Prothesen- spezifischer Informationen. Dies sind:

- Alter
- Körpergröße
- Gewicht
- Untersuchungsdatum
- Operationsdatum
- betroffene Hüfte des Patienten
- Gleitpaarungstyp
- Schaftgröße

- Pfannengröße
- Inlaygröße

des Implantats. Die Angaben bezüglich des Implantats werden aus den Operationsberichten oder wenn dort nicht vorhanden aus dem Röntgenbild entnommen. Diese Informationen können über die Software über entsprechende Eingabefelder eingegeben werden und werden separat zu den aufgezeichneten Messdaten aus der Untersuchung in eine Datei gespeichert (NFO-Datei). Die Verfahrensschritte „Steuerung des Bewegungsablaufs“ sowie „Aufzeichnung und Anzeige der Messdaten“ werden simultan während der Messdatenerfassung ausgeführt. Während der Messdatenerfassung werden somit anhand eines zuvor definierten, standardisierten Bewegungsprogramms, welches der Proband absolviert, die Messdaten an den einzelnen Sensoren aufgenommen. Es ist erforderlich, dass die zu untersuchende Hüfte gleichmäßig belastet wird. Dies wird dadurch erreicht, dass der Patient von der Software durch eine Anweisung am Monitor dazu aufgefordert wird, mit dem Bein der implantierten Prothese mehrmals eine Stufe eines Treppenhockers auf und ab steigen. Synchron dazu zeichnet die Software den von der Prothese erzeugten Körperschall sowie indirekt durch die in dem Treppenhocker integrierte Wägezelle die Belastung des Gelenks auf. Die Aufzeichnung erfolgt mit einer Abtastrate von 25 kHz pro Messkanal. Durch den zeitlichen Verlauf der Kraft können durch Bewegungsartefakte erzeugte Körperschallquellen, die nicht gleichzeitig mit der Belastung auftreten, später bei der Analyse mit der Software ausgeschlossen werden. Während der Messdatenaufzeichnung werden die Messsignale kontinuierlich in eine Datei geschrieben und am Monitor ein zeitlicher Verlauf derselben Signale dargestellt.

Nach dem Abschluss der Messdatenaufzeichnung ist es möglich, über einen Software Button die Verarbeitungsschritte „Auswertung der Messdaten“ und „Visualisierung der Messergebnisse“ aufzurufen. Über die grafische Oberfläche der Messdatenerfassungssoftware können die aufgezeichneten Messkanäle durch Anwendung diverser Signalmanipulationsfunktionen analysiert und die Ergebnisse visualisiert werden. Zunächst werden die aufgenommenen Messsignale automatisiert aufbereitet (d.h. typischerweise Offsetabgleich und Normalisierung sowie Filterung) und im Anschluss mit den Signalen aller Messstellen verglichen. Beispielsweise können durch den über die Zeit aufgenommenen Verlauf der Kraft mit der Wägezelle durch Bewegungsartefakte erzeugte Körperschallquellen, die nicht gleichzeitig mit der Belastung auftreten, ausgeschlossen werden. Des Weiteren wird das Leistungsspektrum für jeden Zeitschritt berechnet, was in vorliegender Diplomarbeit zweckmäßigerweise mit Hilfe des Levinson-Durbin Algorithmus über die Autokorrelation erfolgt (siehe Abschnitt 3.3.1.3). Der

Schritt „Visualisierung der Messergebnisse“ beinhaltet die Darstellung des zeitlichen Verlaufs des Leistungsdichtespektrums der Beschleunigungsaufnehmer sowie der Belastungskurve des Bewegungsprogramms.

3.2. Lokalisierung von Schallquellen

Die Ausbreitung von Körperschall erfolgt je nach Material mit unterschiedlicher Geschwindigkeit. Um eine Schallquelle lokalisieren zu können, wurde in mehreren einfachen Experimenten getestet, ob es möglich ist, die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Schallwelle mit Hilfe der entwickelten Messtechnik zu messen. Zudem wurde untersucht, welche Sensoren dafür in Frage kommen (Sensoren mit kleinen Ansprechzeiten und für Messungen auf dem Gewebe Sensoren mit hoher Empfindlichkeit). In einem der ersten Experimente wurde die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Schall in Holz gemessen. Holz hat in Faserrichtung eine ähnlich schnelle Ausbreitung wie menschlicher Knochen und stellt damit hohe Ansprüche an die Geschwindigkeit der verwendeten Messelektronik. Die Schallgeschwindigkeit in Knochen beträgt ca. $4.300 \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Die Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit bzw. die Lokalisierung der Schallquelle erfolgte mit verschiedenen Sensoren. Da die Anschaffung der Sensoren teilweise kostspielig war oder die Sensoren nur einzeln bezogen werden konnten, erfolgte die Messung der Ausbreitungsgeschwindigkeit teilweise mit ein oder mehreren gleichen Sensoren oder durch Kombination verschiedener Sensoren. Wie oben erwähnt, wurden die ersten Experimente mit einem einfachen Holzbrett durchgeführt. Später wurde das Holzbrett durch eine bewegliche Konstruktion (die eine Hüfte nachbildete) aus Kantholz und zwei HTEP ersetzt und wieder versucht, den Ursprung einer Schallquelle mittels drei Sensoren zu detektieren (siehe Abbildung 3.12).



Abbildung 3.12.: Konstruktion aus Holz in der zwei HTEP für experimentielle Zwecke (Untersuchung von Abriebgeräuschen und zur Lokalisierung von Körperschallquellen) befestigt sind.

Nachfolgende Sensoren wurden getestet:

Sensor	Hersteller	Messprinzip
603A01	PCB Piezotronics ^{INC.}	piezoelektrisch
BRUEL4384	Brüel & Kjaer	piezoelektrisch
353B34	PCB Piezotronics ^{INC.}	piezoelektrisch
BU23173	KNOWLES Electronics	piezoelektrisch
MT-3T	NIHON KOHDEN	piezoelektrisch
ADXL202JE	Analog Devices	MEMS (kapazitiv)
LIS2L02AL	STMicroelectronics	MEMS (kapazitiv)

Tabelle 3.1.: Getestete Sensoren

Die wichtigsten technischen Parameter dieser getesteten Sensoren sind in Tabelle 3.2 angeführt.

Sensor	Empfindlichkeit	Messbereich	Bandbreite	Rauschen
603A01	$(\pm 10\%) 100 \frac{\text{mV}}{\text{g}}$	$\pm 50 \text{ g}$	0,5 Hz - 10 kHz	350 μg
BRUEL4384	9.8 $\frac{\text{pC}}{\text{g}}$	6 kg	0,1 Hz - 12,6 kHz	n.a.
353B34	$(\pm 5\%) 100 \frac{\text{mV}}{\text{g}}$	$\mp 50 \text{ g}$	0,35 Hz- 12 kHz	0,5 mg
BU23173	-39 dB (relativ zu 1 $\frac{\text{V}}{\text{g}}$)		1 Hz - 4 kHz	-103 dB
MT-3T	min. 170 $\frac{\text{mV}}{\text{g}}$		10 Hz - n.a.	n.a.
ADXL202JE	167 $\frac{\text{mV}}{\text{g}}$ @ $V_{\text{DD}} = 3,3 \text{ V}$	$\pm 2 \text{ g}$	0 Hz - 6 kHz	200 $\frac{\mu\text{g}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ rms
LIS2L02AL	660 $\frac{\text{mV}}{\text{g}}$ @ $V_{\text{DD}} = 3,3 \text{ V}$	$\pm 2 \text{ g}$	0 Hz - 2 kHz	30 $\frac{\mu\text{g}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ rms

Tabelle 3.2.: Auflistung der wichtigsten Parameter der verwendeten Beschleunigungs- und Vibrationssensoren

Im einfachsten Experiment wurde lediglich die Schalllaufzeit mittels eines Sensors bestimmt. Um dies zu ermöglichen wurde der Sensor zweimal einer möglichst identischen Schallquelle ausgesetzt. Die Platzierung des Sensors erfolgte an zwei von der Schallquelle verschieden weit entfernten Messpunkten. Die gemessene Laufzeit zwischen Abgabe des Schallimpulses und Registrierung desselben durch den Sensor nimmt mit der Entfernung der Messstelle zur Schallquelle zu. Als Schallquelle für eine möglichst starke longitudinale Ausbreitung des Körperschalls diente ein Schlag mit einem Schraubendreher auf die Vorderkante des Holzbrettes. Durch die zweimalige Messung war es möglich, Ansprechzeiten der Elektronik und Laufzeiten durch die Messleitungen zu eliminieren. Das Holzbrett hatte die Maße 95 x 10 x 1,5 cm und die Messpunkte für den Messaufnehmer wurden wie in Abbildung 3.13 dargestellt gewählt. Aus der Laufzeitdifferenz aus den Einzelmessungen und dem Abstand der Messpunkte erhält man die Ausbreitungsgeschwindigkeit $v_{\text{Schall,Holz}} = \frac{0,6}{\Delta t_{\text{Impuls}}}$. Dasselbe Experiment wurde mit zwei Sensoren (nach Verfügbarkeit mit identen Sensoren), jeweils ein Sensor am Messpunkt 1 und ein zweiter am Messpunkt 2, durchgeführt. Im Vergleich mit dem ursprünglichen Experiment war es so möglich die Schallgeschwindigkeit bereits durch Abgabe eines einzelnen Schallimpulses zu bestimmen. Die Schallimpulse wurden in diesem Experiment an genau definierten Stellen (in Abständen von 15 cm) zwischen den Messpunkten abgeben. Durch eine einfache Berechnung und der Annahme der Schallgeschwindigkeit ist es möglich, die Schallquelle in diesem Experiment zu lokalisieren. Die Auswertung der Schallgeschwindigkeit und Lokalisierung der Schallquelle erfolgte mit einem Matlab Skript.

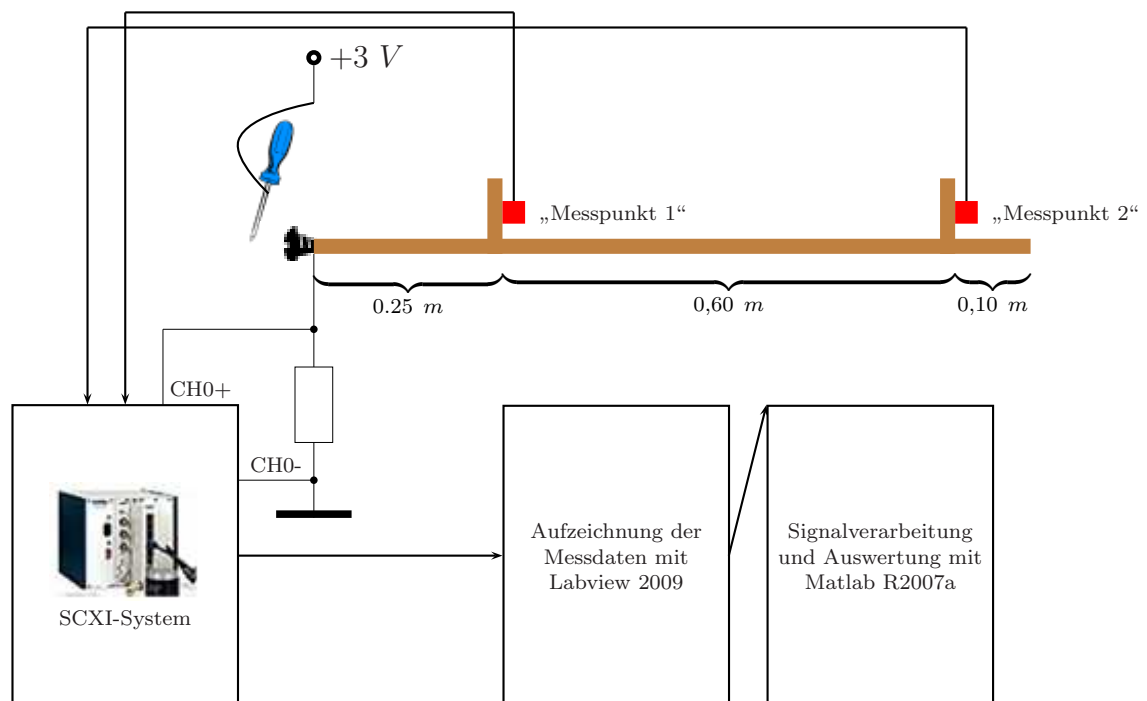


Abbildung 3.13.: Messung der Ausbreitungsgeschwindigkeit in Holz

Gemessen wurde grundsätzlich die Zeitdifferenz zwischen Abgabe des Schallimpulses und der Detektion desselben Impulses durch den Sensor. Die Detektion des Schallimpulses durch die Sensoren wurde mit einem SCXI-Messsystem zur Datenerfassung von National Instruments erfasst und mit LabView aufgezeichnet. Um den Zeitpunkt der Erzeugung des Schallimpulses zu bestimmen wurde an der Vorderkante des Holzbrettes eine elektrische leitende Schraube versenkt und mit dem Differenzeingang CH0+ des SCXI-Messsystems verbunden. Der Schraubendreher wurde wiederum auf das Potential +3 V gegenüber Masse geklemmt. Der Differenzeingang CH0- des SCXI wurde mit dem Bezugspotential GND und über einen Widerstand dem Eingang CH0+ und somit mit der Schraube verbunden. Dieser Widerstand verhinderte das „floaten“ des Einganges CH+ in Ruhe. Sobald der Schraubendreher die Vorderkante des Holzbrettes berührte und dadurch einen Impuls an das Holzbrett abgab, lag am Eingang CH0+ des SCXI eine positive Spannung von +3 V gegenüber dem auf Bezugspotential liegenden negativen Eingang. Auf diese Weise konnte der Beginn des Schallimpulses detektiert werden und somit die für die Laufzeitmessung des Körperschalls geforderte Zeitdifferenz gemessen werden. Der beschriebene Versuchsaufbau ist in Abbildung 3.13 dargestellt.

3.3. Algorithmen

3.3.1. Adaptive Filter

Ein adaptiver Filter ist ein digitaler Filter, dessen Filterkoeffizienten einstellbar sind. Der adaptive Filter kann sich damit veränderlichen Umgebungen und Anforderungen anpassen. Die allgemeine Konfiguration dieses Filters besteht infolgedessen aus einem programmierbaren digitalen Filter (einstellbare Koeffizienten) und einem Algorithmus zur Adaptierung der Filterkoeffizienten sowie einem Referenzsignal. [15, Vgl. 158]

Je nach Struktur des gewählten digitalen Filters und dem Referenzsignal ergeben sich verschiedene Anwendungsgebiete für den adaptiven Filter. Typische Anwendungsgebiete sind Systemidentifikation, Echokompensation, Signalglättung, Rauschentfernung und Signalvorhersage [14, Vgl. 28-34] [15, Vgl. 126].

Unabhängig vom Anwendungsgebiet optimiert der Berechnungsalgorithmus die Filterkoeffizienten für jeden Zeitpunkt des Eingangssignals entsprechend dem Ziel, dass im Idealfall das Fehlersignal bzw. die Abweichung des Filterausgangssignals zum Referenzsignal null ist.

Für alle erwähnten Anwendungen lässt sich die Bestimmung der Koeffizienten des adaptiven Filters auf die Minimierung einer Kostenfunktion in Abhängigkeit des Fehlers $e[n]$ zurückführen.

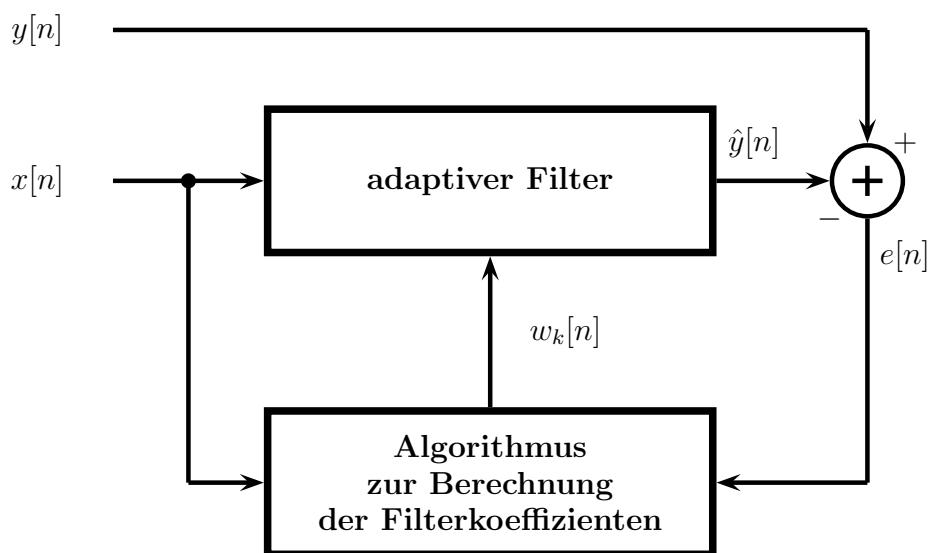


Abbildung 3.14.: Konfiguration des adaptiven Filters. In Anlehnung an [22, Vgl. Kapitel 12, S. 3].

Die in dieser Diplomarbeit verwendete Methode zur Beschreibung der aufgezeichneten Messdaten beruht auf einem linearen Vorwärts Prädiktions-Filter, wie er auch in der digitalen Sprachverarbeitung Verwendung findet. Diese Methode erlaubt es nach weiterer Verarbeitung die Einhüllende von Kurzzeitspektren zu gewinnen. Die relevanten Informationen des Messsignals können mit dieser Methode kompakt durch die Filterkoeffizienten des linearen Vorwärtsschätzers repräsentiert werden. Die Herleitung dieses Verfahrens beruht auf der Theorie des adaptiven Filters. In den nachfolgenden Abschnitten werden die mathematischen und stochastischen Grundlagen kurz erläutert und anschließend der in dieser Diplomarbeit verwendete autoregressive und ordnungsrekursive Algorithmus zur Berechnung der Koeffizienten des linearen Vorwärtsschätzers in seinen grundlegenden Berechnungsschritten erläutert.

3.3.1.1. Autoregressives Modell - Yule Walker Gleichungen

Grundsätzlich gibt es drei verschiedene stochastische Modelle die für die Beschreibung von physikalischen Prozessen in Frage kommen. Das sind

- das autoregressive Modell (AR)
- das moving-average Modell (MA)
- und das autoregressive moving-average Modell (ARMA)

Diese stochastischen Modelle unterscheiden sich in ihren Übertragungsdefinitionen. Die Grundidee dieser stochastischen Modelle liegt darin, die Entstehung von Prozessen nachzubilden und somit die Parameter, die den zu untersuchenden physikalischen Prozess und somit das Übertragungssystem beschreiben, zu bestimmen bzw. zu schätzen. Dadurch verringert sich die Zahl der zu schätzenden Größen erheblich. Um diese zu bestimmen genügt ein kurzer Beobachtungszeitraum, was zu befriedigenden Ergebnissen auch für kurzstationäre Prozessen führt. Das AR Modell hat somit einen Vorteil bei der Darstellung schmalbandiger Prozesse gegenüber traditioneller Verfahren [29, 253].

In dieser Diplomarbeit wurde das autoregressive Modell verwendet.

Die Idee, diese stochastischen Prozesse darzustellen, stammt ursprünglich aus den Überlegungen von Yule. Dabei wird ein lineares System angenommen, das von einer Signalquelle mit weißem Rauschen $v(n)$ gespeist wird. Die Parameter des Systems werden nun so angepasst, dass das Ausgangssignal $u(n)$ das Spektrum des zu schätzenden Prozesses möglichst gut annähert. Der zu schätzende Prozess wird somit durch statistisch unabhängige „shocks“ aus einer Gausschen Verteilung am Eingang eines linearen Filter generiert bzw. nachgebildet. Das weiße Rauschen ist dadurch charakterisiert, dass dessen erstes zentrale Moment μ (Mittelwert) Null und das zweite zentrale Moment σ^2 (die Varianz) konstant ist [14, Vgl. 45].

$$E[v(n)] = 0 \quad (3.1)$$

$$E[v(n)v^*(k)] = \begin{cases} \sigma^2, & \text{wenn } k = n \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.2)$$



Abbildung 3.15.: Stochastisches Modell. In Anlehnung an [14, Vgl. 45].

Der Zusammenhang von Eingang und Ausgang eines stochastischen Modells lässt sich für alle Modelle durch

$$\left(\begin{array}{c} \text{aktueller Wert vom Mo-} \\ \text{dell - Ausgang} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \text{lineare Kombination aus} \\ \text{vergangenen Werten des} \\ \text{Modell-Ausganges} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} \text{lineare Kombination aus} \\ \text{aktuellen und vergange-} \\ \text{nen Werten des Modell} \\ \text{Eingangs} \end{array} \right)$$

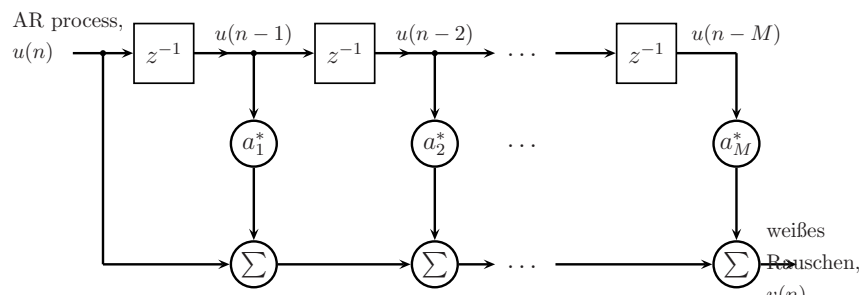
beschreiben.

Im Unterschied zu den anderen Modellen werden bei einem autoregressiven Modell nur aktuelle Werte des Modell-Eingangs verwendet. Unter der Annahme, dass die Zeitserie $u(n)$, $u(n-1)$, ... $u(n-M)$ eine Realisierung aus einem autoregressiven Prozess der Ordnung M ist, gilt:

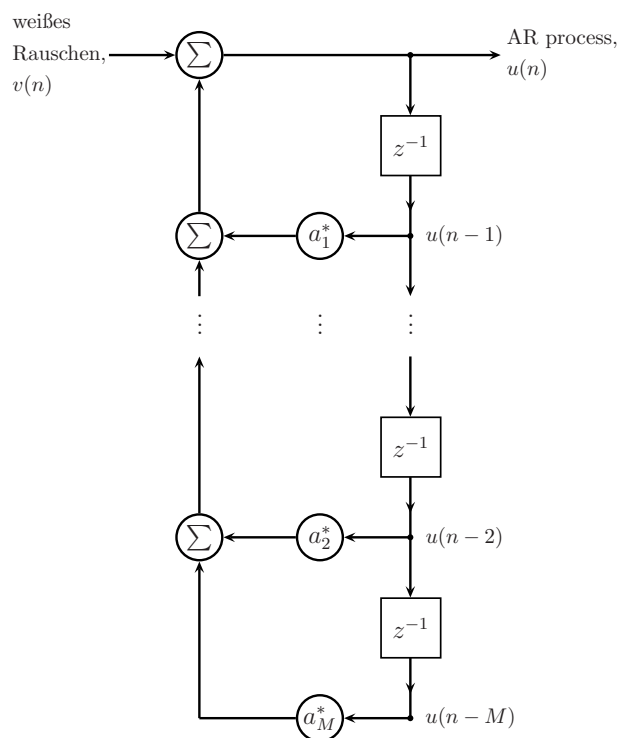
$$u(n) + a_1^* u(n-1) + \dots + a_M^* u(n-M) = v(n) \quad (3.3)$$

Die Konstanten a_1, a_2, \dots, a_M werden als autoregressive Parameter (AR Parameter) bezeichnet. Durch Umformung der Gleichung nach $u(n)$ wird ersichtlich, dass sich der aktuelle Wert des Prozesses $u(n)$ aus einer linearen Kombination der vorhergehenden Prozesswerte und dem Term $v(n)$ (Rauschgröße) zusammensetzt. Der Prozess $u(n)$ ist somit autoregressiv [14, Vgl. 46-47].

Beim AR process analyser wird die in Abbildung 3.16(a) abgebildete Filter Struktur verwendet und der AR Prozess $u(n)$ am Eingang des Filters produziert ein weißes Rauschen $v(n)$ am Ausgang. Im umgekehrten Fall spricht man von einem AR process generator (Abbildung 3.16(b)).



(a) AR process analyser



(b) AR process generator

Abbildung 3.16.: AR process analyser und AR process generator. In Anlehnung an [14, Vgl. 48]

Des weiteren lässt sich die Gleichung (3.3) als Faltungssumme von der Sequenz aus den AR Parametern $\{a_n^*\}$ und der Eingangssequenz $\{u(n)\}$ anschreiben, wenn $a_0^* = 1$ angenommen wird.

$$\sum_{k=0}^M a_k^* u(n-k) = v(n) \tag{3.4}$$

Die Übertragungsfunktion $H(z)$ des AR Modells ergibt sich aus der Tatsache, dass Gleichung (3.4) die Faltungssumme aus der Eingangssequenz $\{u(n)\}$ mit der Sequenz der AR Parameter ist. Da die Faltungssumme im Frequenzbereich eine Multiplikation zwischen den Fouriertransformierten der AR Parameter und der Eingangssequenz ist, errechnen sich die Übertragungsfunktionen entsprechend den Gleichungen (3.5) und (3.6). Je nachdem wie das AR Modell betrieben wird, nämlich als AR process analyser oder als AR process generator, unterscheiden sich die Übertragungsfunktionen [14, Vgl. 49].

$$H_A(z) = \frac{V(z)}{U(z)} = \sum_{n=0}^M a_n^* z^{-n} \quad (3.5)$$

$$H_G(z) = \frac{U(z)}{V(z)} = \frac{1}{H_A(z)} = \frac{1}{\sum_{n=0}^M a_n^* z^{-n}} \quad (3.6)$$

Beim AR Modell des process analysers spricht man von einem all-zero und beim process generators von einem all-pole Filter, da die Übertragungsfunktionen gänzlich durch die Null- bzw. Polstellen beschreibbar sind.

Unter der Annahme, dass der AR Prozess des AR process generators asymptotisch stationär ist, d.h. die Polstellen des all-pole Filters liegen in der z -Ebene innerhalb des Einheitskreises, ist die AKF des AR Prozesses $u(n)$ rekursiv [14, Vgl. 53-55]. Für die Herleitung der rekursiven statistischen Autokorrelationsfolge werden beide Seiten der Gleichung (3.3) mit dem Ausdruck $u^*(n-l)$ multipliziert und der Erwartungsoperator angewendet.

$$E \left[\sum_{k=0}^M a_k^* u(n-k) u^*(n-l) \right] = E [v(n) u^*(n-l)] \quad (3.7)$$

$E [u(n-k) u^*(n-l)]$ ist die stochastische Autokorrelationsfolge $r(l-k)$ von $u(n)$ mit der Verschiebung $l-k$. Der Erwartungswert für den Term auf der rechten Seite obiger Gleichung ist Null, da der Abtastwert des weißen Rauschens $v(n)$ ist für $l > 0$ unkorreliert mit $u(n-l)$ ist. Aufgrund dieser Tatsache vereinfacht sich die Gleichung zu

$$\sum_{k=0}^M a_k^* r(l-k) = 0 \begin{cases} l > 0, \\ \text{und } a_0 = 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

Die Umformung von Gleichung (3.8) nach $r(l)$ zeigt den rekursiven Zusammenhang der stochastischen Autokorrelationsfolge noch deutlicher und bildet zugleich die Grundlage für die Yule-Walker Gleichungen.

$$r(l) = -a_1^* * r(l-1) - a_2^* * r(l-2) - \dots - a_M^* * r(l-M) \begin{cases} l > 0, \\ \text{und } a_0 = 1 \end{cases} \quad (3.9)$$

Yule-Walker Gleichungen Das AR Model in Abbildung 3.16(b) wird durch die Parameter a_k^* und die Varianz σ_v^2 des weißen Rauschens beschrieben. Bei den Yule-Walker Gleichungen wird für dieses Modell die Autokorrelationsfolge $r(l)$ als bekannt und die AR Parameter als unbekannt angenommen. Die Yule Walker Gleichungen werden durch eine Folge der Gleichung (3.9) für $l = 1, 2, \dots, M$ gebildet [14, Vgl. 56-57].

Die M Gleichungen sind in erweiterter Matrix-Darstellung:

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & \dots & r(M-1) \\ r^*(1) & r(0) & \dots & r(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(M-1) & r^*(M-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -a_1^* \\ -a_2^* \\ \vdots \\ -a_M^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1^* \\ r_2^* \\ \vdots \\ r_M^* \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

oder in kompakter Form (wenn $w_{AR,k}^* = -a_k^*$)

$$\mathbf{R} \mathbf{w}_{AR} = \mathbf{r} \quad (3.11)$$

Wenn die Autokorrelationsmatrix nicht singulär ist und somit dessen Inverse existiert, ist Lösung der Yule Walker Gleichung für $\mathbf{w} = [w_1, w_1, \dots, w_M]^T$

$$\mathbf{w}_{AR} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}. \quad (3.12)$$

Die Lösung für die Varianz des weißen Rauschens ergibt sich wiederum aus der Gleichung (3.7) wenn die Verschiebung $l = 0$ ist.

$$\sigma_v^2 = \sum_{k=0}^M a_k r(k), \quad a_0 = 1 \quad (3.13)$$

3.3.1.2. Wiener Filter

Die Wiener Filter Theorie wurde in den vierziger Jahren des 20. Jahrhunderts von Norbert Wiener und seinen Kollegen entwickelt und ist die Grundlage für den Entwurf signalabhängiger Filter [15, Vgl. 125]. Wie in Abschnitt 3.3.1 erwähnt, hat der Wiener Filter in der Signalverarbeitung einen großen Stellenwert.

Die Struktur des Wiener Filters wird in Abbildung 3.17 gezeigt. Das Eingangssignal $u(n)$ wird durch einen Filter zum Ausgangssignal $y(n)$, in der Literatur auch als Schätzsignal bezeichnet verarbeitet. Das Filterausgangssignal ist eine Schätzung des Zielsignals $d(n)$. Die Abweichung des Schätzsignals vom Zielsignal wird durch das Fehlersignal $e(n)$ angegeben. Die Anforderung bei der Implementierung des Filters ist es somit, das Fehlersignal im statistischen Sinne so klein wie möglich zu halten [15, Vgl. 125].

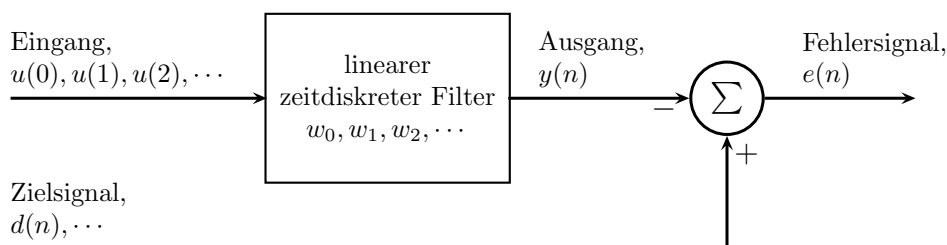


Abbildung 3.17.: Konfiguration des Wiener Filters. In Anlehnung an [14, Vgl. 95].

Die Implementierung des Wiener Filters wird durch die Verwendung eines linearen Filters mathematisch wesentlich vereinfacht. Weitere Details, die bei der Spezifikation des Filter-Entwurfs zu berücksichtigen sind, ist die Wahl der Übertragungsfunktion (Finite Impulse Response - FIR oder Infinite Impulse Response - IIR) und das statistische Kriterium, welches zur Optimierung des Schätzsignals herangezogen wird. Sehr häufig wird als statistisches Optimierungskriterium der mittlere quadratische Fehler herangezogen und über den beobachteten Bereich des Eingangssignales minimiert. Das für die Optimierung des Schätzsignals

herangezogenen statistische Kriterium ergibt sich aus der Anwendung des Wiener Filters. In dieser Arbeit wurde eine FIR-Filter Struktur verwendet, da bei dieser Struktur der Berechnungsaufwand geringer als beim IIR-Filter ist und der Filter ebenfalls eine bessere Stabilität besitzt. Die nachfolgende mathematische Behandlung des Wiener Filters beruht auf dieser Annahme [14, Vgl. 94-95].

Wiener Hopf Gleichung Bei Verwendung eines FIR-Filters ist das Ausgangssignal $y(n)$ eine Linearkombination aus dem Eingangssignal $u(n)$ und den $M - 1$ vorhergehenden Eingangssignalen mit den M Filterkoeffizienten. Um die Berechnungen möglichst allgemein zu halten, wird in der nachfolgenden Herleitung der optimalen Filterkoeffizienten für das Wiener Filter mit komplexen Zahlen gearbeitet (komplexe Konjunktion mit $*$).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k^* u(n - k) \quad (3.14)$$

Wenn der mittlere quadratische Fehler als Optimierungskriterium herangezogen wird, ist die Kostenfunktion definiert als

$$J = E [e(n) * e^*(n)] = E [|e(n)|^2] \quad (3.15)$$

und der Schätzfehler mit

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (3.16)$$

wobei J ein Skalar und unabhängig von der Zeit ist [14, Vgl. 99].

Um den Schätzfehler im Mittel so klein wie möglich zu machen, muss die Kostenfunktion in Abhängigkeit der Filterkoeffizienten minimiert werden. Dazu wird die Kostenfunktion nach den Filterkoeffizienten abgeleitet. Die optimalen Filterkoeffizienten ergeben sich mit dem verschwindenden Gradienten bezüglich der Koeffizienten w_i , womit das Ergebnis der Ableitung bei den genannten Kriterien Null sein muss. Unter der Annahme, dass die Filter-

koeffizienten komplex sind, werden dessen Imaginär- und Realteil getrennt betrachtet. Die Kostenfunktion wird nun in Abhängigkeit von

$$w_k = a_k + jb_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M$$

und mit dem daraus resultierenden Gradienten

$$\nabla_k = \frac{\partial}{\partial a_k} + j \frac{\partial}{\partial b_k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M$$

abgeleitet.

Die partielle Ableitung ergibt

$$\begin{aligned} \nabla_k J &= E \left[\frac{e(n)}{\partial a_k} e^*(n) + \frac{e^*(n)}{\partial a_k} e(n) + \frac{e(n)}{\partial b_k} e^*(n) + \frac{e^*(n)}{\partial b_k} e(n) \right] \\ &= -2E [u(n-k)e^*(n)] \quad [14, 98]. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Wie bereits zuvor erwähnt, ist die Ableitung der Kostenfunktion Null wenn die Filterkoeffizienten $w_k = w_{ok}$ so optimiert sind, dass ein minimaler Schätzfehler e_o^* auftritt. In diesem Fall ist die Kostenfunktion

$$\nabla_k J = E [u(n-k)e_o^*(n)] = 0, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M \quad (3.18)$$

Die Substitution des minimalen Schätzfehlers $e_o^*(n) = e^*(n, \mathbf{w}_o)$ aus Gleichung (3.16) ergibt

$$\nabla_k J = E \left[u(n-k) \left(d^*(n) - \sum_{i=0}^{M-1} w_{oi} u^*(n-i) \right) \right] = 0, \quad k = 0, 1, 2, \dots, M \quad (3.19)$$

Die Variable w_{oi} ist der i -te Koeffizient des optimalen Filters.

Durch eine weitere Umformung lässt sich die vorhergehende Gleichung in der übersichtlichen Form

$$\sum_{i=0}^{M-1} w_{oi} E [u(n-k)u^*(n-i)] = E [u(n-k)d^*(n)], \quad k = 0, 1, 2, \dots, M \quad (3.20)$$

darstellen.

Die Terme $E[u(n-k)u^*(n-i)]$ und $E[u(n-k)d^*(n)]$ aus Gleichung (3.20) sind die statistische Autokorrelationsfunktion $r(i-k) = E[u(n-k)u^*(n-i)]$ und Kreuzkorrelationsfunktion $p(-k) = E[u(n-k)d^*(n)]$. Die Substitution dieser Funktionen in Gleichung (3.20) wird als Wiener Hopf Gleichung (3.21) bezeichnet [14, Vgl. 102-103].

$$\sum_{i=0}^M w_{oi}r(i-k) = p(-k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, M \quad (3.21)$$

Mit der Definition einer $M \times M$ Autokorrelationsmatrix $\mathbf{R} = E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]$ von $\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M+1)]^T$ und somit den Eingängen der M Filterstufen mit den optimalen Filterkoeffizienten $\mathbf{w}_o = [w_{o0}, w_{o1}, \dots, w_{oM-1}]^T$, lautet die Matrizendarstellung der Wiener Hopf Gleichung

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_o = \mathbf{p} \quad (3.22)$$

Die optimalen Filterkoeffizienten werden somit mit

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (3.23)$$

berechnet.

Der minimale quadratische Fehler J_{min} für den optimalen Filter ist

$$J_{min} = \sigma_d^2 - \mathbf{p}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}. \quad (3.24)$$

\mathbf{p}^H ist der transponierte und komplex konjugierte Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{p} [14, Vgl. 104-107].

Orthogonalitätsprinzip Ein wichtiges Prinzip, welches aus Gleichung (3.18) abgeleitet wird, ist das Orthogonalitätsprinzip. Dieses Prinzip besagt, dass wenn der Filter optimal arbeitet und damit der quadratische Fehler im Mittel so klein wie möglich ist, ist das Signal am Filterausgang stets normal zum Fehlersignal [14, Vgl. 96-100], [22, Vgl. Kapitel 11, S. 6], [30, Vgl. 91].

Durch die Herleitung von Gleichung (3.18), lässt sich dies sehr einfach mit

$$\begin{aligned}
 E [y(n)e^*(n)] &= E \left[\sum_{k=0}^{\infty} w_k^* u(n-k)e^*(n) \right] \\
 &= \sum_{k=0}^{\infty} w_k^* E [u(n-k)e^*(n)]
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

zeigen. Der Ausdruck $E [u(n-k)e^*(n)]$ ist im Optimum Null (siehe Gleichung (3.18)), wodurch der Erwartungswert aus der Multiplikation vom Schätzsignal $y_o(n)$ und vom Schätzfehler $e_o(n)$ auf der linken Seite der Gleichung (3.25) für diesen Fall ebenfalls Null sein muss.

$$E [y_o(n)e_o^*(n)] = 0. \tag{3.26}$$

Weiters gilt aufgrund des Orthogonalitätsprinzips

$$E [e_{min}(n)e_{min}^*(n)] = \sigma_{e_{min}}^2 = E [d(n)e_{min}(n)] \tag{3.27}$$

Letztere Behauptung soll aber ohne Beweis bleiben [22, Vgl. Kapitel 11, S. 6].

Beim optimalen Filter sind somit der Schätzfehler und der Filterausgang normal zueinander. In Abbildung 3.18 ist dies graphisch dargestellt.

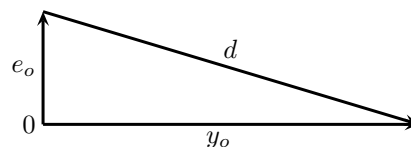


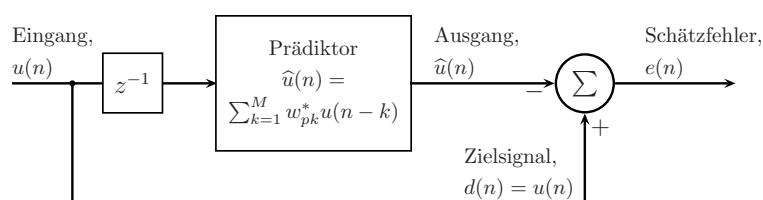
Abbildung 3.18.: Orthogonalitätsprinzip - Wiener Filter. In Anlehnung an [14, Vgl. 100].

Vorwärts Prädiktionsfilter Ein Prädiktionsfilter (siehe Abbildung 3.19(a)) besteht im Wesentlichen aus einem Vorwärtsschätzer, dessen Schätzfehler im Mittel so klein wie möglich sein soll. Beim Vorwärtsschätzer wird der Wert vom Prozess $u(n)$ zum Zeitpunkt n aus den M vorhergehenden Werten desselben Prozesses geschätzt. Der Schätzwert $\hat{u}(n)$ des Vorwärtsschätzers definiert sich daher mit

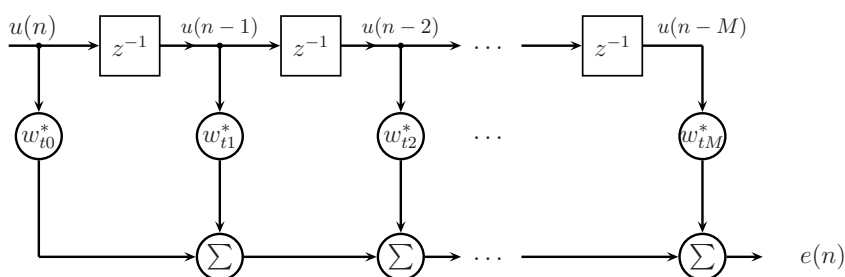
$$\hat{u}(n) = \sum_{k=1}^M w_{pk}^* u(n-k) \tag{3.28}$$

und ist das Ergebnis aus der Linearkombination von den Koeffizienten w_{pk} mit den vorhergehenden Werten des Prozesses $u(n)$ [14, Vgl. 136], [29, Vgl. 53], [22, Vgl. Kapitel 11, S. 7].

Die Abweichung vom Schätzwert zum Originalwert soll dabei im Sinne des mittleren quadratischen Fehlers wieder so gering wie möglich sein. Diese Definition des Prädiktionsfilters lässt sich durch ein Wiener Filter implementieren.



(a) Prädiktionsfilter



(b) Prädiktionsfilter als Transversalfilter

Abbildung 3.19.: Prädiktionsfilter und äquivalentes Transversalfilter. In Anlehnung an [14, Vgl. 137].

Die im Abschnitt 3.3.1.2 beschriebene Wiener Hopf Gleichung (3.22) wurde für einen digitalen Transversal-Filter nach Gleichung (3.14) hergeleitet. Wird nun $u(n)$ als Eingangssignal und als Zielsignal des Wiener Filters verwendet, kann durch entsprechende Anpassung der Filterkoeffizienten des Transversal Filters aus Gleichung (3.14) ein Prädiktionsfilter mit den Koeffizienten w_{pk} implementiert werden. Durch das Verzögerungsglied z^{-1} in der Grundstruktur des Prädiktionsfilters von Abbildung 3.19(a) wird eine Verzögerung des Eingangssignals $u(n)$ erreicht und das Schätzsinal $\hat{u}(n)$ stellt sich nun gemäß Gleichung (3.28) ein.

Die Wiener Hopf-Gleichung für den Vorwärtsschätzer wird analog zum Formalismus in Abschnitt 3.3.1.2 angeschrieben. Konfiguriert man nun das Wiener Filter als Prädiktionsfilter ist das Zielsignal $d(n)$ zugleich das Eingangssignal $u(n)$. Folglich führen

der Schätzfehler

$$e(n) = u(n) - \sum_{k=1}^M w_{pk}^* u(n-k) \quad (3.29)$$

und die Autokorrelationsmatrix der Filtereingänge des Vorwärtsschätzers

$$\mathbf{R}_p = E [\mathbf{u}(n-1)\mathbf{u}^H(n-1)] \quad (3.30)$$

mit $\mathbf{u}(n-1) = [u(n-1), \dots, u(n-M)]^T$ sowie der Kreuzkorrelations Vektor

$$\mathbf{r}_p = E [\mathbf{u}(n-1)u^*(n)] \quad (3.31)$$

schließlich zur Wiener Hopf Gleichung

$$\mathbf{R}_p \mathbf{w}_p = \mathbf{r}_p \quad (3.32)$$

für das Prädiktionsfilter [14, 139].

Aus dem Orthogonalitätsprinzip (3.27) für das Wiener Filter, errechnet sich der minimale quadratische Schätzfehler J_{min} für das Prädiktionsfilter analog zu Gleichung (3.24) mit

$$\begin{aligned} J_{min} = P_M &= \sigma_u^2 - \mathbf{r}_p^H \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{r}_p \\ &= r_p(0) - \mathbf{r}_p^H \mathbf{w}_p \quad [14, 139]. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Der minimale quadratische Schätzfehler für das Prädiktionsfilter wird auch als Schätzfehlerleistung P_M bezeichnet. Für das optimale Prädiktionsfilter dekorreliert somit bei genügend großer Filterordnung M der Schätzfehler $e_{min}(n)$, d.h. das Signal des Schätzfehlers entspricht dann dem eines weißen Rauschens [15, 130].

Die Wiener Hopf Gleichung für das Prädiktionsfilter hat die gleiche Form wie das autoregressive stochastische Modell nach Yule (vergleiche mit Gleichung (3.11)). Die Schätzfehlerleistung P_M hat ebenfalls dieselbe mathematische Form wie die Varianz des weißen Rauschens, das zur Anregung des autoregressiven stochastischen Modells nach Yule verwendet wird. Ein Prädiktionsfilter mit optimal angepassten Filterkoeffizienten entspricht daher einem autoregressiven stochastischen Modell nach Yule. Wenn der Prozess nicht autoregressiv ist, kann mit dem Prädiktionsfilter zumindest eine Schätzung der Prozessparameter erfolgen [14, Vgl. 139-140].

Wenn, wie bereits zuvor erwähnt wurde, der Vorwärtsschätzer durch ein Transversal Filter realisiert wird, können dessen Filterkoeffizienten w_{tk} mit jenen des Prädiktionsfilters w_{pk} ausgedrückt werden:

$$w_{tk} = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ -w_{pk}, & k = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (3.34)$$

Für das Transversal Filter in Abbildung 3.19(b), vereinfacht sich der Schätzfehler zu

$$e(n) = \sum_{k=0}^M w_{tk}^* u(n-k). \quad (3.35)$$

Das Transversal Filter und der Vorwärtsschätzer haben nicht dieselbe Länge, jedoch dieselbe Ordnung M .

Durch Kombination der Wiener Hopf Gleichung (3.32) mit der Schätzfehlerleistung P_M und den Filterkoeffizienten des Transversalfilters, kann ersteres zu einem einzigen Gleichungssystem zusammengefasst werden:

$$\begin{bmatrix} r_p(0) & \mathbf{r}_p^H \\ \mathbf{r}_p & \mathbf{R}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{w}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_M \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{R}_t \mathbf{w}_t = \begin{bmatrix} P_M \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$\mathbf{0}$ ist hierbei ein $M \times 1$ Null Vektor, der das Ergebnis aus dem Orthogonalitätsprinzip ist [14, Vgl. 141].

$$\mathbf{R}_t = E [\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)], \quad (3.38)$$

ist die Autokorrelationsmatrix aus den Eingängen $\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-M)]^T$ des Transveralfilters in Abbildung 3.19(b) und entspricht der Matrix $\begin{bmatrix} r_p(0) & \mathbf{r}_p^H \\ \mathbf{r}_p & \mathbf{R}_p \end{bmatrix}$ in Gleichung (3.37).

Gleichung (3.37) ergibt sich durch die Umformung von Gleichung (3.32). Nachdem der Kreuzkorrelationsvektor \mathbf{r}_p auf die linke Seite der Wiener Hopf Gleichung gebracht wird, bleibt rechts der $M \times 1$ Null Vektor stehen. Zusätzlich wird das Gleichungssystem durch die erste Zeile (zusätzlicher Filterkoeffizient des Transversalfilters) ergänzt.

3.3.1.3. Levinson-Durbin-Rekursion

Die Levinson-Durbin Rekursion ist eine direkt Methode, die Filterkoeffizienten eines Prädiktionfilters zu berechnen. Die Berechnung der Koeffizienten erfolgt ordnungsrekursiv, d.h. die Filterkoeffizienten der Ordnung m ergeben sich aus einer Linearkombination mit den Filterkoeffizient der Ordnung $m-1$. Diese Methode wurde von Levinson (1947) entwickelt und von Durbin (1960) erweitert. Der Vorteil der Berechnung nach Levinson und Durbin liegt in der Effizienz, da gegenüber anderen Lösungsverfahren mathematische Operationen und Speicher gespart werden. Der Levinson-Durbin Algorithmus berechnet die Lösung (Filterkoeffizienten) nicht über die Matrixinversion der Autokorrelationsmatrix (wie z.B. durch den Gauß-Jordan-Algorithmus) in der Yule-Walker- oder der Wiener Hopf Gleichung, sondern nutzt die in einem stationären und zeitdiskreten stochastischen Prozess vorliegende Töplitz Struktur der Autokorrelationsmatrix für eine effizientere Berechnung. In einer Matrix mit einer Töplitz Struktur sind die Elemente in der Hauptdiagonale identisch. Dasselbe gilt für die Nebendiagonalen [14, 29, Vgl. 148 u. 257].

Der Levinson-Durbin Algorithmus benötigt für die Lösung von z.B. $\mathbf{R}\mathbf{w} = \mathbf{p}$, wobei \mathbf{R} eine symmetrische $M \times M$ Töplitz Matrix ist, $O(M^2)$ Operationen und somit, wie zuvor bereits erwähnt wurde, effizienter als andere Lösungsverfahren. Ein Nachteil des Levinson-Durbin Algorithmus ist jedoch, dass für jede Ordnung des Modells alle Koeffizienten neu berechnet

werden müssen. Werden sogenannte Lattice Filterstrukturen verwendet, werden die Koeffizienten aus Modellen geringerer Ordnung beibehalten und in jedem Iterationsschritt nur der jeweils neue Koeffizient neu berechnet [29, Vgl. 259].

Da der Levinson-Durbin Algorithmus die Koeffizienten ordnungsrekursiv berechnet, ergibt sich der neue Koeffizienten Vektor aus dem Vektor des vorhergehenden Iterationsschrittes. Aufgrund dieser Eigenschaften der Levinson-Durbin Rekursion wird nachfolgende Gleichung (3.40) für die Berechnung der Koeffizienten des AR-Modells angenommen. Auf Basis dieser Annahme wird in den nachfolgenden Erläuterungen die Wiener Hopf Gleichung angeschrieben, vereinfacht und die für die ordnungsrekursive Berechnung der AR-Koeffizienten notwendigen Rechenschritte abgeleitet.

$$\mathbf{a}_m = \begin{bmatrix} 1 \\ a_{m-1,1} \\ a_{m-1,2} \\ a_{m-1,m-1} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \kappa_m \begin{bmatrix} 0 \\ a_{m-1,m-1} \\ a_{m-1,m-2} \\ a_{m-1,m-3} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{m-1} \\ 0 \end{bmatrix} + \kappa_m \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

\mathbf{a}_m ist der Koeffizienten Vektor für das Modell mit der Ordnung $M = m$ und analog dazu ist \mathbf{a}_{m-1} der Koeffizientenvektor für ein Modell der Ordnung $M = m - 1$. κ_m ist eine Konstante und ist für jeden Iterationsschritt neu zu berechnen. \mathbf{a}_m^{B*} sind hierbei die Koeffizienten eines Rückwärts Prädiktionsfilters, dessen Koeffizienten in umgekehrter Reihenfolge (Hochgestelltes B) und komplex konjugiert (Sternchen) im Vergleich zu denen des in dieser Arbeit verwendeten Vorwärts Prädiktionsfilters definiert sind [14, Vgl. 149].

Für die Berechnung von κ_m ist es notwendig, das gesamte Modell in Form der Wiener Hopf Gleichung anzuschreiben und κ_m resultierend daraus auszudrücken. Die Wiener Hopf Gleichung für das Modell der Ordnung $M = m$ ergibt sich aus der Multiplikation der entsprechenden Autokorrelationsmatrix mit Gleichung (3.40).

$$\underbrace{\mathbf{R}_m \mathbf{a}_m}_{\text{Term 1}} = \underbrace{\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{m-1} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Term 2}} + \kappa_m \underbrace{\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix}}_{\text{Term 3}} \quad (3.41)$$

Term 1:

Die Lösung dieses Term ergibt sich aus der Definition der Wiener Hopf Gleichung (3.37) mit dem darin enthaltenem Schätzleistungsfehler P_M .

$$\mathbf{R}_m \mathbf{a}_m = \begin{bmatrix} P_M \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Term 2:

Nach dem Vergleich der Autokorrelationsmatrix für ein Filter der Ordnung $M = m$ mit jenem der Ordnung $M = m - 1$ ist deutlich erkennbar, dass ersterer eine Erweiterung des letzteren ist.

$$\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{m-1} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \cdots & r(m) \\ r^*(1) & r(0) & r(1) & \cdots & r(m-1) \\ r^*(2) & r^*(1) & r(0) & \cdots & r(m-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(m) & r^*(m-1) & r^*(m-2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_{m-1,1} \\ a_{m-1,2} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Die Autokorrelationsmatrix R_m ergibt sich, wenn zur Autokorrelationsmatrix R_{m-1} eine Zeile und eine Spalte hinzugefügt werden. Dies gilt jedoch nur für einen stationären, zeitdiskreten, stochastischen Prozess.

$$= \begin{bmatrix} & & & & r(m) \\ & & & & r(m-1) \\ & & & & r(m-2) \\ & & & & \vdots \\ & & & & r(0) \\ r^*(m) & r^*(m-1) & r^*(m-2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{m-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Das Produkt der vorhergehenden Matrizen besteht im wesentlichen aus der Wiener Hopf Gleichung des Vorwärts Prädiktions-Filters mit der Ordnung $M = m - 1$ und dem Term Δ_{m-1} in der letzten Ergebniszeile.

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{m-1} \mathbf{a}_{m-1} \\ \Delta_{m-1} = \sum_{l=0}^{m-1} r^*(m-l) a_{m-1,l} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Da sich für den Ausdruck $\mathbf{R}_{m-1} \mathbf{a}_{m-1}$ $\begin{bmatrix} P_{m-1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ substituieren lässt, ist das Ergebnis von Term 2

$$\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{m-1} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{m-1} \\ \mathbf{0} \\ \Delta_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

Term 3:

Analog zur Lösung von Term 2, kann auch Term 3 vereinfacht werden. Im Vergleich zu den Elementen des Koeffizienten Vektors \mathbf{a}_{m-1} sind jene des Vektors \mathbf{a}_{m-1}^{B*} in umgekehrter Reihenfolge und komplex konjugiert angeordnet. Aufgrund dieser Tatsache unterscheidet sich die Erweiterung der Autokorrelationsmatrix R_{m-1} von jener in Term 2.

$$\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \cdots & r(m) \\ r^*(1) & r(0) & r(1) & \cdots & r(m-1) \\ r^*(2) & r^*(1) & r(0) & \cdots & r(m-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(m) & r^*(m-1) & r^*(m-2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_{m-1,m-1} \\ a_{m-1,m-2} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R}_{m-1} wird wiederum um einen Zeilen- und einen Spaltenvektor in der ersten Zeile bzw. Spalte der bestehenden Matrix erweitert. Im Wesentlichen besteht die Erweiterung aus dem Element $r(0)$ und dem Zeilenvektor $\mathbf{r}^T = [r(1), r(2), \dots, r(m)]$ sowie dem Spaltenvektor \mathbf{r}^*

$$\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \cdots & r(m) \\ r^*(1) & & & & \\ r^*(2) & & \mathbf{R}_{m-1} & & \\ \vdots & & & & \\ r^*(m) & & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$= \begin{bmatrix} r(0) & \mathbf{r}^T \\ \mathbf{r}^* & \mathbf{R}_{m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Das Ergebnis des Matrizenproduktes ist äquivalent zu jenem aus Gleichung (3.46) jedoch ändert sich die Reihenfolge der Elemente des Produktes und zum Teil sind diese komplex konjugiert.

$$\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}^T \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \\ \mathbf{R}_{m-1} \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$= \begin{bmatrix} \Delta_{m-1}^* = \sum_{l=1}^{m-1} r^*(-m) a_{m-1, m-l}^* \\ \mathbf{R}_{m-1} \mathbf{a}_{m-1} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Nach der Substitution von $\mathbf{R}_{m-1} \mathbf{a}_{m-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ P_{m-1} \end{bmatrix}$ ist das Ergebnis von Term 3

$$\mathbf{R}_m \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{a}_{m-1}^{B*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta_{m-1}^* \\ \mathbf{0} \\ P_{m-1} \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

Nach der Substitution der Teillösungen (3.42), (3.46), (3.52) (Terme 1-3) in Gleichung (3.41) vereinfacht sich die ordnungsrekursive Wiener Hopf Gleichung (3.41) nach Levinson-Durbin zu

$$\begin{bmatrix} P_m \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{m-1} \\ \mathbf{0} \\ \Delta_{m-1} \end{bmatrix} + \kappa_m \begin{bmatrix} \Delta_{m-1}^* \\ \mathbf{0} \\ P_{m-1} \end{bmatrix} \quad [14, 30, \text{Vgl. 151 u. 97}]. \quad (3.53)$$

Aus der obigen Gleichung lässt sich nun erkennen, dass sich neben den Filterkoeffizienten ebenfalls der Schätzleistungsfehler ordnungsrekursiv errechnet. Die für die ordnungsrekursive Berechnung der Filterkonstanten notwendige Konstante κ_m , wird über die letzte Gleichung des Gleichungssystems (3.53) formuliert.

$$\kappa_m = \frac{\Delta_{m-1}}{P_{m-1}} \quad (3.54)$$

Die ordnungsrekursive Schätzfehlerleistung wird über die erste Gleichung des Gleichungssystems in (3.53) ausgedrückt und errechnet sich demnach mit

$$P_m = P_{m-1} + \kappa_m \Delta_{m-1}^* \quad (3.55)$$

und nach der Elimination von Δ_{m-1}^* durch $-\kappa_m^* P_{m-1}$ vereinfacht sich die Gleichung zu

$$P_m = P_{m-1} (1 - |\kappa_m|^2) \quad (3.56)$$

C-Code Implementierung der Levinson-Durbin-Rekursion Die Filterkoeffizienten \mathbf{a}_M eines linearen Vorwärts Prädiktions Filters mit der Ordnung M können nun in einer Schleife mit M Iterationen berechnet werden. Für jede Schleifeniteration sind nachfolgende Rechenschritte in der angeführten Reihenfolge auszuführen:

- Bestimmung von κ_m mit Gleichung (3.54).
- Aktualisierung der Filterkoeffizienten mit Gleichung (3.40).
- Aktualisierung der Schätzfehlerleistung P_M mit Gleichung (3.56).

Vor der Ausführung der Schleife ist es erforderlich, die Schätzfehlerleistung P_M mit $r(0)$ zu initialisieren. Für reelle Messdaten können weitere Vereinfachung angenommen werden. Beispielsweise gilt für reelle Messdaten $r(-k) = r(k)$. Unabhängig von reellen Messdaten kann für $r^*(k)$ auch $r(-k)$ geschrieben werden, da die Autokorrelationsmatrix eine hermitesche Matrix ist [14, Vgl. 39-43].

In der Praxis sind auch unter der Annahme der Stationarität eines stochastischen Prozesses, die statistischen Eigenschaften der Autokorrelationsmatrix nicht bekannt. Eine Berechnung der Filterkoeffizienten kann deshalb nur aufgrund der gemessenen Daten $u(n)$ erfolgen. Die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R}_M muss daher anhand der vorliegenden Messdaten bestimmt bzw. geschätzt werden. Dazu werden die Elemente $r(k)$ der stochastischen Autokorrelationsmatrix geschätzt. Die stochastische Autokorrelationsfolge $r(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N} \sum_{n=-N}^N u(n)u(n-k)$ wird mit

$$\hat{r}(k) = \frac{1}{N} \sum u(n)u^*(n-k)_{n=1+k}^N \quad k = 0, 1, \dots, M \quad (3.57)$$

angenähert. Durch diese Methode wird der Erwartungswert durch den Zeitmittelwert der Autokorrelationsfolge ersetzt [14, Vgl. 153].

Der nachfolgende C-Code zeigt die Implementierung der zuvor angeführten Berechnungsschritte. Zuerst wird die Autokorrelationsmatrix \mathbf{R}_M (siehe Code Zeile 11-16 im Listing 3.2) nach Gleichung (3.57) erstellt und der Anfangswert für die Schätzfehlerleistung bestimmt. Anschließend erfolgt in einer Schleife die Berechnung von κ_m (Code Zeile 25-27 im Listing 3.2), Aktualisierung der Filterkoeffizienten (Code Zeile 28-33 im Listing 3.2) und des verbleibenden Schätzleistungsfehlers (Code Zeile 34 im Listing 3.2).

```

1 extern "C" __declspec(dllexport) int _stdcall LPCLevinsonDurbin(
2     double const *y, // windowed input signal
3     int const numy, // number of elements of the input array
4     int const order, // predictor order required
5     double *pc, // returned predictor coefficients
6     double& pe // returned predictor error
7 ) // returns 0=OK, 1=zero power, 2=fail
8 {
9     double *r = new double[order+1]; // temporary array
10    int i;
11    for (int l=0;l<=order;l++) { // compute autocorrelations
12        double sum = 0;
13        for (int n=0;n<numy-l;n++)
14            sum += y[n] * y[n+l];

```

```

15     r[1] = sum;
16 }
17 if (r[0] == 0) { // check power in signal
18     delete [] r;
19     return LPC_NOSIGNAL; // no signal !
20 }
21 pe = r[0]; // initialise error to total power
22 pc[0] = 1.0; // first coefficient (pc[0]) must = 1
23 for (int k=1;k<=order;k++) { // compute predictor coefficients
24     double sum = 0;
25     for (i=1;i<=k;i++)
26         sum -= pc[k-i] * r[i];
27     pc[k] = sum/pe; //kappa
28     for (i=1;i<=k/2;i++) { // perform recursion on pc[]
29         double pci = pc[i] + pc[k] * pc[k-i];
30         double pcki = pc[k-i] + pc[k] * pc[i];
31         pc[i] = pci;
32         pc[k-i] = pcki;
33     }
34     pe *= (1.0 - pc[k]*pc[k]); // calculate residual error PM
35     if (pe <= 0) {
36         delete [] r;
37         return LPC_NOPOWERLEFT; // no power left in signal!
38     }
39 }
40 delete [] r;
41 return LPC_OK; // return OK
42 }

```

Listing 3.2: Implementierung des Levinson-Durbin Algorithmus in C.

3.3.2. Leistungsdichtespektrum

Nachdem die Signale der Messaufnehmer (d.h. der Beschleunigungssensoren) entsprechend aufbereitet wurden (Preprocessing - 100 Hz nullphasiger Butterworth Hochpassfilter 2. Ordnung), werden einzelne Signalsequenzen durch das lineare Vorwärts Prädiktions Filter verarbeitet und dessen optimale Filterkoeffizienten, wie in Abschnitt 3.3.1.3 beschrieben, berechnet. Anschließend wird ein zeitabhängiges Frequenzspektrum für die einzelnen Sensorsignale auf Basis der Filterkoeffizienten berechnet. Die Anpassung der Filterkoeffizienten des adaptiven Prädiktions Filters erfolgt nicht für jeden Abtastwert des Messsignals, sondern immer

segmentweise und durch direkte Lösung der Wiener Hopf Gleichung mit dem Levinson-Durbin Algorithmus. Als Konsequenz daraus müssen weniger Rechenoperationen ausgeführt werden, womit das Messsystem entlastet wird. Sofern die zu analysierende Segmentgröße nicht zu groß ist, sind die Ergebnisse dieser Vorgehensweise zuverlässig.

Zudem entfällt durch die segmentweise Verarbeitung die Implementierung komplexerer Methoden für die Anpassung der Filterkoeffizienten eines adaptiven Filters. Andere Lösungsmethoden für ein adaptives Filterproblem sind beispielsweise das Gradientenverfahren (Methode des steilsten Abstieges), LMS (Least-Mean-Squares) und die RLS (Recursive-Leas-Square) Methode. Bei diesen Methoden konvergiert die Lösung des Filterproblems in Abhängigkeit bestimmter Parameter (Schrittweite, „Gedächtnisfaktor“, ...) mehr oder weniger schnell gegen die Wiener Hopf Lösung [14, 15, 22, Vgl. 203-319, 164-169, Kapitel 12 S. 6-21].

Die spektrale Leistungsdichte, auch Leistungsdichtespektrum, Autoleistungsdichte oder Power Spektrum Dichte (PSD) genannt, ist gerade, reell und positiv. Dies bedeutet einen Informationsverlust, die eine Umkehrung dieser Prozedur verhindert. Grundsätzlich kann das Leistungsdichtespektrum über verschiedene Wege berechnet werden. Das Wiener-Khintchine Theorem besagt, dass die spektrale Leistungsdichte eines stationären Zufallsprozesses die Fourier-Transformation der korrespondierenden Autokorrelationsfunktionen ist. Die zeitdiskrete Form des Leistungsdichtespektrum nach dem Wiener-Khintchine Theorem ist mit

$$S(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(k)e^{-j2\pi fkT_A}T_A \quad (3.58)$$

definiert [14, Vgl. 71 ff.].

$T_A = \frac{1}{f_A}$ und ist die Periodendauer der Abtastrate des Messsignals. Der Faktor T_A im Exponenten der Exponentialfunktion steht für die Diskretisierung der Zeit $t = k.T_A$ bei der Digitalisierung.

Des weiteren definiert sich die spektrale Leistungsdichte ebenfalls über das Quadrat vom Absolutbetrag des korrespondierenden Fourierspektrums [22, Vgl. Kapitel 4 S. 4].

$$S(f) = U(f)U^*(f) = |U(f)|^2 \quad (3.59)$$

Die Möglichkeit in Gleichung (3.59) wird in dieser Diplomarbeit angewendet. Somit werden die Filterkoeffizienten des linearen Vorwärts Prädiktions-Filters benutzt, um über die Übert-

ragungsfunktion des Filters eine Schätzung für das Leistungsdichtespektrum des Messsignals zu berechnen.

Das autoregressive Modell von Yule in Abbildung 3.16(b) wird am Eingang über ein mittelfreies weißes Rauschen $v(n)$ und der Varianz σ_v^2 betrieben und über die Übertragungsfunktion $H_G(z)$ in Gleichung (3.6) beschrieben. Demnach definiert sich der zu beschreibende Zufallsprozess $u(n)$ am Ausgang des Modells im Frequenzbereich durch Multiplikation der Fourierspektren von Eingangssignal und der Übertragungsfunktion des AR Modells. Das autoregressive Leistungsdichtespektrum lautet dann

$$S_{AR}(f) = |U(f)H_G(e^{-j2\pi fT_A})|^2 = \sigma_v^2 \left| \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^M a_{M,k}^* e^{-j2\pi f k T_A}} \right|^2$$

$$= \frac{\sigma_v^2}{\left| 1 + \sum_{k=1}^M a_{M,k}^* e^{-j2\pi f k T_A} \right|^2} \quad (3.60)$$

Für das Vorwärts Prädiktionsfilter ist das Leistungsdichtespektrum formal äquivalent definiert und wurde von Burg nach der Methode der maximalen Entropie (maximal entropy method MEM) hergeleitet.

$$S_{MEM}(f) = \frac{P_M}{\left| 1 + \sum_{k=1}^M a_{M,k}^* e^{-j2\pi f k T_A} \right|^2} \quad (3.61)$$

Für Prozesse mit einer Stationarität im weiteren Sinne (wide sense stationary process) ist das AR Spektrum und das MEM Spektrum identisch, wobei die Schätzfehlerleistung P_M und σ_v^2 gleich groß sind [14, Vgl. 170].

Für eine zuverlässige Berechnung des Leistungsdichtespektrums muss eine entsprechend hohe Ordnung des autoregressiven Modells bzw. des Prädiktions-Filters gewählt werden. Ein Abschätzung der Modell-Ordnung kann beispielsweise mit dem Akaike information criterion (AIC) oder dem Final Prediction Error (FPE) erfolgen [7, Vgl.].

Listing 3.3 beschreibt die Implementierung der Berechnung des Leistungsdichtespektrums nach Gleichung (3.61) in der Programmiersprache C.

```

1 extern "C" __declspec(dllexport) int _stdcall LPCLevinsonDurbinPSD(
2
3     double const *pc,      // predictor coefficients

```

```

4     int const  numpc,    // number of predictor coefficients
5     double const pe,    // predictor error
6     double const fs,    // sample rate in Hz
7     double const fstep, // x-axis step-size of frequency
8     double const fstop, // maximum frequency
9     double *psd,        // spectral power density
10    double & power      // signal power
11    )
12
13 {
14     double sumcos;
15     double sumsin;
16
17     double fmax = fs/2;
18     if (fstop < fmax)
19         fmax = fstop;
20     double freq;
21     int numpsd = (int) (fmax/fstep);
22
23     power = 0;
24
25     for (int f=0; f<numpsd; ++f)
26     {
27         freq=f*fstep/fs;
28
29         sumcos = 0;
30         sumsin = 0;
31
32         for (int j=1; j<numpc; ++j)
33         {
34             sumcos += pc[j]* cos(2*M_PI*freq*j);
35             sumsin += pc[j]* sin(2*M_PI*freq*j);
36         }
37         sumcos+=1;
38         psd[f] = pe/(fs*(sumcos*sumcos + sumsin*sumsin));
39         power += psd[f];
40     }
41     return LPC_OK;
42 }

```

Listing 3.3: C-Code zur Berechnung der Schätzung des Leistungsdichtspektrums anhand der Filterkoeffizienten eines Vorwärts Prädiktions Filters

3.3.3. Wavelet

Die Wavelettransformation liefert wie die gefensterte Fourier-Transformation (WFT) eine Zeit-Frequenz-Beschreibung eines Signals und wurde für die Analyse der Messsignale ebenfalls in Betracht gezogen. Bei der gefensterten Fourier-Transformation definiert die Fensterbreite die Frequenzauflösung und Zeitauflösung. Zudem sind Frequenz- und Zeitauflösung indirekt proportional zueinander, d. h. bei breiten Zeitfenstern wird die Frequenz fein aufgelöst und die Zeit nur grob. Im Vergleich dazu werden bei der Wavelet Transformation hohe Frequenzanteile zeitlich fein aufgelöst und niedrige Frequenzanteile zeitlich grob. Dies ist aber nur ein Unterscheidungsmerkmal zur gefensterten Fourier-Transformation [4, Vgl. 42, 32 ff. sowie 50 ff.].

Die kontinuierliche Wavelet Transformation (CWT) ist als das innere Skalar-Produkt zwischen einem translatierten und skalierten Mutterwavelet und dem Messsignal definiert. Die CWT bzw. das Skalarprodukt misst somit die Korrelation zwischen dem Signal f und einem Wavelet. Die CWT wird mit der Gleichung (3.62) berechnet.

$$\tilde{f}(s, \tau) := \langle f | \psi_{s, \tau} \rangle = |s|^{-\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t - \tau}{s}\right) dt, \quad s \in \mathbb{R} \setminus \{0\}, \quad t \in \mathbb{R} \quad (3.62)$$

Dabei ist $\psi(t)$ das Mutterwavelet und $\psi_{s, \tau}(t)$ sind die skalierten und translatierten Versionen des Mutterwavelets und werden als Wavelets bezeichnet. Die Translation und Skalierung der Mutterwavelets erfolgt nach Gleichung (3.63).

$$\psi_{s, \tau} := |s|^{-\frac{1}{2}} \psi\left(\frac{t - \tau}{s}\right) \quad (3.63)$$

Der Faktor $|s|^{-\frac{1}{2}}$ in Gleichung (3.63) dient zur Normalisierung der Signalenergie bei verschiedenen Werten des Skalierungsparameters s . Bei der Wavelettransformation sind im Gegensatz zur WFT die Anzahl der Oszillationen der analysierenden Funktion $\psi_{s, \tau}(t)$ konstant und s variiert die Fensterbreite. Kleiner werdende Skalierungsparameter s vermindern die Fensterbreite wodurch das Wavelet gestaucht und in weitere Folge bei konstanter Anzahl der Oszillationen die Frequenz erhöht. D.h ein Signal wird bei der Wavelettransformation durch Wavelets mit niedriger Frequenz und langer Dauer bzw. durch höhere Frequenzen mit kurzer Dauer analysiert. Des Weiteren berechnet die schnelle diskrete Wavelet Transformation ein Signal der Länge n in einer Laufzeit von $O(n)$ und ist damit schneller als

die vergleichbare schnelle Fourier-Transformation die das gleiche Signal in einer Laufzeit $O(n \log(n))$ berechnet [4, Vgl. 43 f.].

Ein Wavelet ist als ein um den Nullpunkt lokalisiertes „Wellchen“ vorstellbar. Im mathematischen Sinne sind nur Funktionen welche die Zulässigkeitsbedingung

$$0 < c_\psi := \int_{\mathbb{R}} \frac{|\widehat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty$$

erfüllen Wavelets. $\widehat{\psi}(\omega)$ ist die Fouriertransformierte von $\psi(t)$. In der Praxis haben sich verschiedene Familien von Wavelets zur Signalanalyse etabliert. Das einfachste Wavelet ist das sogenannte Haar-Wavelet (siehe Gleichung (3.64)) und es zählt zur Familie der Daubechies-Wavelets.

$$\psi(t) := \begin{cases} 1, & 0 \leq t < \frac{1}{2} \\ -1, & \frac{1}{2} \leq t < 1 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.64)$$

Das Haar-Wavelet ist das erste Wavelet in der Daubechies Familie und kann explizit durch eine mathematische Formel angegeben werden. Alle anderen Wavelets in dieser Familie besitzen keine explizite Formel sondern müssen wie bei den am meisten gebräuchlichen Wavelets durch ein Iterationsverfahren konstruiert werden. Weitere bekannte Wavelets die durch explizite Formel beschreibbar sind, sind der „Mexikanische Hut“ oder das Meyer-Wavelet. Im Vergleich zum Haar-Wavelet besitzen letztere Wavelets eine wesentlich bessere Lokalisierung im Frequenzbereich als im Zeitbereich [4, Vgl. 49 f.].

Um $\tilde{f}(s, \tau)$ in einer Zeit-Frequenz Ebene darzustellen, müssen die Parameter s und τ in eine Frequenz ω und eine Zeit t umgerechnet werden. Der Waveletkoeffizient $\tilde{f}(s, \tau)$ kann anschließend durch eine Informationszelle mit der Breite $T(\psi_{s,\tau})$ und Höhe $\Omega(\psi_{s,\tau})$ und dem Mittelpunkt um $t_0(\psi_{s,\tau})$ und $\omega_0(\psi_{s,\tau})$ in der Zeit-Frequenz Ebene lokalisiert werden. Die nachfolgenden Formeln beschreiben den Zusammenhang zwischen den Parametern der Wavelettransformation und jenen zur Darstellung der Wavelet-Koeffizienten in einer Zeit-Frequenz Ebene.

$$t_0(\psi_{s,\tau}) = s \cdot t_0(\psi) + \tau \quad \text{und} \quad T(\psi_{s,\tau}) = |s| \cdot T(\psi), \quad (3.65)$$

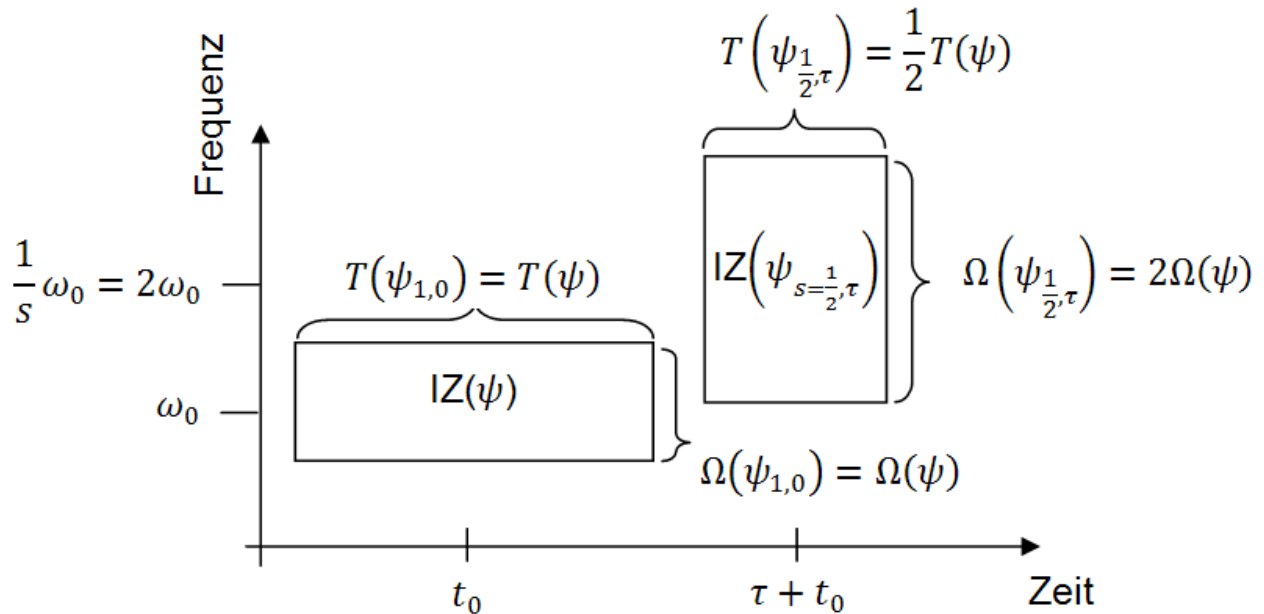


Abbildung 3.20.: Schematische Darstellung der Wavelet-Informationszellen für das Mutterwavelet ψ und dem $\psi_{s=\frac{1}{2},\tau}$ in einer Zeit-Frequenz Ebene. In Anlehnung an [4, Vgl. 52]

$$\omega_0(\psi_{s,\tau}) = \frac{1}{s} \cdot \omega_0(\psi) \quad \text{und} \quad \Omega(\psi_{s,\tau}) = \frac{1}{|s|} \cdot \Omega(\psi) \quad (3.66)$$

Die Parameter $t_0(\psi)$ und $T(\psi)$ bezeichnen das Zentrum und die Breite von ψ (vom Mutterwavelet). Analog dazu bezeichnen $\omega_0(\psi)$ und $\Omega(\psi)$ das Zentrum und die Breite von $\tilde{\psi}$ (Fourier-Transformation vom Mutterwavelet). Der Parameter $\omega_0(\psi)$ ist abhängig von dem zur Analyse des Signals gewählten Mutterwavelets und ist die im Wavelet auftretende dominante Frequenz. Dieser Parameter ist durch

$$\omega_0^+ := \int_0^\infty \omega |\hat{\psi}(\omega)|^2 d\omega \quad \text{und} \quad \omega_0^- := \int_{-\infty}^0 \omega |\hat{\psi}(\omega)|^2 d\omega$$

für positive und negative Frequenzen definiert [4, Vgl. 50 ff.].

Gemäß dieser Vorschrift ist in Abbildung 3.20 die Abhängigkeit zwischen Breite, Höhe und Zentrum der Informationsquelle im Bezug auf die Waveletparameter Skalierung s und Translation τ dargestellt. Aus Interpretation dieser Abbildung bzw. den zuvor beschriebenen Formel folgt, dass sich der Skalierungsparameter reziprok zur Frequenz verhält.

3.3.4. Rainflow

Das Rainflow-Verfahren ist ein statistisches Zählverfahren zur Analyse der Materialermüdung eines Bauteils. Dynamische Belastung eines Bauteils führt zu Materialermüdung und somit zur Schädigung desselben. Ein wichtiger Parameter zur Abschätzung der Lebensdauer eines Bauteils sind sogenannte Lastzyklen. Jeder Lastzyklus besteht aus einer Be- und Entlastungsphase des Bauteils. Mittels des Rainflow-Zählverfahren ist es möglich bei willkürlichen Belastungsverläufen diese Lastzyklen zu bestimmen und nach Amplitudenwert, Mittelwert und Häufigkeit ihres Auftretens zu klassifizieren. Ein bestimmte Anzahl von Lastzyklen führt zum Versagen des Bauteils. Da jeder Lastzyklus eine „Teilschädigung“ des Bauteils bedeutet, kann mit dem Rainflow-Zählverfahren eine Schadensakkumulation nach Palmgren/Miner durchgeführt werden [9].

Aufgrund dessen, dass dieses Verfahren zur Schädigungsanalyse herangezogen werden kann, wurde versucht diese Methode ebenfalls auf die im Rahmen der Studie erfassten Messdaten anzuwenden um in weiterer Folge eventuelle Schädigungen detektieren zu können. Dieses Zählverfahren beruht auf der Analyse eines Signals im Zeitbereich und eignet sich für die Analyse dynamischer Belastungen. Zudem kann diese Zählmethode nur bei einaxialer Belastung angewendet werden [5, 31-40].

Im Listing 3.4 wurde dieser einfache Algorithmus als C-Code implementiert. Die C-Funktion `RainFlow` erwartet in der beschriebenen Reihenfolge nachfolgender Auflistung die Argumente:

- Zeitlicher Verlauf der mechanischen Spannungen (Messsignal)
- Anzahl der mechanischen Spannungen (Länge des Messsignals)
- Auszuwertender Spannungsschwingbreitenbereich
- Anzahl der Spannungsklassen für die Klassifizierung der Spannungsschwingbreiten
- Anzahl der auftretenden Spannungsschwingbreiten in den einzelnen Klassen (Häufigkeiten).

Dem Argument *numa* werden beim Aufruf der Rainflow-Funktion die Anzahl der Spannungen übergeben. Nach der Funktion enthält dieses Argument die noch verbleibenden Spannungen. Als optionales Argument kann der Funktion zusätzlich ein Array mit den Zeitpunkten

der auftretenden Spannungen übergeben werden. Nach dem Aufruf der Funktion enthält dieses Array die Zeitpunkte der verbleibenden Spannungen mit großen Spannungsamplituden. Diese großen Amplituden werden vom Algorithmus als halbe Lastzyklen gezählt.

```

1 extern "C" __declspec(dllexport) int __stdcall RainFlow(
2     double *a,
3     long unsigned int& numa,
4     double stressrange,
5     unsigned int numberofclasses,
6     double * stressclasses ,
7     double *time=NULL)
8 {
9     long unsigned int i, j, k=numa,L;
10    double s;
11    double ds = stressrange/numberofclasses;
12
13    for (i=0; i<numberofclasses; ++i)
14        stressclasses [i] = 0;
15    do
16    {
17        L=k;
18        for (i=1; i<k-2;)
19        {
20            if ( ( a[i-1]<=a[i+1] && a[i+1] <a[i] && a[i]<=a[i+2]) || (a[i-1] >= a[i+1] && a[i+1] > a[i] &&
21                a[i] >=a[i+2]) )
22            {
23                s=abs(a[i]-a[i+1]);
24                //m = (a[i]+a[i+1])/2;
25                j= (unsigned int) (s/ds);
26                if (j>=numberofclasses)
27                    j=numberofclasses-1;
28                stressclasses [j] +=2;
29                for(j=i+2; j<k; ++j)
30                {
31                    a[j-2] = a[j];
32                    if (time!=NULL)
33                        time[j-2] = time[j];
34                }
35                k-=2;
36            }
37        }
38    }
39    else

```

```
37     ++i;
38   }
39 }
40 while(k!=L);
41 for (i=0; i<k-1; ++i)
42 {
43     s=abs(a[i]-a[i+1]);
44     //m = (a[i]+a[i+1])/2;
45     j= (unsigned int) (s/ds);
46     if (j>=numberofclasses)
47         j=numberofclasses-1;
48     stressclasses [j] +=1;
49 }
50 numa=k;
51 return 0;
52 }
```

Listing 3.4: C-Code zur Analyse eines Messsignals mit dem Rainflow-Verfahren

3.3.5. Schädigungsparameter

Neben dem Rainflow Algorithmus wurde eine zweite Variante zur Detektion einer Schädigung im Zeitbereich getestet. Es wurde versucht, aus den Messdaten einen Parameter zu extrahieren, der über den Abnutzungsgrad einer HTEP eine Aussage treffen könnte. Im Rahmen einer Studie wurden 17 Probanden mit insgesamt 22 HTEPs untersucht und für jede Hüfte eine Schädigungsparameter anhand des nachfolgende beschriebenen Algorithmus berechnet. Einige Probanden (P43-2, P45-2, P52-1, P53-1, P55-2 und P57-2) äußerten bei der Befragung vor Untersuchung Beschwerden bezüglich bei der Ausübung ihrer Tätigkeiten im Alltag. Mit Ausnahme von Proband P55-2 ergab die Berechnung des in diesem Abschnitt beschriebenen Schädigungsparameters für die anderen Probanden einen erhöhten Wert (siehe Abschnitt 4.5).

Da die Ausbreitung des zu messenden Körperschalls aufgrund des unterschiedlichen Körperbaus für jeden Probanden verschieden ist und eine objektive Kalibrierung der Sensoren nicht möglich ist, kann ein allgemeingültiger schädigungsrelevanter Parameter nur schwer eruiert werden. Den Versuch die Sensoren mittels eines am Proband fixierten Vibrationsmotors für alle Messstellen zu kalibrieren, brachte nicht den gewünschten Erfolg, da mit dem Vibrationsmotor nur niederfrequente Anregungen (bis 200 Hz) stimuliert werden konnten. Zusätzlich

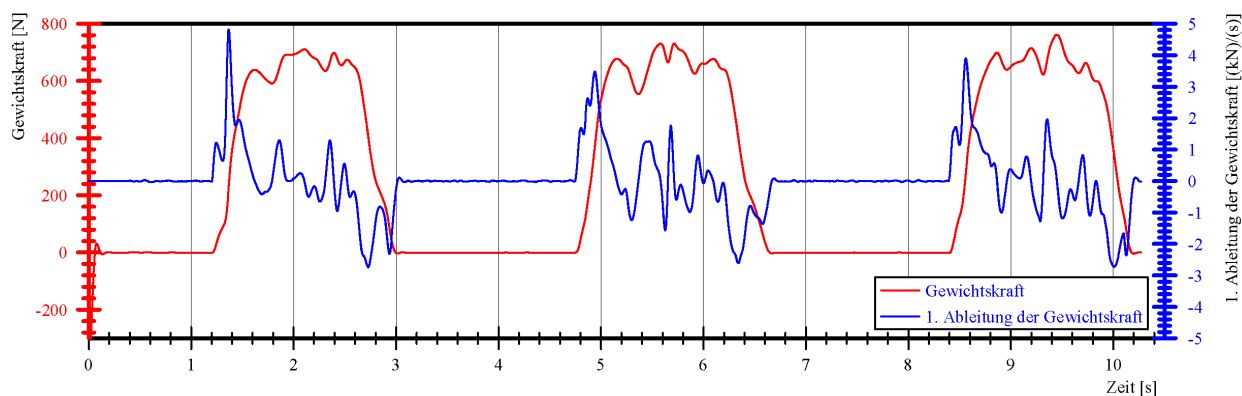


Abbildung 3.21.: Auf die Stufe wirkende Gewichtskraft und zeitliche Änderung derselben für Proband P43-2

erschwerend ist der Umstand, dass die Sensoren bedingt durch Narben- und Fettgewebe auch nicht bei jedem Probanden exakt gleich befestigt werden können. Um einen schädigungsrelevanten Parameter zu bestimmen, müssen daher Bewegungen mit geringen Schädigungspotential mit Bewegungen mit höherem Schädigungspotential, wie z.B. das Auf- und Absteigen von einer Stufe, verglichen werden. Beim Auf- und Absteigen wird das Schädigungspotential am höchsten sein, da das gesamte Körpergewicht auf der HTEP lastet. Das Signal, der in Stufe integrierten Wägezelle zur Bestimmung der auf die Stufe wirkenden Gewichtskraft während der Untersuchung, kann dazu verwendet werden die Messdaten in Zeitabschnitte zu unterteilen bei denen die Wahrscheinlichkeit einer Schädigung hoch bzw. gering ist.

In Abbildung 3.21 ist die auf die Stufe wirkende Gewichtskraft G während der Untersuchung des Probanden P43-2 dargestellt. Der Proband steigt dreimal auf die Stufe und belastet diese mit einer Kraft G von bis zu 762 N. Zusätzlich ist in der Abbildung 3.21 noch die erste Ableitung der Gewichtskraft dargestellt. Wenn die erste Ableitung deutlich größer als $0 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ ist, tritt der Proband auf die Treppe und sein Körper befindet sich in der Aufwärtsbewegung, wodurch das zu untersuchende Bein bzw. die Treppe belastet wird. Ist die Ableitung deutlich kleiner als $0 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ steigt der Proband von der Treppe und befindet sich in der Abwärtsbewegung was wiederum das zu untersuchende Bein belastet. Beide Bewegungen haben ein hohes Schadenspotential, da die HTEP durch das Körpergewicht massiv belastet wird. Wenn die Laständerung im Bereich von $0 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ ist, ist das Schädigungspotential gering, da das Bein nur ohne Last gehoben und der Proband mit dem zu untersuchenden Bein die Stufe noch nicht erreicht oder nicht mehr auf dieser ist bzw. ohne sich zu bewegen auf der Stufe steht.

Für die Bestimmung des Schädigungsparameters p wird der in Abbildung 3.21 dargestellte Verlauf der Gewichtskraft in zwei Bereiche unterteilt: Bereich 1 umfasst alle Beschleuni-

gungen an einer zu wählenden Messstelle für die die Änderung der Gewichtskraft größer $100 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ bzw. kleiner $-100 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ ist. Bereich 2 umfasst alle Beschleunigungen für die die Änderung der Gewichtskraft zwischen $-100 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ und $100 \frac{\text{N}}{\text{s}}$ ist. In den nachfolgenden Gleichungen (3.67) und (3.68) werden die zuvor definierten Bereiche in einem mathematischen Ausdruck beschrieben. Zusätzlich zur Unterteilung der gemessenen Signale in die beschriebenen Bereiche werden gemessene Beschleunigungsamplituden größer 0,5 g bei der Berechnung auf 0,5 g begrenzt. Amplituden größer 0,5 g werden höchstwahrscheinlich durch Artefakte (z. B. durch Kabelzug) verursacht und werden durch die zuvor erwähnte Maßnahme weniger stark berücksichtigt. Des weiteren werden alle gemessenen Beschleunigungen vor dem Hochsteigen auf die Stufe im ersten Versuch und nach dem Runtersteigen von der Stufe im letzten Versuch von der Berechnung ausgeschlossen.

$$\bar{a}_{\updownarrow} = \frac{1}{N} \sum \begin{cases} |a| & \text{wenn } |a| \leq 0.5 \\ 0.5 & \text{sonst} \end{cases}, \text{ wenn } \left| \frac{dG}{dt} \right| \geq 100 \quad (3.67)$$

$$\bar{a}_{\leftrightarrow} = \frac{1}{N} \sum \begin{cases} |a| & \text{wenn } |a| \leq 0.5 \\ 0.5 & \text{sonst} \end{cases}, \text{ wenn } \left| \frac{dG}{dt} \right| < 100 \quad (3.68)$$

Der Schädigungsparameter p wird nun definiert als das Verhältnis der Mittelwerte von den Absolutwerten der gemessenen Beschleunigungen a im Bereich 1 zu jenen im Bereich 2.

$$p = \frac{\bar{a}_{\updownarrow}}{\bar{a}_{\leftrightarrow}} \quad (3.69)$$

Im Abbildung 4.8(c) vom Abschnitt 4.4.1 sind die gemessenen Beschleunigungen an der Tuberositas tibia des rechten Beines in X-Richtung für Proband P43-2 dargestellt. Diese Abbildung zeigt hohe Ausschläge bei der aufsteigenden und absteigenden Flanke. Der Schädigungsparameter p ist deutlich größer als 1 (siehe Abbildung 4.22) und deutet auf eine Anomalie der HTEP hin.

4. Ergebnisse

Im ersten Abschnitt dieses Kapitels sind die Ergebnisse aus dem Versuch Schallquellen im Labor anhand des im Abschnitt 3.2 beschriebenen Aufbaus zu lokalisieren dargestellt. Im darauf folgenden Abschnitt 4.2 erfolgt eine Bewertung der Algorithmen aus dem Abschnitt 3.3 und danach wird das Ergebnis aus einer Messung mit einem Probanden ohne HTEP erläutert. Im Anschluß daran sind die aus den Messungen an Probanden gewonnenen Ergebnisse einer Studie mit 17 Probanden und insgesamt 23 HTEP dargestellt. Da die Ergebnisse sehr umfangreich sind, werden in den nachfolgenden Ausführungen nur die Ergebnisse ausgewählter Probanden der Studie mit verschiedenen HTEP-Gleitpaarungen angeführt. Im letzten Abschnitt 4.5 dieses Kapitel sind die Ergebnisse aus der Berechnung des in Abschnitt 3.3.5 beschriebenen Schädigungsparameters für alle Probanden sowie das Ergebnis aus der Auswertung der Probanden-Fragebögen dargestellt. Der in der Probandenbefragung verwendete Fragebogen enthält hauptsächlich standardisierte Fragen zur Erhebung des Harris Hip Scores (HHS).

Der Harris Hip Score dient zur funktionellen Beurteilung der Hüfte und wird beispielsweise nach Operationen erfasst. Der Proband beantwortet beispielsweise Fragen inwiefern die implantierte Hüfte schmerzt und ob bzw. wie schwer es diesem fällt, bestimmte Tätigkeiten durchzuführen (Längerer Spaziergang, Treppensteigen, etc.). Der Fragenkatalog macht jedoch keine Unterschiede zwischen dem Alter der Probanden oder beispielsweise deren allgemeinem Gesundheitszustand, wodurch der HHS dadurch verfälscht werden kann. Grundsätzlich können maximal 100 Punkte erreicht werden. Gemäß der Definition des HHS, siehe [19], gilt folgender Punkteschlüssel:

- 90-100 excellent results
- 80-90 being good,
- 60-69 poor,
- below 60 a failed result

Versuch	Laufzeit Messpunkt 1 ($\Delta s=0,25$ m)	Laufzeit Messpunkt 2 ($\Delta s=0,85$ m)
	μs	μs
1	100	250
2	100	225
3	100	225
4	100	225
5	125	250
6	150	225
7	100	225
8	125	225
9	100	275
10	100	250

Tabelle 4.1.: Gemessene Laufzeit des Körperschalls an zwei unterschiedlich entfernten Messpunkten ausgehend von einer Schallquelle mit dem Sensor 603A01. Auflösung der Laufzeit ist $25 \mu s$.

4.1. Lokalisierung einer Schallquelle im Labor

In diesem Abschnitt sind einige Ergebnisse aus im Kapitel 3.2 beschriebenen Experimenten dargestellt. In der Tabelle 4.1 sind die Messergebnisse aus insgesamt zehn Versuchen mit dem Sensor 603A01 dokumentiert. In der Spalte „Laufzeit Messpunkt 1“ ist die Laufzeit zwischen Impulsabgabe und Detektion am Messpunkt 1 und damit in 0,25 m Entfernung vom Ausgangspunkt des Impulses angeführt. Analog dazu ist in der angrenzenden Spalte die Zeitdifferenz bei 0,85 m Entfernung vom Ausgangspunkt angegeben. Aus der Tabelle ist leicht zu erkennen dass mit der Entfernung von der Impulsquelle ebenfalls die gemessene Laufzeit zunimmt. Die mittlere Ausbreitungsgeschwindigkeit für dieses Experiment betrug $4.706 \frac{m}{s}$ und ergab sich aus der einfachen Division von Entfernung der Messpunkte (0,6 m) durch die Differenz der mittleren Laufzeiten aus zehn Versuchen. Dieses Ergebnis deckt sich mit den in der Literatur angegebenen Schallgeschwindigkeiten von 4000 - 6000 $\frac{m}{s}$ in Holz (in Faserrichtung) [31]. In der Abbildung 4.1 ist jeweils ein Versuch bei 0,25 m und ein Versuch bei 0,85 m Entfernung des Messpunktes (siehe Messaufbau in Abbildung 3.13) von der Impulsquelle aus der Tabelle 4.1 grafisch dargestellt. Die grünen Linien entsprechen dem Potential der elektrisch leitenden Schraube an der Vorderkante des Holzbrettes womit der Anstieg dieser Linie die Abgabe des Schallimpulses signalisiert. Die blauen Linien entsprechen dem Sensorsignal am jeweiligen Messpunkt. Deren Anstiege signalisieren die Detektion des abgegebenen Schallimpulses.

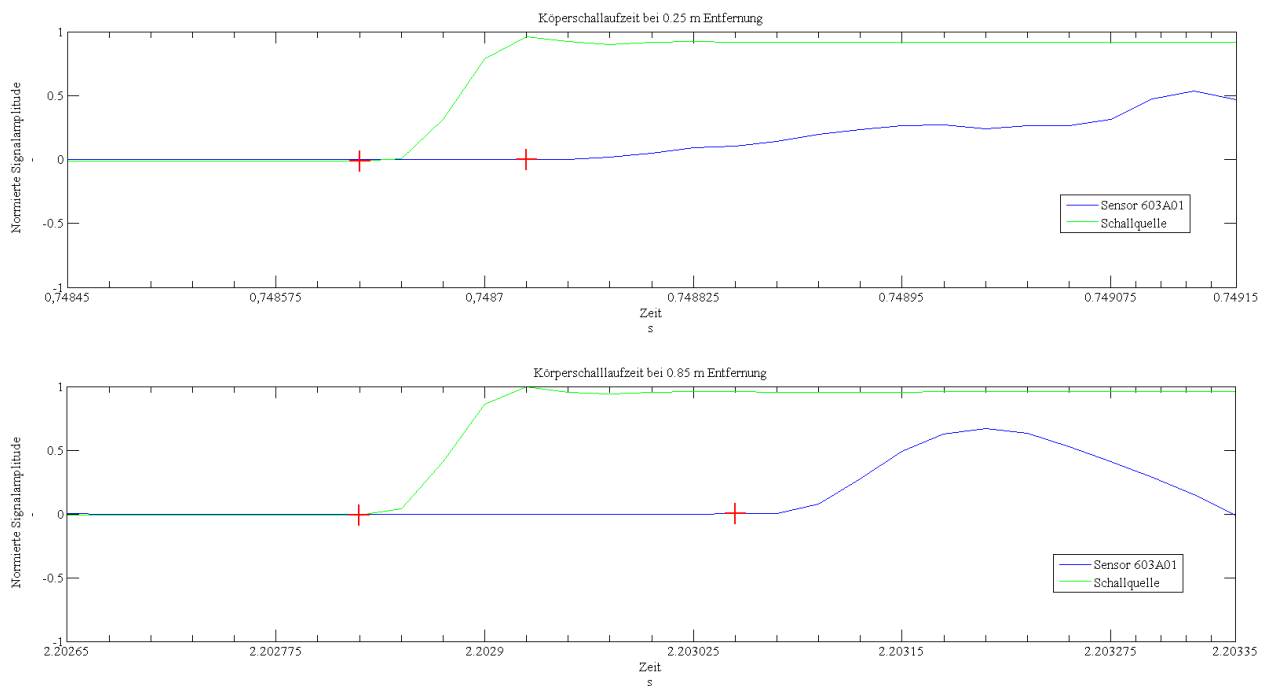


Abbildung 4.1.: Darstellung des Laufzeitunterschiedes wenn der Körperschall in einem Abstand von 0,25 m und 0,85 m Entfernung vom Entstehungsort des Schallimpulses detektiert wird. Die mit einem roten Kreuz markierten Stellen zeigen die mit einem Auswerte-Skript automatisch detektierten Zeitpunkte an dem der Schallimpuls an der Messstelle registriert wurde.

In den nachfolgenden Experimenten wurden jeweils zwei Sensoren im Abstand von 0,6 m auf einem Holzbrett befestigt. Zwischen den durch die Sensoren definierten Messstellen wurde in Abständen von 15 cm je fünf Schallimpulse durch einen Schlag mit einem festen Gegenstand auf das Brett erzeugt. Um möglichst die Ausbreitung des Körperschalls in Richtung der Fasern des Holzbrettes zu erfassen, wurden die Sensoren mittels einer zusätzlichen Konstruktion am Brett entsprechend dieser Forderung angeordnet. Im diesem Sinne wurde die Sensoren so montiert, dass deren sensitiven Achsen in Richtung der Holzfasern orientiert sind.

In der Tabelle 4.1 sind die Messergebnisse aus der Messung mit den Sensoren 603A01 und BRUEL4384 dargestellt. Am Messpunkt 1 wurde der Sensor 603A01 befestigt und am Ende des Holzbrettes der Sensor BRUEL4384 am Messpunkt 2. In der ersten Spalte der Tabelle ist die tatsächliche Entfernung $s_{\text{Schallquelle}}$ der abgegebenen Schallimpulses von Messpunkt 1 angegeben. Der gesamte Abstand zwischen den Messpunkten betrug 0,6 m. In der zweiten Spalte ist die gemessene Zeitdifferenz $s_{\text{Schallquelle}}$ zwischen der Detektion des Schallimpulses durch die Sensoren eingetragen. Aus diesen bekannten Größen und der gemessenen Zeitdifferenz, kann die Geschwindigkeit des Körperschalls mit der Formel (4.3) berechnet werden. Die berechneten Ausbreitungsgeschwindigkeiten sind in der vierten Spalten der Tabellen angegeben. Wie man aus der gemessenen Zeitdifferenz bereits erkennen kann, war dieser mit einigen Ausnahmen vom Ort, an dem der Schallimpuls entstand, abhängig und somit eine Lokalisierung der Schallquelle mit zwei Sensoren möglich. Die vierte Spalte der Tabelle enthält den berechneten Ort der Schallquelle als Entfernung zum Messpunkt 1. Diese Werte ergeben sich aus der Annahme einer festen Ausbreitungsgeschwindigkeit und Umformung von Formel (4.3). Als Ausbreitungsgeschwindigkeit wurde in dieser und den nachfolgenden Tabellen der Mittelwert aller gemessenen Ausbreitungsgeschwindigkeiten angenommen. Die letzte Spalte enthält den absoluten Fehler aus der berechneten und der tatsächlichen Entfernung der Schallquelle.

$$\Delta t = t_{\text{Sensor 1}} - t_{\text{Sensor 2}} \quad (4.1)$$

$$v_{\text{Koerperschall}} = \frac{s_{\text{Schallquelle}}}{t_{\text{Sensor 1}}} = \frac{0,6 - s_{\text{Schallquelle}}}{t_{\text{Sensor 2}}} \quad (4.2)$$

$$\Rightarrow v_{\text{Koerperschall}} = \frac{0,6 - 2s_{\text{Schallquelle}}}{\Delta t} \quad (4.3)$$

In Abbildung 4.2 ist der gesamte Schallimpuls in Form der Sensorsignale von den Sensoren 603A01 und BRUEL14384 dargestellt. Der Schallimpuls wurde in diesem Versuch unmittelbar am Messpunkt 1 injiziert wodurch die Detektion desselben am Messpunkt 1 früher

Entfernung der Schallquelle von Messpunkt 1	$\Delta t_{\text{gemessen}}$	v_{gemessen}	$s_{\text{berechnet}}$ ($v = 5000 \frac{\text{m}}{\text{s}}$)	Δs
m	μs	$\frac{\text{m}}{\text{s}}$	m	m
0,00	-60	10000	0,15	0,15
0,00	-100	6000	0,05	0,05
0,00	-100	6000	0,05	0,05
0,00	-100	6000	0,05	0,05
0,00	-100	6000	0,05	0,05
0,10	-80	5000	0,10	0,00
0,10	-60	6700	0,15	0,05
0,10	-60	6700	0,15	0,05
0,10	-60	6700	0,15	0,05
0,10	-60	6700	0,15	0,05
0,25	-20	5000	0,25	0,00
0,25	-20	5000	0,25	0,00
0,25	-20	5000	0,25	0,00
0,25	0	-	0,3	0,00
0,25	-20	5000	0,25	0,00
0,40	40	5000	0,40	0,00
0,40	40	5000	0,40	0,00
0,40	0	-	0,3	0,10
0,40	40	5000	0,40	0,00
0,40	40	5000	0,40	0,00
0,55	120	4200	0,60	0,05
0,55	140	3600	0,65	0,10
0,55	120	4200	0,60	0,05
0,55	120	4200	0,60	0,05
0,55	140	3600	0,60	0,05

Tabelle 4.2.: Lokalisierung einer Schallquelle mit den Sensoren 603A01 und BRUEL4384 anhand des Messaufbaus in Abbildung 3.13 und einer Abtastfrequenz von 50 kHz

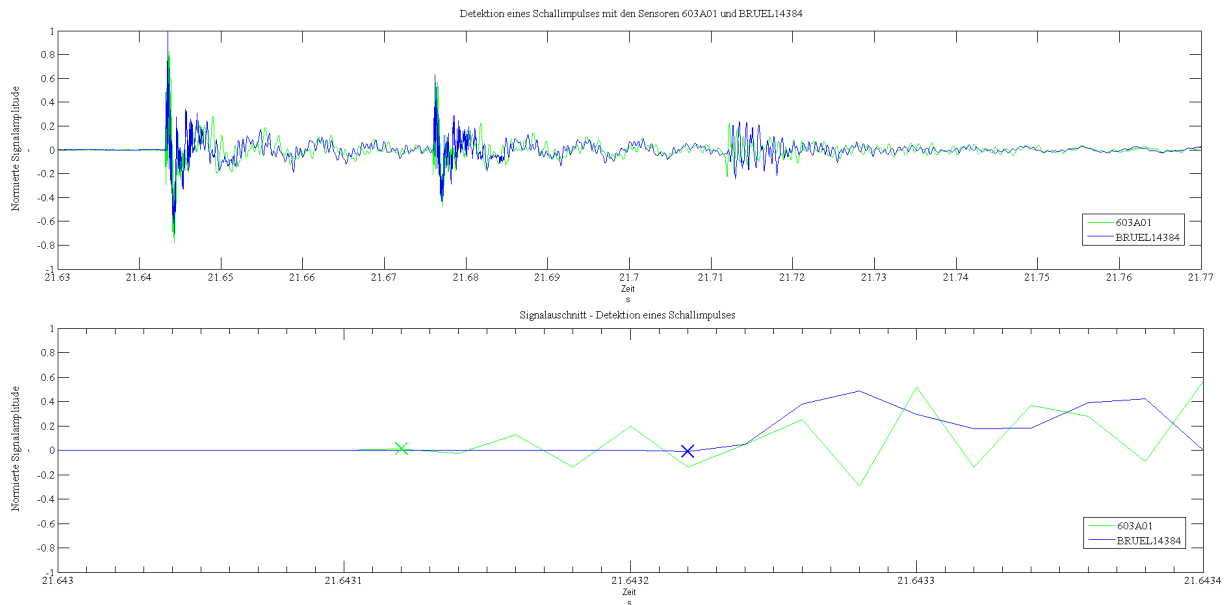


Abbildung 4.2.: Darstellung der von den Sensoren 603A01 und BRUEL4384 detektierten Schallimpulse, oben: gesamtes Signal; unten: Detailausschnitt

detektiert wird als am Messpunkt 2. Prinzipiell liefern beide Sensoren ein ähnliches Signal. Im zweiten Linien-Diagramm ist der Beginn des detektierten Impulses dargestellt. Das grüne und blaue Kreuzchen markieren hierbei die durch ein Matlab Script automatisch detektierten Anfangspunkte des Messsignals.

Entfernung der Schallquelle von Messpunkt 1	$\Delta t_{\text{gemessen}}$	v_{gemessen}	$s_{\text{berechnet}}$ ($v = 4900 \frac{m}{s}$)	Δs
m	μs	$\frac{m}{s}$	m	m
0,00	-117	5100	0,01	0,01
0,00	-117	5100	0,01	0,01
0,00	-133	4500	0,03	0,03
0,00	-100	6000	0,05	0,05
0,00	-117	5100	0,01	0,01
0,10	-60	6000	0,14	0,04
0,10	-67	6000	0,14	0,04
0,10	-83	4800	0,09	0,01
0,10	-67	6000	0,14	0,04
0,10	-67	6000	0,14	0,04
0,25	17	6000	0,34	0,09
0,25	17	6000	0,34	0,09
0,25	17	6000	0,34	0,09
0,25	17	6000	0,34	0,09
0,25	17	6000	0,34	0,09
0,40	507	4000	0,42	0,02
0,40	67	3000	0,46	0,06
0,40	67	3000	0,46	0,06
0,40	67	3000	0,46	0,06
0,55	1507	3300	0,67	0,12
0,55	117	4300	0,59	0,04
0,55	1170	4300	0,59	0,04
0,55	117	4300	0,59	0,04
0,55	117	4300	0,59	0,04

Tabelle 4.3.: Lokalisierung einer Schallquelle mit zwei gleichen Sensoren (353b34) von PCB Piezotronics anhand des Messaufbaus in Abbildung 3.13 und einer Abtastfrequenz von 60 kHz.

Entfernung der Schallquelle von Messpunkt 1	$\Delta t_{\text{gemessen}}$	v_{gemessen}	$s_{\text{berechnet}}$ ($v = 5100 \frac{\text{m}}{\text{s}}$)	Δs
m	μs	$\frac{\text{m}}{\text{s}}$	m	m
0,0	-117	5000	0,00	0,00
0,0	-117	5000	0,00	0,00
0,0	-117	5000	0,00	0,00
0,0	-117	5000	0,00	0,00
0,0	-117	5000	0,00	0,00
0,1	-33	12000	0,21	0,11
0,1	-50	8000	0,17	0,06
0,1	-67	6000	0,13	0,03
0,1	-50	8000	0,17	0,07
0,1	-50	8000	0,17	0,07
0,25	0	-	0,30	0,05
0,25	0	-	0,30	0,05
0,25	0	-	0,30	0,05
0,25	0	-	0,30	0,05
0,25	0	-	0,30	0,05
0,40	33	6000	0,39	0,01
0,40	83	2400	0,51	0,11
0,40	67	3000	0,47	0,07
0,40	83	2400	0,51	0,11
0,40	83	2400	0,51	0,11
0,55	133	3800	0,64	0,09
0,55	117	4300	0,60	0,05
0,55	117	4300	0,60	0,05
0,55	133	3800	0,64	0,09
0,55	200	2500	0,81	0,26

Tabelle 4.4.: Lokalisierung einer Schallquelle mit den Sensoren 603A01 und BU23173 mittels des Messaufbaus in Abbildung 3.13 und einer Abtastfrequenz von 60 kHz

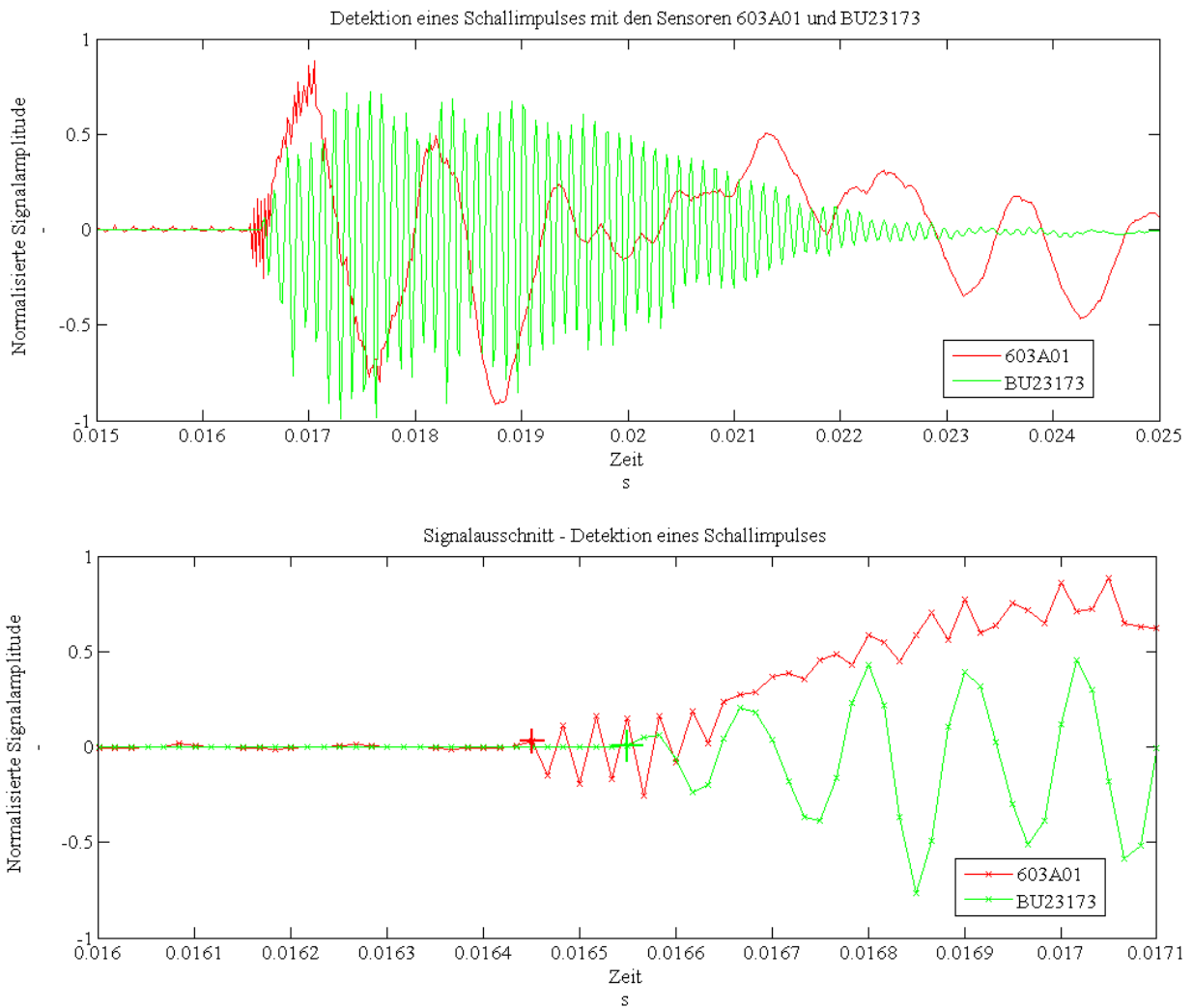


Abbildung 4.3.: Darstellung der von den Sensoren 603A01 und BU23173 detektierten Schallimpulse, oben: gesamtes Signal; unten: Detailausschnitt

Entfernung der Schallquelle von Messpunkt 1 (Sensor 603A01)	Δt_{BU3273}	Δt_{MT3T}	v_{BU3273}	v_{MT3T}	$s_{MT3T} (\bar{v} = 7000 \frac{m}{s})$	$s_{MT3T} (\bar{v} = 5900 \frac{m}{s})$
m	μs	μs	$\frac{m}{s}$	$\frac{m}{s}$	m	m
0,00	-117	-167	5100	3600	-0,11	-0,19
0,00	-117	-133	5100	4500	-0,11	-0,09
0,00	-117	-133	5100	4500	-0,11	-0,09
0,00	-83	-83	7200	7200	0,01	0,06
0,00	-100	-150	6000	4000	-0,05	-0,14
0,10	-17	-50	24000	8000	0,24	0,15
0,10	-17	-33	24000	12000	0,24	0,20
0,10	-50	-67	8000	6000	0,12	0,10
0,10	-33	-83	12000	4800	0,18	0,06
0,10	-50	-67	8000	6000	0,12	0,10
0,25	17	-33	6000	3000	0,36	0,20
0,25	0	-17	-	6000	0,30	0,25
0,25	17	-17	6000	6000	0,36	0,25
0,25	17	-33	6000	3000	0,36	0,20
0,25	17	-33	6000	3000	0,36	0,20
0,40	67	0	3000	-	0,53	0,30
0,40	67	0	3000	-	0,53	0,30
0,40	50	0	4000	-	0,48	0,30
0,40	67	17	3000	12000	0,53	0,35
0,40	67	33	3000	6000	0,53	0,40
0,55	117	117	4300	4300	0,71	0,64
0,55	100	67	5000	7500	0,65	0,50
0,55	100	100	5000	5000	0,65	0,6
0,55	100	67	5000	7500	0,65	0,5
0,55	100	100	5000	5000	0,65	0,6

Tabelle 4.5.: Lokalisierung einer Schallquelle mit den Sensoren 603A01 (Messpunkt 1) sowie BU23173 und MT3 (Messpunkt 2) mittels des Messaufbaus in Abbildung 3.13 und einer Abtastfrequenz von 60 kHz.

50 Hz Störspannungen beim 603A01 erschweren die Detektion der Schallwelle. Der BU23173 ist sehr rauscharm und hat für höhere Frequenzen eine deutlich bessere Sensitivität wie der MT-3T. Letzterer hat für weniger hohe Frequenzen eine bessere Sensitivität. Die extrem kleinen Signal-Amplituden des MT-3T am Beginn der Schallwelle erschweren eine eindeutige Detektion ebenfalls.

Entfernung der Schallquelle von Messpunkt 1 (Sensor 603A01)	$\Delta t_{BU23173}$	Δt_{MT3T}	$v_{BU223173}$	v_{MT3T}	$s_{MT3T} (\bar{v} = 7000 \frac{m}{s})$	$s_{MT3T} (\bar{v} = 5900 \frac{m}{s})$
m	μs	μs	$\frac{m}{s}$	$\frac{m}{s}$	m	m
0,00	-83	-50	7200	12000	0,04	0,15
0,00	-83	-67	7200	9000	0,04	0,10
0,00	-117	-50	5100	12000	-0,06	0,15
0,00	-117	-50	5100	12000	-0,06	0,15
0,00	-83	-50	7200	12000	0,04	0,15
0,10	-50	0	8000	0	0,15	0,30
0,10	-50	0	8000	0	0,15	0,30
0,10	-50	0	8000	0	0,15	0,30
0,10	-50	33	8000	12000	0,15	0,40
0,10	-33	0	12000	0	0,20	0,30
0,25	0	67	0	1500	0,30	0,50
0,25	0	33	0	3000	0,30	0,40
0,25	0	33	0	3000	0,30	0,40
0,25	17	50	6000	2000	0,35	0,45
0,25	0	50	0	2000	0,303	0,45
0,40	50	83	4000	2400	0,45	0,55
0,40	33	67	6000	3000	0,40	0,50
0,40	50	67	4000	3000	0,45	0,50
0,40	33	67	6000	3000	0,40	0,50
0,40	33	83	6000	2400	0,40	0,55
0,55	117	100	4300	5000	0,66	0,60
0,55	100	100	5000	5000	0,61	0,60
0,55	133	167	3800	3000	0,71	0,80
0,55	100	133	5000	3800	0,61	0,70
0,55	133	133	3800	3800	0,71	0,70

Tabelle 4.6.: Lokalisierung einer Schallquelle mit den Sensoren BU23173 und MT3 (Messpunkt 1) sowie dem Sensor 603A01 (Messpunkt 2) mittels des Messaufbaus in Abbildung 3.13 und einer Abtastfrequenz von 60 kHz.

4.2. Bewertung der Algorithmen

Im Zuge dieser Arbeit wurden verschiedenste Algorithmen zur Analyse und Darstellung der Messsignale untersucht. Dabei erfolgte eine Analyse der Messdaten im Zeitbereich und im Frequenzbereich. Für die Analyse der Messsignale im Zeitbereich wurden drei Algorithmen getestet. Zum einen die herkömmliche in der Literatur oft beschriebene Fast Fourier Transformation (FFT), eine Wavelet Transformation und die Berechnung des Frequenzspektrums auf Basis eines autoregressiven Prozesses. Vor allem für die Darstellung der Fourierspektren zeitlich kurzer Signale versagte die herkömmliche FFT. Die Frequenzauflösung ist bei dieser Methode indirekt proportional zur Länge des zu analysierenden Messsignals. Das Frequenzspektrum kann somit für kurze Ausschnitte im Messsignal nicht exakt bestimmt werden. Speziell bei den aufgezeichneten Messsignalen treten vorwiegend nur zeitlich kurze Schwingungen auf. Die CWT eignet sich im Vergleich zur FFT für die Analyse kurzer Signalausschnitte eines Messsignals im Frequenzbereich. Im Gegensatz zur FFT werden bei dieser Methode hochfrequente Schwingungen zeitlich feiner als niederfrequente Schwingungen aufgelöst. Für die Analyse des Messsignal muss jedoch ein geeignetes und auf die Anwendung optimiertes Mutter-Wavelet ausgewählt werden. Beim Versuch die CWT für die Messdaten aus der Studie zu berechnen, ist es nicht gelungen ein Mutter-Wavelet auszuwählen, welches unabhängig vom Messsignal gute Ergebnisse lieferte. Die Analyse der Messsignale der Probanden erfolgte daher auf Basis des in Kapitel 3.3.1 beschriebenen autoregressiven Prozesses. Wie beispielsweise in Abbildung 4.9 oder 4.7 dargestellt ist, kann das Leistungsdichtespektrum mittels dieser Methode für zeitlich kurze Signalausschnitte im Messsignal (z.B. wie in Abbildung 4.9 als 3D-Grafik) als auch für das gesamte Messsignal (z.B. Abbildung 4.7) gut dargestellt werden. Zudem erlaubt diese Methode eine Reduktion des Speicherbedarf auf einem Datenträger, da sich das Messsignal und das Leistungsdichtespektrum aus im Vergleich zur Länge des Messsignals wenigen Filterkoeffizienten des adaptiven autoregressiven Prozesses darstellen lässt.

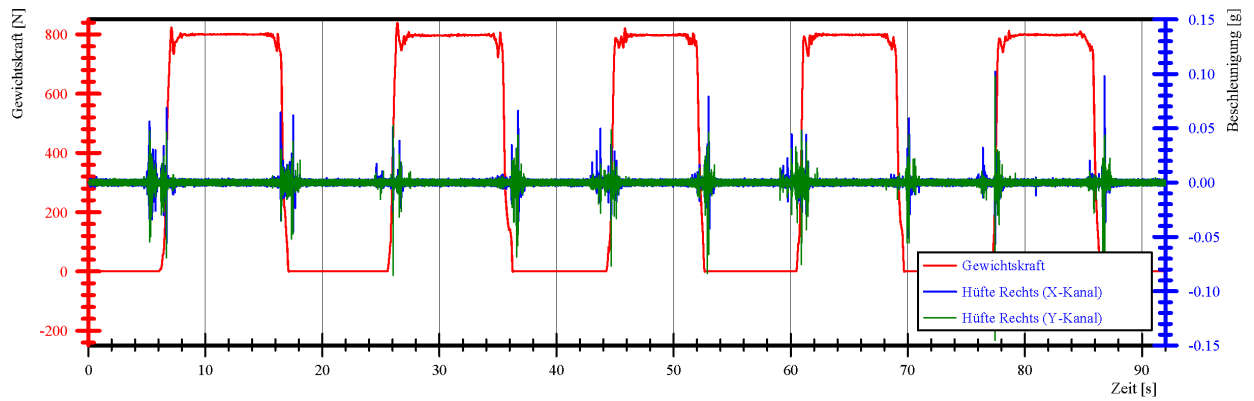
Im Zeitbereich wurden die Messsignale aller Probanden mittels des im Kapitel 3.3.5 definierten Schädigungsparameters p bewertet. Die Methode mittels dem Rainflow-Zählverfahren kann nur auf einzelne Probanden angewendet werden, da für die Klassifizierung der Lastzyklen nach Häufigkeiten und Spannungsamplituden in den Messsignalen immer ein auszuwertender Spannungsbereich (Amplitude der gemessenen Beschleunigungen) sowie die Anzahl der Spannungsklassen angegeben werden muss. Aufgrund des unterschiedlichen Körperbaus der Probanden sind diese Spannungsbereiche aber verschieden.

4.3. Referenzmessung

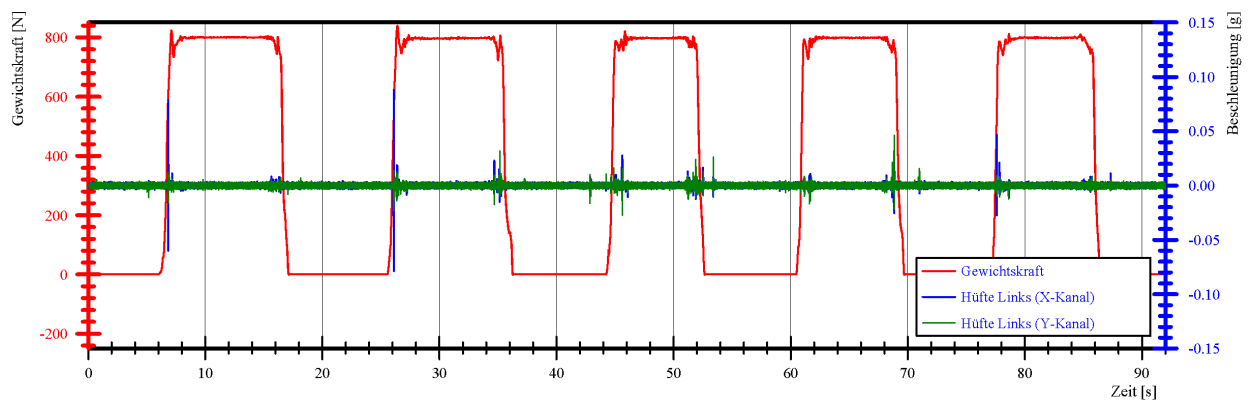
Im Zuge der Untersuchungen von Probanden mit implantierten HTEP wurde ein zusätzlicher Proband mit natürlichen Hüftgelenken mit demselben Messverfahren untersucht. Der nachfolgende Proband war männlich, hatte zum Zeitpunkt der Untersuchung ein Lebensalter von 26 Jahren und einen Body-Mass-Index (BMI) von 23,4.

In Abbildung 4.4 sind die an der rechten Hüfte und linken Hüfte gemessenen Beschleunigungen dargestellt. Der Proband ist beginnend mit dem rechten Bein die Stufe hochgestiegen sowie runtergestiegen. Demnach wird zum Großteil das rechte Hüftgelenk belastet. Entsprechend diesem Bewegungsablauf sind die gemessenen Beschleunigungen an der linken Hüfte 4.4(b) wesentlich geringer als an der belasteten rechten Hüfte (siehe Abbildung 4.4(a)). Betrachtet man den gesamten Verlauf der an der belasteten Hüfte gemessenen Beschleunigungen, scheint es, als treten während der Belastung beim Hochsteigen und Runtersteigen von der Stufe ein nicht zu vernachlässigbarer Anteil an Körperschall Emissionen auf. Bei genauerer Betrachtung stellt sich jedoch heraus, dass die größten Amplituden unmittelbar vor der Belastung bzw. nach der Belastung auftreten. Diese Erkenntnis lässt sich anhand von Abbildung 4.4(c) nachprüfen. In dieser Grafik sind die gemessenen Beschleunigungen beim zweiten Versuch die Stufe hoch- bzw. runterzugsteigen dargestellt. Mit Ausnahme vom ersten Versuch sind die gemessenen Beschleunigungen vom zweiten Versuch mit jenen aus den restlichen Versuchen ähnlich. Primär war es in diesem Fall so, dass während der Belastung beim Hochsteigen die Beschleunigungen im Vergleich zum unbelasteten Zustand der rechten Hüfte nur geringfügig zunehmen. Beim Runtersteigen von der Stufe treten während der Belastungsphase keine auffälligen Beschleunigungen auf. Erst unmittelbar nachdem der Proband das rechte Bein von der Stufe nimmt, nehmen die gemessenen Beschleunigungen zu. Im Unterschied zu den restlichen Versuchen nehmen beim ersten Versuch auch während der Belastungsphase die gemessenen Beschleunigungen zu.

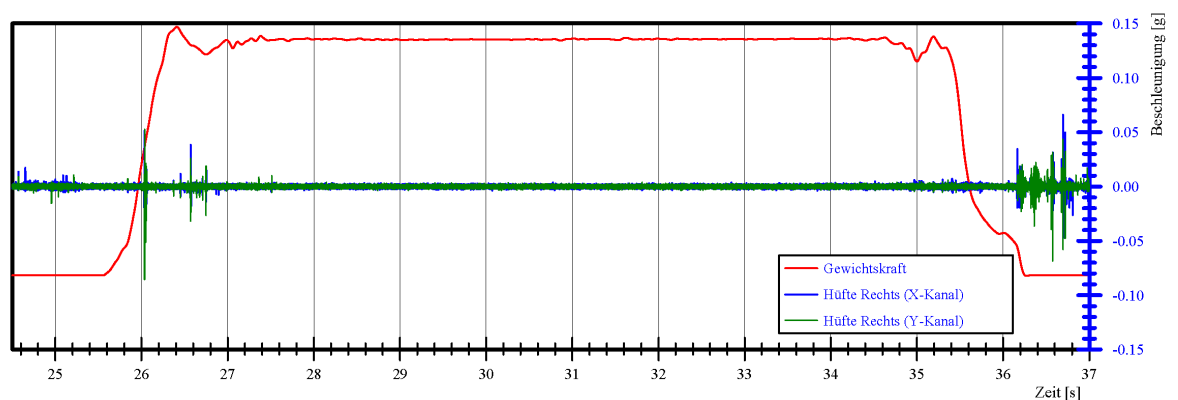
Die an den standardisierten Messstellen aufgezeichneten Beschleunigungen können anders aufbereitet beispielsweise auch zur Visualisierung der Beinlage während der Messung herangezogen werden. Wie bereits im Kapitel Methoden erwähnt wurde, misst der verwendete Sensor nicht nur dynamische Beschleunigungen sondern auch die Neigung auf Basis der Erdbeschleunigung, da sich je nach Orientierung der Sensorachse zum Vektor der Erdbeschleunigung das Messsignal ändert. Dieser beschriebene Effekt ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Sobald der Proband das zu untersuchende Bein anhebt um dieses auf die Treppe zu stellen, nimmt die gemessene Beschleunigung am Oberschenkel in Abbildung 4.5(a) ab. Zum



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte eines Probanden ohne HTEP (Referenzmessung).

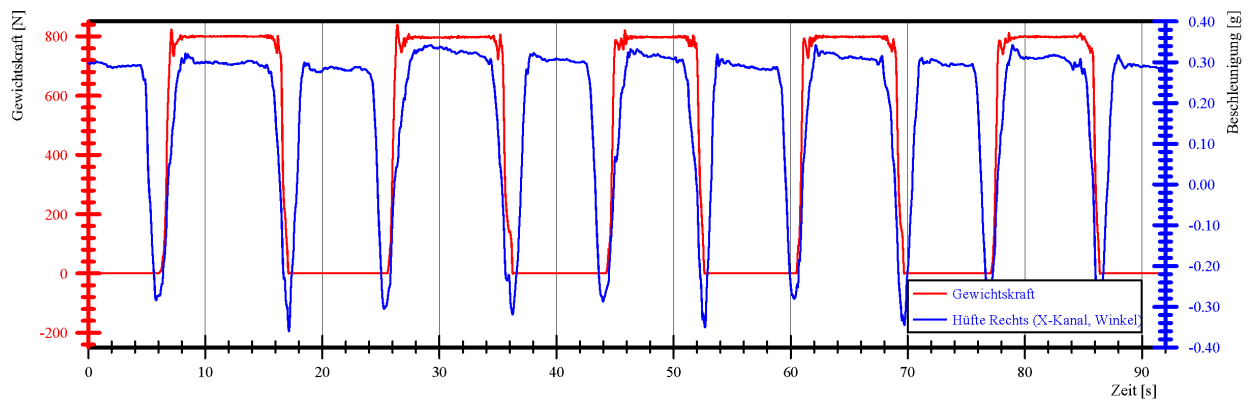


(b) Verlauf der Beschleunigung an der linken Hüfte eines Probanden ohne HTEP (Referenzmessung).

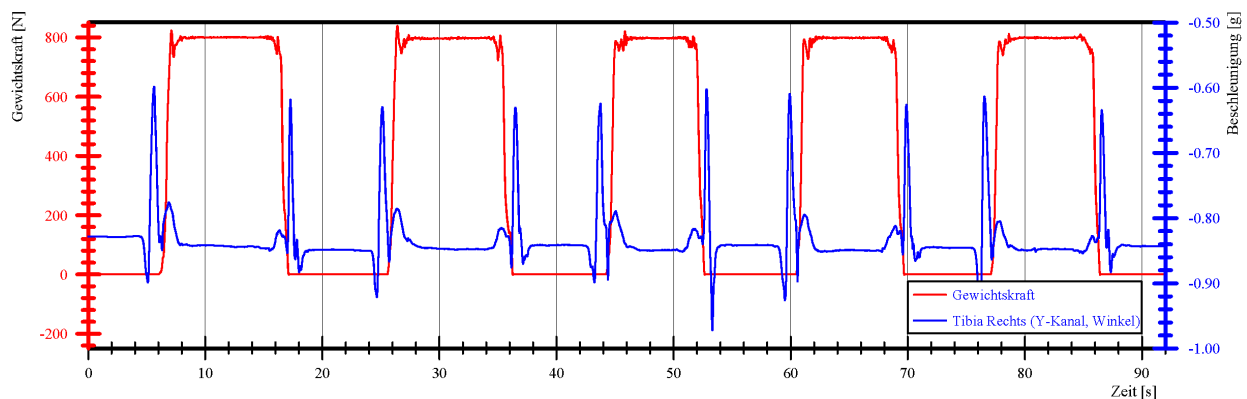


(c) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte beim zweiten Versuch.

Abbildung 4.4.: Darstellung der gemessenen Beschleunigungen und der Belastungskurve bei einem Probanden ohne HTEP (Referenzmessung) sowie Darstellung eines Detailausschnitts dieser Messsignale.



(a) Statisches Messsignal an der rechten Hüfte.



(b) Statisches Messsignal an der rechten Tibia.

Abbildung 4.5.: Darstellung der gemessenen sich zeitlich nur langsam ändernden Beschleunigungen und der Belastungskurve bei der Nullmessung. Diese langsamen Beschleunigungen verändern sich in Abhängigkeit der Neigung des Sensors zum Vektor der Erdbeschleunigung und entsprechen daher der Neigung von Femur und Tibia des Probanden während der Untersuchung.

Zeitpunkt an dem die Beschleunigung ein Minimum erreicht, ist das Hüftgelenk maximal gebeugt und die Sensorachse nahezu orthogonal zum Vektor der Erdbeschleunigung ausgerichtet. Unmittelbar nach diesem Minimum setzt das Bein auf die Treppe auf, das Hüftgelenk wird belastet, die auf die Treppe wirkende Gewichtskraft nimmt zu und das Bein wird wieder gestreckt. Letzteres bedeutet wiederum, dass die gemessene Beschleunigung wieder zur Ausgangslage zurückkehrt. Mit ähnlichen Überlegungen ist die am Tuberositas tibiae gemessene Beschleunigung in Abbildung 4.5(b) zu interpretieren. Diese Effekte sind unabhängig vom Probanden zu beobachten und können zusätzlich in die Bewertung der Untersuchung (z. B. zum Ausschluss von Bewegungsartefakten) einfließen.

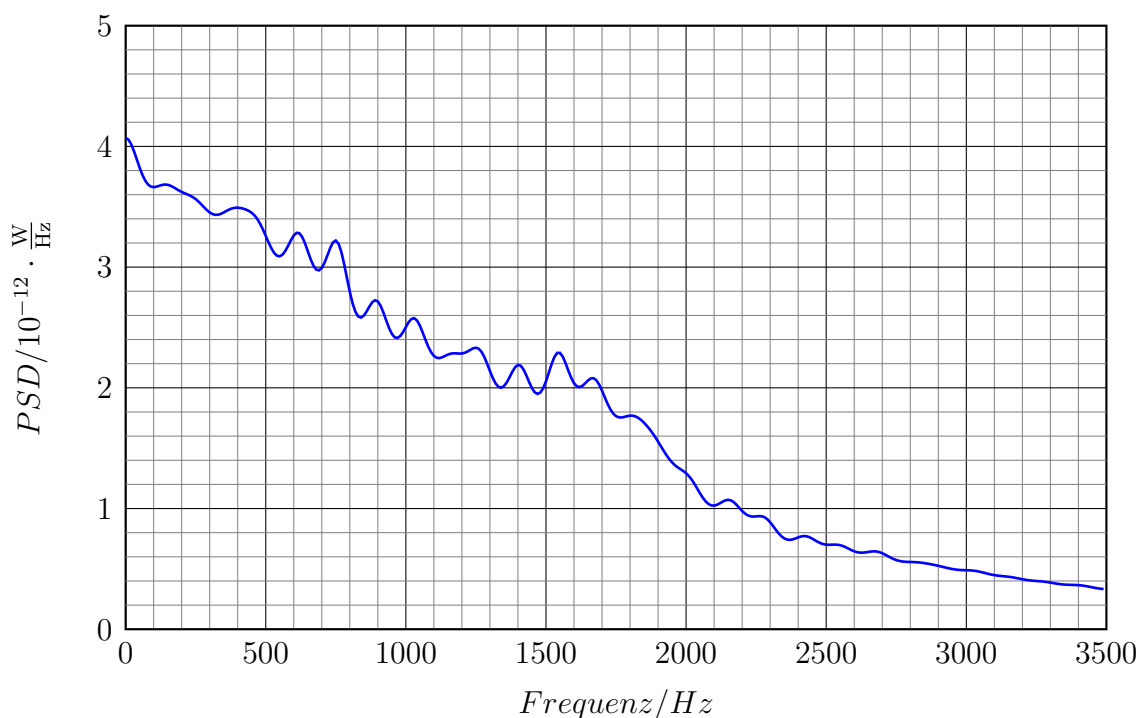


Abbildung 4.6.: Darstellung des Leistungsdichtespektrums des Messsignals eines Sensors, wenn dieser keine Erschütterungen oder Bewegungen ausgesetzt ist.

4.4. Ausgewählte Probanden

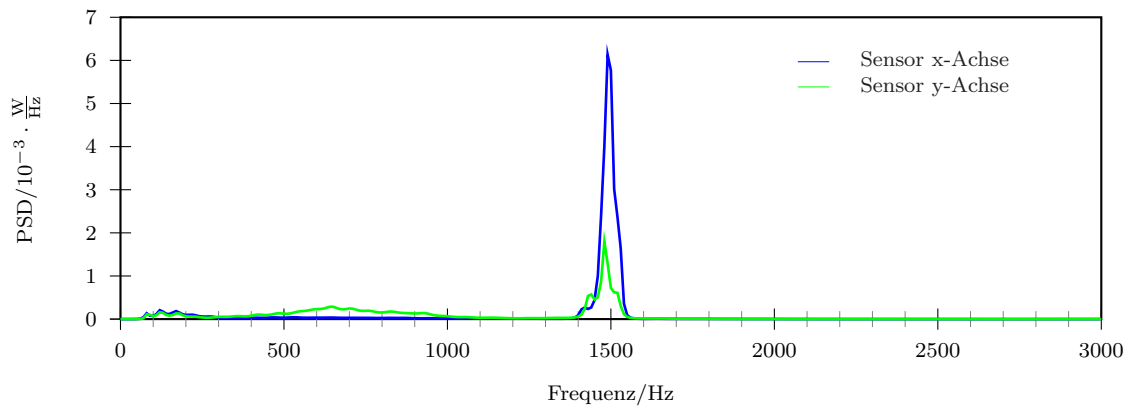
4.4.1. Proband P43-2 - HTEP Rechts

Die nachfolgenden Abbildungen 4.6, 4.7, 4.8 und 4.9 zeigen das Ergebnis eines Probanden mit einer Keramik-Keramik Gleitpaarung. Die implantierte HTEP bestand aus einer Pinnacle Pfanne der Größe 54 und einem Corail Schaft der Größe 12. Die Auswertung des Fragebogens ergab einen Harris Hip Score (HHS) mit 98 Punkten. Gemäß der Definition des HHS besitzt der Proband nahezu keine Schmerzen und ebenfalls keine Einschränkungen bei der Bewegung (ab 90 Punkte - sehr gutes Ergebnis, unter 60 Punkte - unzureichendes Ergebnis). Die Abbildung 4.6 zeigt das Leistungsdichtespektrum der Sensoren wenn diese keinen Erschütterungen ausgesetzt werden. Die Beschleunigungssensoren wurden hierbei auf einer ebenen Oberfläche mit einem Klebeband fixiert und unter statischen Bedingungen gemessen. Die sensitiven x- und y-Achsen der Sensoren waren demnach senkrecht zum Vektor der Erdbeschleunigung ausgerichtet.

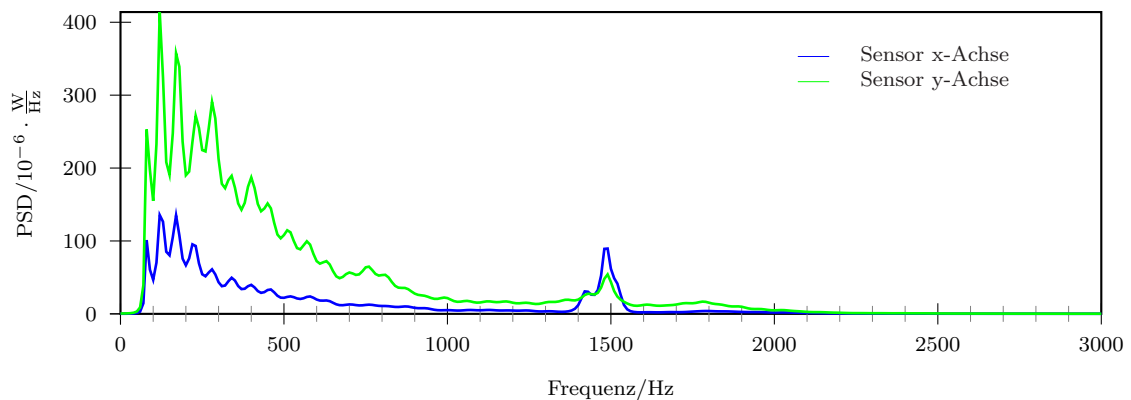
Als Messpunkte wurden für die Untersuchung die Margo anterior der Tibia, das Narbengewebe um die HTEP und die Spina iliaca anterior superior am Os ilium verwendet. Die Margo anterior ist die Vorderkante des Schienbeinknochens und somit zumeist auch bei adipösen Personen durch die Haut gut tastbar. Die Spina iliaca anterior superior ist ein am weitesten nach ventral vorspringender, am ventralen Ende der Crista iliaca des Darmbeins gelegener Knochenpunkt. Dieser Knochenvorsprung war bei diesem Probanden durch die Haut ebenfalls gut tastbar war.

In der Abbildung 4.7(a) ist das Leistungsdichtespektrum des Messsignals an der Margo anterior abgebildet. Bei ungefähr 1.500 Hz hat die spektrale Leistungsdichte ein Maximum, das sich deutlich abhebt. Dieses Maximum bei 1500 Hz war während der Messung auch als leichtes Quietschen für das menschliche Gehör wahrnehmbar. Das zur gleichen Zeit aufgenommene Messsignal vom Sensor auf dem Narbengewebe der HTEP am rechten Oberschenkel hat einen ähnlichen Verlauf des Leistungsdichtespektrums wie das an der Tibia aufgenommene Messsignal. In Abbildung 4.7(b) tritt bei 1.500 Hz ebenfalls ein Maximum auf. Die Amplitude des Maximums ist jedoch ungefähr um den Faktor 100 kleiner. Im Gegensatz zur Abbildung 4.7(a) ist die Amplitude des Maximums beim Messsignal am Narbengewebe in Richtung der x-Achse des Sensors nur geringfügig größer als in der senkrecht darauf stehende y-Achse des Sensors. Die Sensoren wurden jeweils so auf die Messstellen geklebt, dass deren x-Achsen parallel zum Vektor der Erdbeschleunigung waren. Da die x-Achse des Sensors am Tuberositas der Tibia ein um ein Vielfaches stärkeres Messsignal als die y-Achse desselben Sensors erzeugte, lässt die Ausbreitungsrichtung der Körperschallwelle in Richtung des Femurs vermuten. Wendet man dieselbe Überlegung auf die Messsignale an der Messstelle des Narbengewebes der HTEP an, sind die Amplituden der x- und y-Achse des Sensors bei 1.500 Hz nur unwesentlich unterschiedlich. Folglich muss die Körperschallquelle in der Nähe dieser Messstelle liegen.

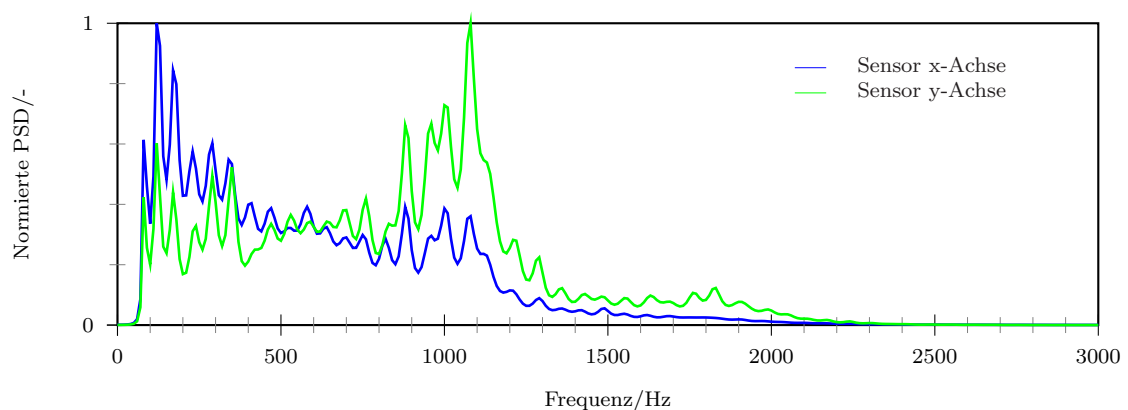
In Abbildung 4.9 ist der zeitliche Verlauf des berechneten Leistungsdichtespektrums vom Messsignal am Messpunkt Tuberositas tibiae eingeblendet. Zusätzlich zu diesem zeitlichen Verlauf ist in dieser Abbildung ebenfalls der während der Untersuchung auf die Treppe wirkende Verlauf der Gewichtskraft dargestellt (schwarze Linie). Anhand des zeitlichen Verlaufs der Gewichtskraft ist zu erkennen, dass wenn der Patient von der Treppe hinuntersteigt (ca. bei 2,5 s, 6 s, 10 s) ein kurzes Quietschen bei einer Frequenz von ca. 1.500 Hz auftritt. Beim Hinaufsteigen auf die Treppe (ca. bei 1,5 s, 5 s und 9 s) entsteht wiederum Maximum im Leistungsdichtespektrum bei 500 Hz.



(a) Proband 43: 2D PSD - Messpunkt des Sensors am Tuberositas tibiae des rechten Beines.

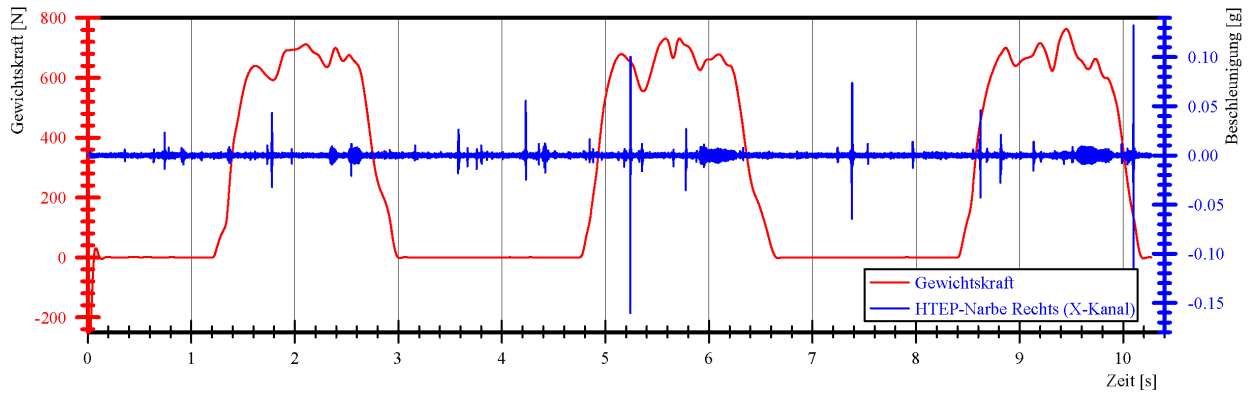


(b) Proband P43-2: PSD - Sensor am HTEP Narbengewebe des rechten Oberschenkels. Ein deutliches Quietschen tritt bei 1500 Hz auf.

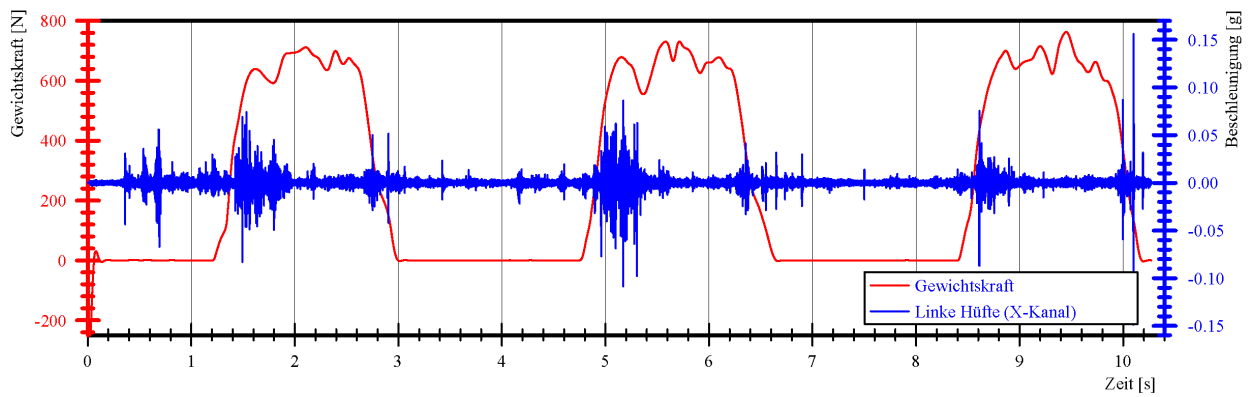


(c) Proband P43-2: 2D PSD - Messpunkt des Sensors am linken Spina iliaca anterior superior.

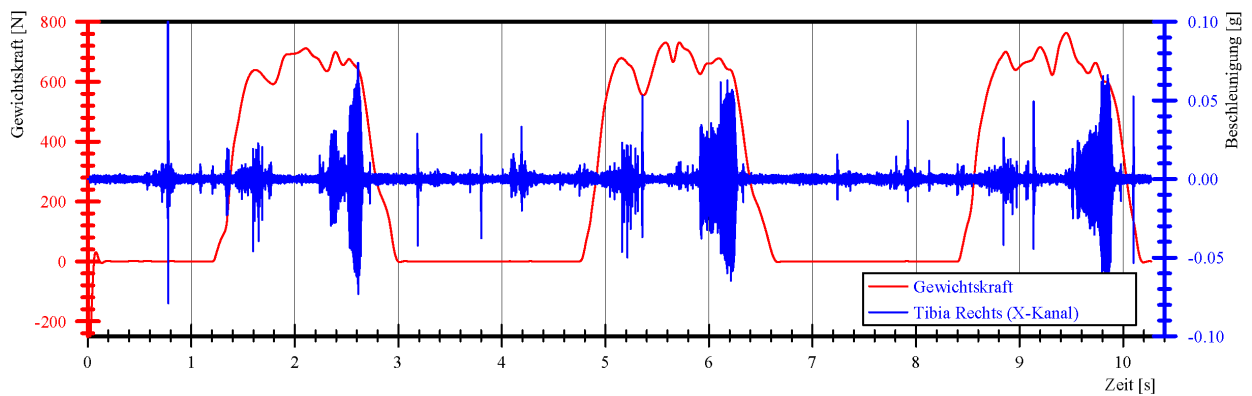
Abbildung 4.7.: Darstellung der Leistungsdichtespektren der an Proband P43-2 gemessenen Beschleunigungen (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte (HTEP).



(b) Verlauf der Beschleunigung an der linken Hüfte.



(c) Verlauf der Beschleunigung am rechten Tuberositas tibiae.

Abbildung 4.8.: Darstellung der an Proband P43-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).

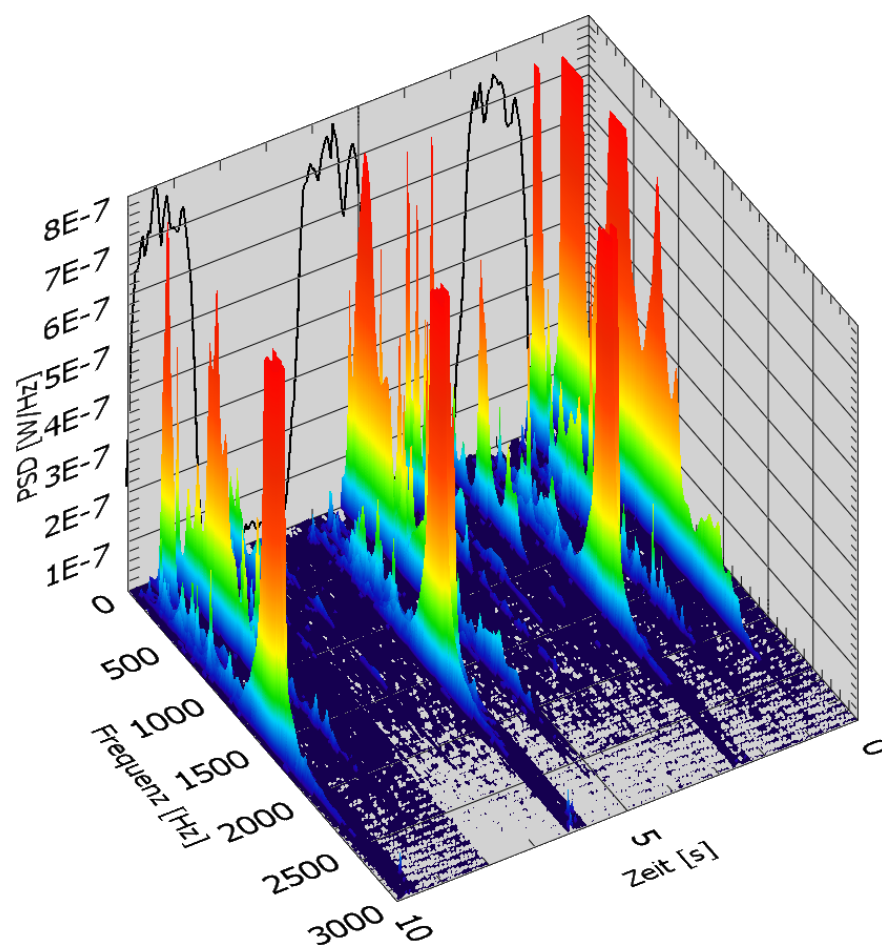
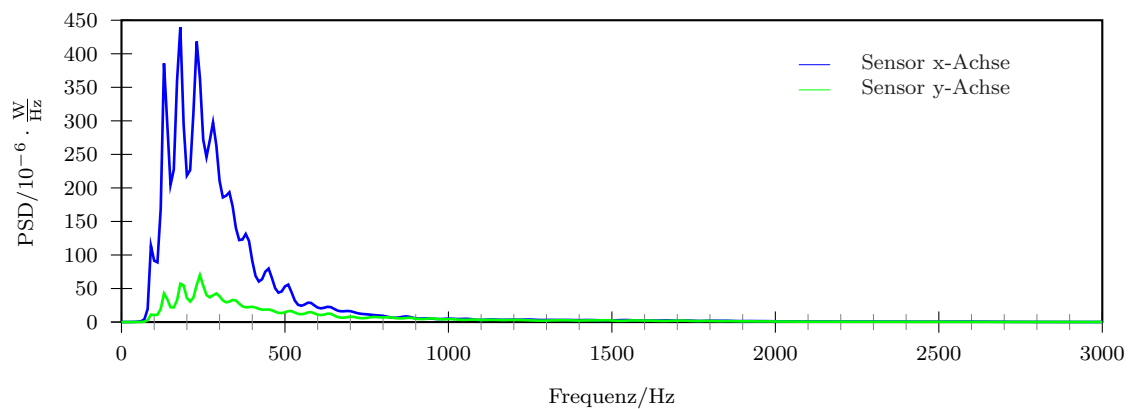


Abbildung 4.9.: Darstellung des zeitlichen Verlaufs des berechneten Leistungsdichtespektrum der am Messpunkt Tuberositas tibiae des Probanden P43-2 gemessenen Beschleunigung. Zusätzlich ist in dieser Abbildung die während der Untersuchung auf die Treppe wirkende Gewichtskraft eingeblendet.

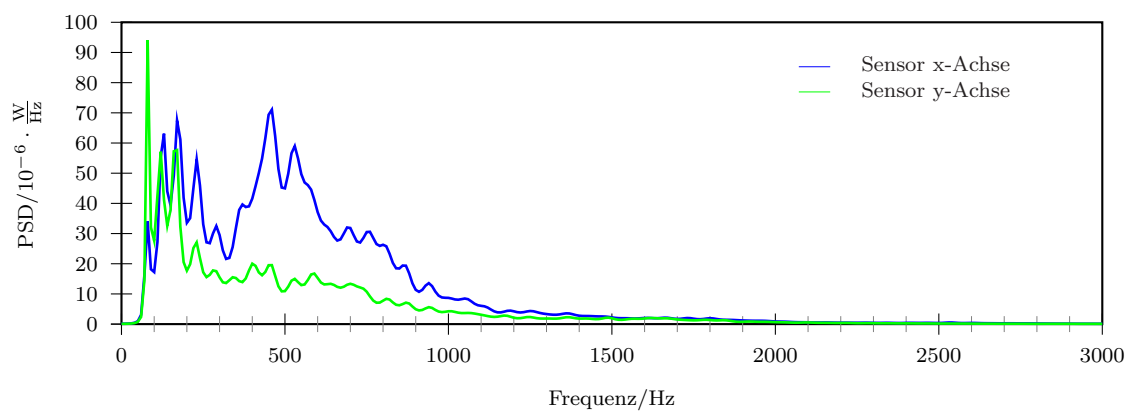
4.4.2. Proband P48-2 - HTEP Rechts

Probandin P48-2 ist 54 Jahre alt und hat einen noch im Normalbereich² liegenden BMI von $24.98 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$. Die HTEP wurde ein Jahr vor der Untersuchung als Ersatz des rechten Hüftgelenks implantiert. Die Auswertung des Fragebogens ergab einen HHS mit 100 Punkten und der Proband äußerte demnach keinerlei Beschwerden bezüglich der HTEP. Als Ersatz für das natürliche Hüftgelenk wurde eine HTEP mit einer Keramik/Keramik Gleitpaarung mit einer Pinnacle Pfanne der Größe 50 und einem Inlay der Größe 32 implantiert. Abbildung 4.10 ist eine Gegenüberstellung der Leistungsdichtespektren der an der Operationsnarbe und an der Tuberositas tibiae des rechten Beines gemessenen Beschleunigungen. Gegenüber den Leistungsdichtespektren in Abbildung 4.10(a) zeigt jenes der gemessenen Beschleunigungen am Tuberositas tibia in Abbildung 4.10(b) bei ca. 500 Hz ein ausgeprägtes Maximum. Dieses Maximum bei 500 Hz ist nach Auswertung derselben Messstellen bei anderen Probanden ein Hinweis für Abnutzungsgeräusche vom Kniegelenk. In Abbildung 4.11 sind die zeitlichen Verläufe der weiterverarbeiteten Messsignale dargestellt. Die geringsten Amplituden zeigen die zeitlichen Verläufe der Messsignale auf der Seite des natürlichen Hüftgelenks in Abbildung 4.11(b). Die größten Amplituden sind in Abbildung 4.11(a) dargestellt (bis 200 mg) und wurden auf der Seite der zu untersuchenden HTEP gemessen. Die in diesem Messsignal auftretenden Beschleunigungen treten Großteils mit der Belastung der HTEP auf und korrelieren somit gut mit der Änderung des Gewichtsverlaufs und scheinen reproduzierbar zu sein. Mit geringerer maximaler Amplitude, jedoch deutlich breiter in der Ausdehnungen, sind die am Tuberositas tibiae aufgezeichneten Beschleunigungen. Diese Geräusche korrelieren wiederum sehr gut mit der Bewegung des Patienten und somit mit dem Gewichtsverlauf. Am größten sind die Beschleunigungen in Abbildung 4.11(c) beim Hochsteigen der Treppe und bei Belastung der zu untersuchenden HTEP. In Abbildung 4.12 ist ein Ausschnitt des Signalverlaufs von Abbildung 4.11(c) beim ersten Hochsteigen auf Treppe dargestellt. In diesem Signalausschnitt sieht man deutlich eine mit um 500 Hz oszillierende Beschleunigung, wie dieses auch im berechneten Leistungsdichtespektrum erkennbar ist. Interessanterweise ist der Signalverlauf dieses Signalausschnitts nahezu ident mit jenen der nachfolgenden Bewegungszyklen. D.h. beim Hochsteigen auf die Treppen treten immer zwei kurze Schwingungen gefolgt von einer Schwingung mit größerer Amplitude und längerer Dauer auf.

²Der Normalbereich des BMI liegt im Bereich von $18,5 - 25 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$.

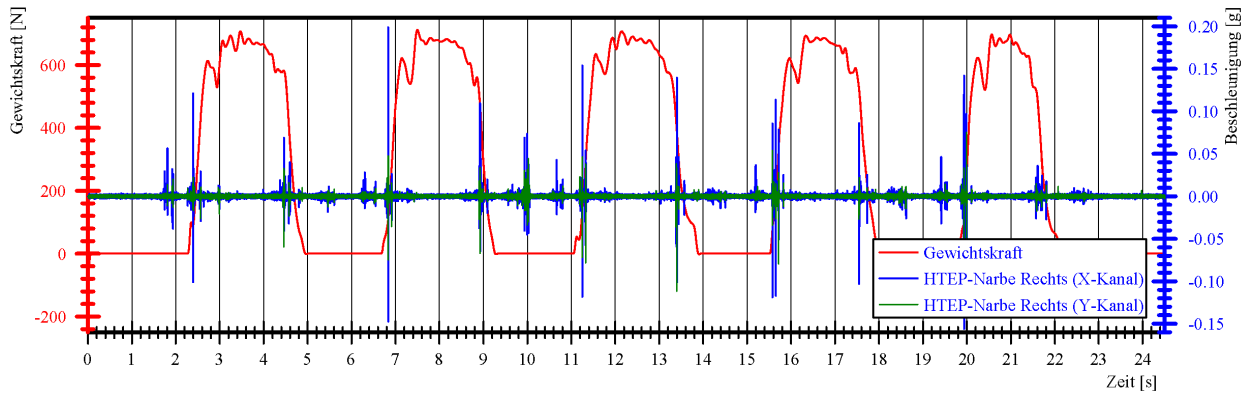


(a) Proband P48-2: 2D PSD - Messpunkt des Sensors am HTEP Narbengewebe des rechten Oberschenkels.

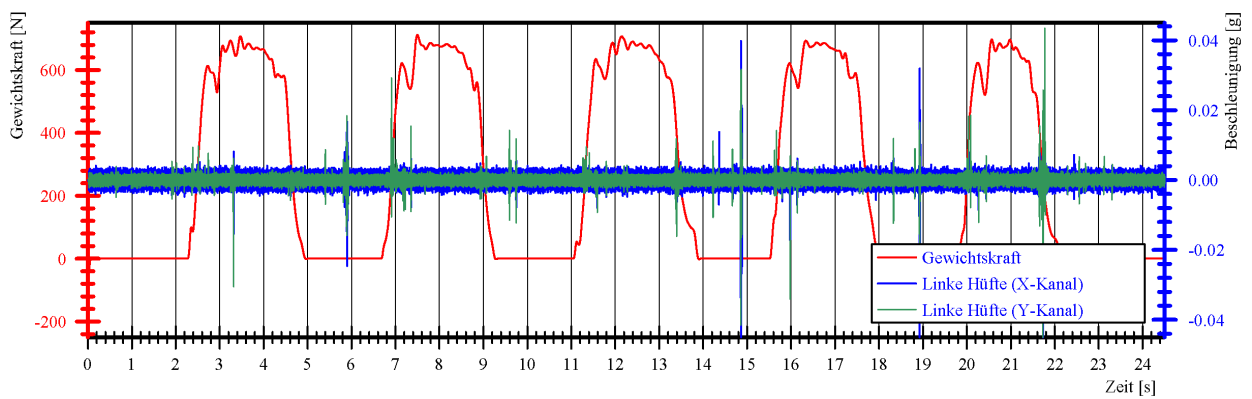


(b) Proband P48-2: 2D PSD - Messpunkt des Sensors am Tuberositas tibiae des rechten Beines.

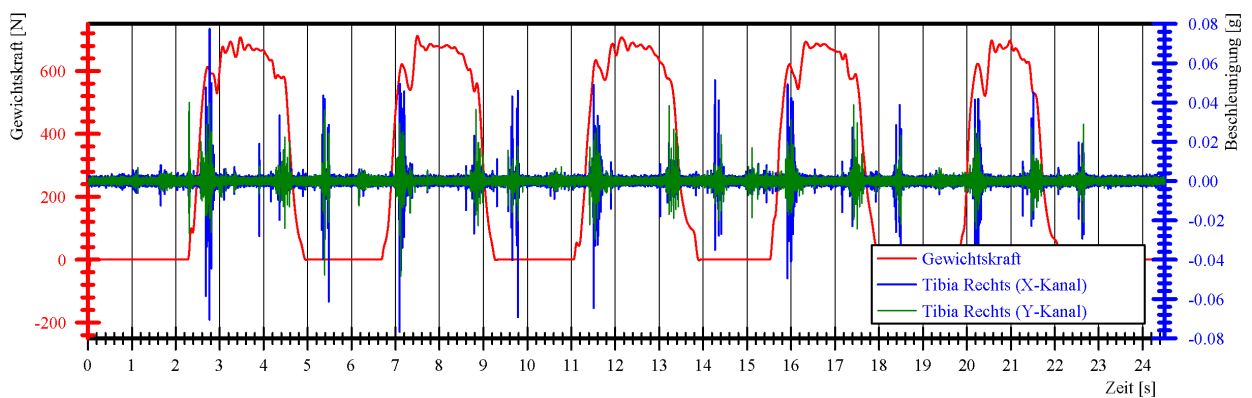
Abbildung 4.10.: Darstellung der Leistungsdichtespektren der an Proband P48-2 gemessenen Beschleunigungen (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte (HTEP).



(b) Verlauf der Beschleunigung an der linken Hüfte.



(c) Verlauf der Beschleunigung am rechten Tuberositas tibiae.

Abbildung 4.11.: Darstellung der an Proband P48-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).

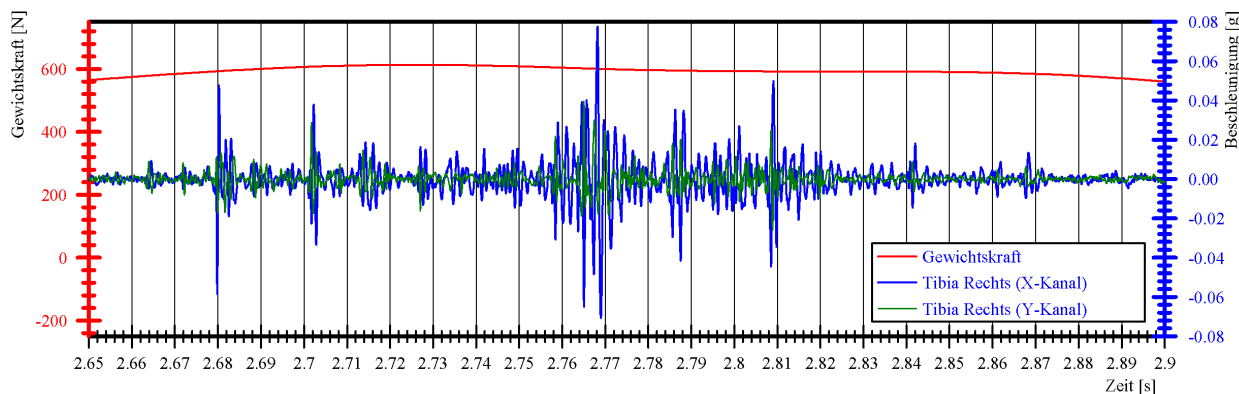


Abbildung 4.12.: Darstellung eines Detailplots aus den am Tuberositas tibiae des Probanden P48-2 aufgezeichneten Kniegeräuschen.

4.4.3. Proband P57-2 - HTEP Links

Proband P57-2 ist männlich, hatte zum Zeitpunkt der Untersuchung ein Lebensalter von 55 Jahren und einen BMI von $28,72 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$. Im Jahr 1989 wurde das linke Hüftgelenk durch eine HTEP mit einer Polyethylen/Metall Gleitpaarung und einer Pfanne des Typs AHS ersetzt. Da der Proband schon über einen längeren Zeitraum über Schmerzen klagte und die Röntgenaufnahmen von der linken Hüfte ein massives Eindringen des Gelenkkopfes in die Pfanne vermuten ließ, wurde am Tag nach der Untersuchung eine Revisionsoperation durchgeführt. Die Auswertung des Fragebogens ergab, trotz Angabe von Schmerzen seitens des Patienten, einen HHS mit 85 Punkten. Als Messstellen wurden die Operationsnarbe am linken Oberschenkel, die Tuberositas tibiae am linken Bein sowie der rechte Oberschenkel gewählt. Das berechnete Leistungsdichtespektrum von den aufbereiteten Messsignalen an der Operationsnarbe ist in Abbildung 4.13 dargestellt und zeigt einen Anstieg der spektralen Leistungsdichte um 500 Hz. Diese Ausprägung war in den berechneten Leistungsdichtespektren der Messsignale an den verbleibenden Messstellen nicht zu beobachten. In Abbildung 4.14 sind die gemessenen Beschleunigungen während der gesamten Untersuchung dargestellt. Insgesamt wurde der Proband viermal dazu aufgefordert, beginnend mit dem linken Bein, eine Stufe hochzusteigen und wieder in die Ausgangsposition zurückzukehren. Der zeitliche Verlauf der Beschleunigen in den Abbildungen 4.14(a) und 4.14(b) korrelieren sehr gut mit dem Verlauf der Gewichtskraft. D.h. wenn der Proband die Stufe hochsteigt bzw. runtersteigt nehmen die Amplituden der gemessenen Beschleunigungen zu. Im Unterschied zu den Messsignalen in Abbildung 4.14(a) sind in den an der Operationsnarbe gemessenen Signalen vermehrt, schnelle Änderungen mit größeren Amplituden (bis ca. 100 mg) zu erkennen. Es ist auszuschließen, dass diese beobachteten Effekte durch das Verbindungskabel zwischen Sensor und

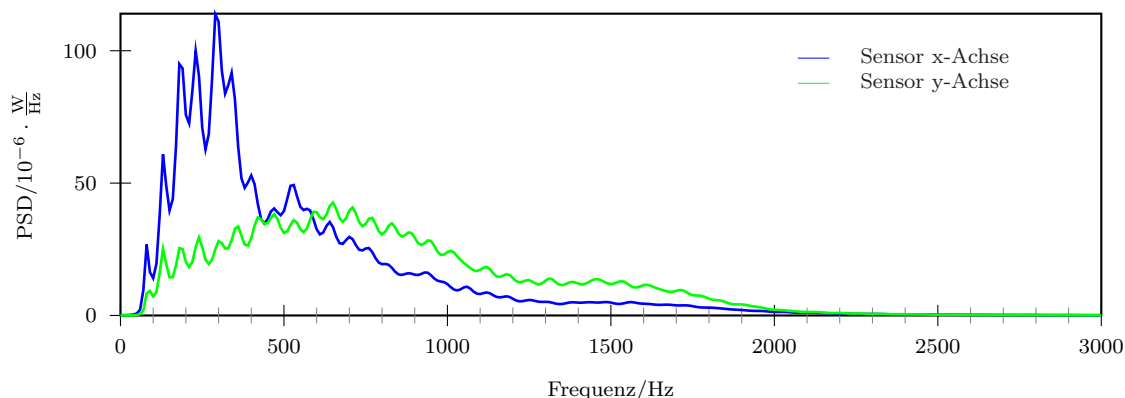
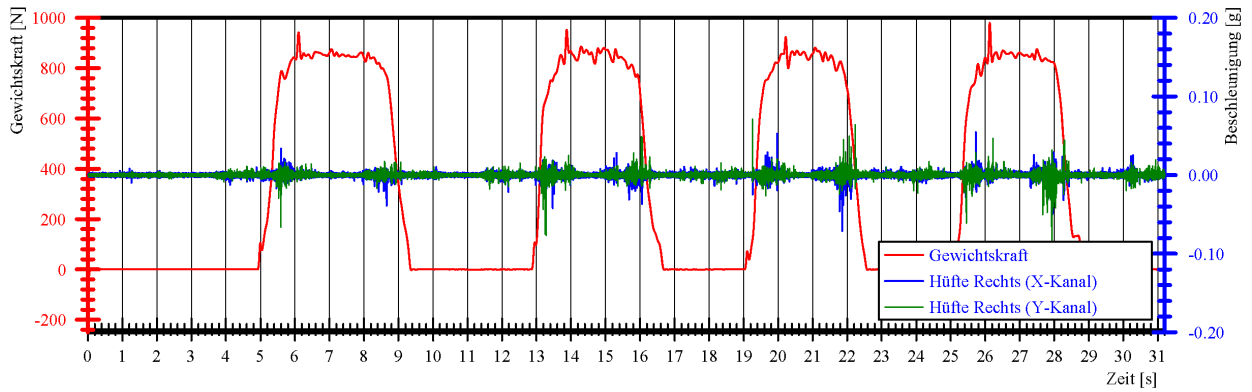
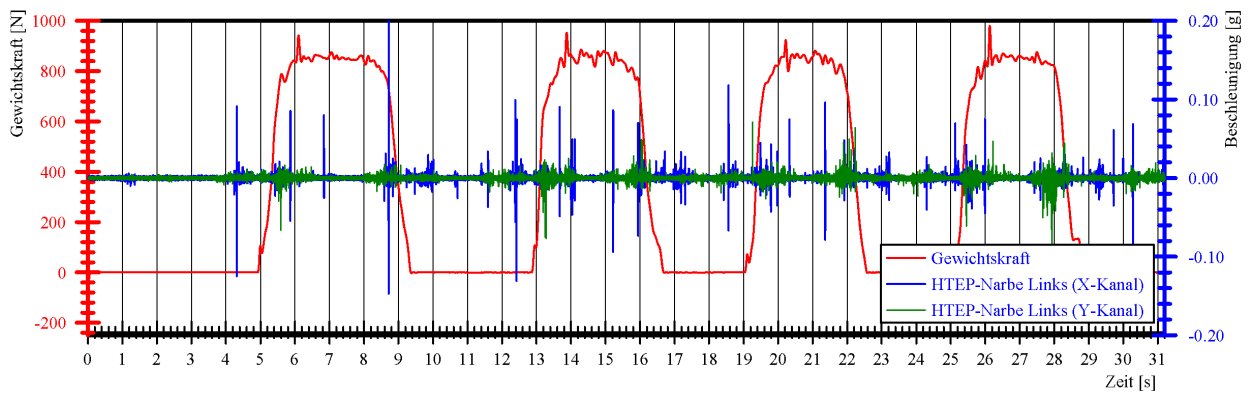


Abbildung 4.13.: Darstellung des Leistungsdichtespektrums der an der Operationsnarbe gemessenen Beschleunigungen des Probanden P57-2 (HTEP als Ersatz des linken Hüftgelenks).

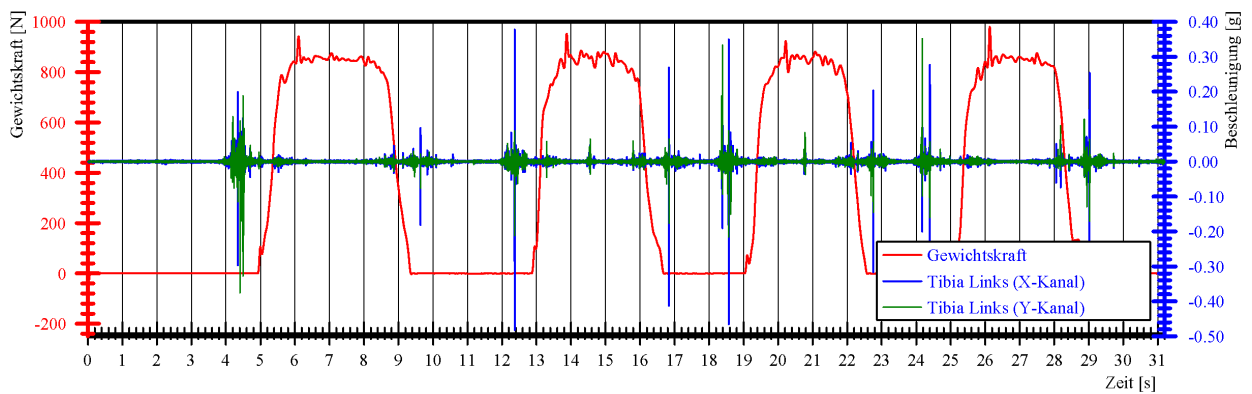
der am Computer angeschlossenen Datenerfassung entstanden sind, da ein Kabelzug wesentlich höhere Beschleunigungen verursacht (größer 0,5 g). In den an der Tuberositas tibiae aufgenommen Messsignalen ist wiederum sehr deutlich das abrupte Anheben und Abstellen des zu untersuchenden Beines am Boden zu erkennen. Zu diesen Zeitpunkten ändert sich das Messsignal sprunghaft (größer 150 mg). Wie bereits erwähnt, erfolgte eine Explantation der HTEP am Tag nach der Untersuchung des Probanden. Die Pfanne der explantierten HTEP zeigte, wie schon vermutet wurde, eine starke Abnutzung durch den Metall-Gelenkkopf (siehe Foto in Abbildung 4.15) des Implantats. Im Foto aus der Abbildung ist ganz deutlich zu erkennen wo der Gelenkkopf in das Polyethylen Inlay der Pfanne eingedrungen ist bzw. einen Abrieb dieses Inlays verursachte. Wenn man den Gelenkkopf in das Inlay der Pfanne legt, ist am Rand ein Abrieb von 2-3 mm erkennbar. Auffällig ist des weiteren, dass der Gelenkkopf an zwei Positionen in der Pfanne positioniert werden kann. Das ist zum einen die Originalposition im Zentrum der Pfanne und jene durch den Abrieb entstandene neue Position. Vermutlich springt der Gelenkkopf bei Auftreten einer Belastung von der ursprünglichen Position in die neue Position (z.B. beim Gehen bzw. Treppensteigen). Dieses sogenannte Lupfen könnte teilweise die Ursache für das Auftreten von sich schnell ändernden Beschleunigungen mit größeren Amplituden in Abbildung 4.14(b) sein.



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte.



(b) Verlauf der Beschleunigung an der linken Hüfte (HTEP).



(c) Verlauf der Beschleunigung am linken Tuberositas tibiae.

Abbildung 4.14.: Darstellung der an Proband P57-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des linken Hüftgelenks).

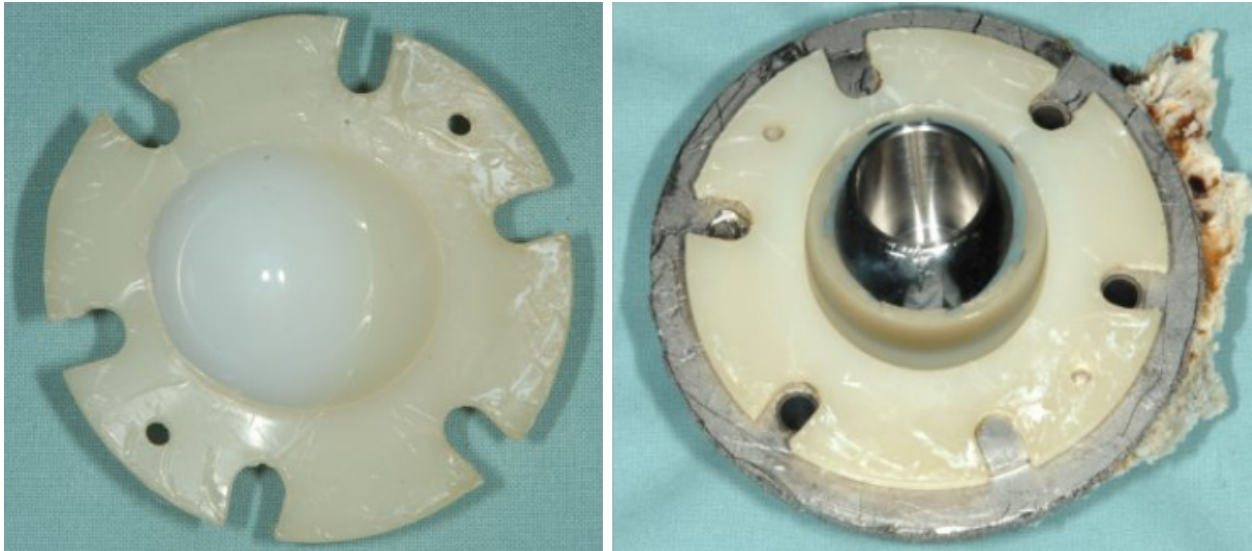
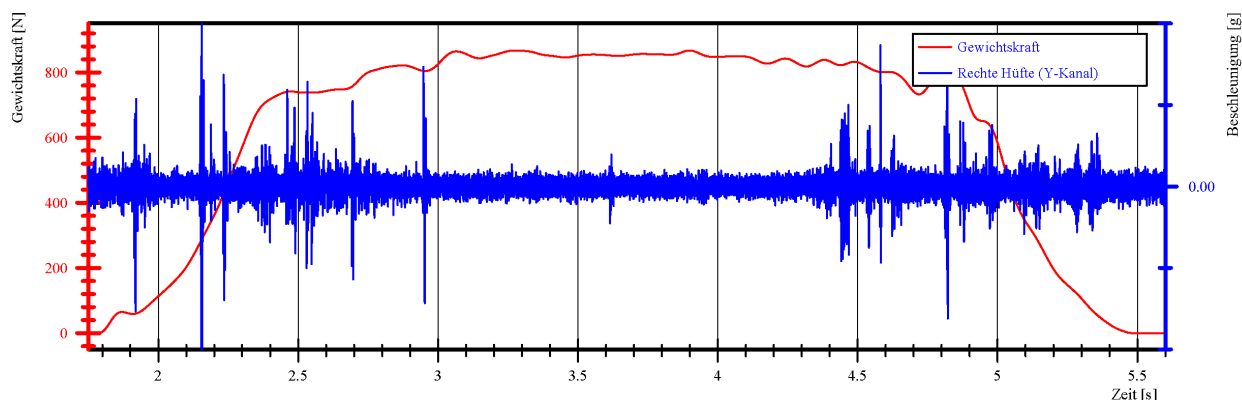


Abbildung 4.15.: Foto von der während der Revisionsoperation explantierten HTEP. Das linke Foto zeigt das Polyethylen Inlay der Pfanne. Im Unterschied zum Rand des Inlays ist der Bereich links vom Zentrum durch Materialabrieb etwas heller. Im rechten Foto zeigt das Inlay mit Gelenkkopf. Es ist erkennbar, dass der Gelenkkopf durch den Materialabrieb nicht mehr im Zentrum der Pfanne liegt.

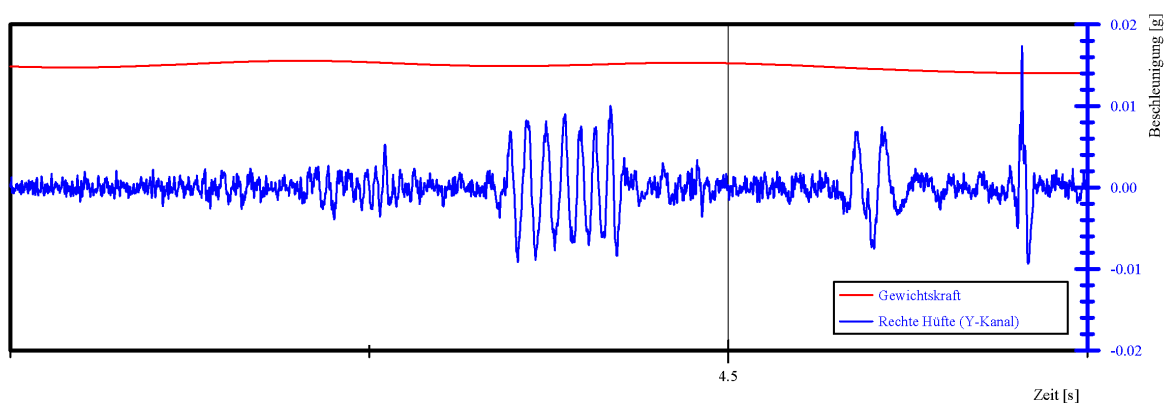
4.4.4. Proband P45-2 - HTEP Rechts

Diese Probandin ist mit einem BMI von 32,37 adipös und war zum Zeitpunkt der Untersuchung 57 Jahre alt. Die HTEP wurde bei diesem Probanden 1,2 Jahre vor der Untersuchung als Ersatz des rechten Hüftgelenks implantiert und ist somit neu. Gemäß dem Fragebogen äußerte die Probandin unklare Beschwerden und Schmerzen bezüglich der implantierten HTEP. Aus diesem Grund ergab die Auswertung des Fragebogens einen HHS von nur 66 Punkten. Die implantierte HTEP besteht aus einer Metall-Metall Gleitpaarung mit einer ASR Pfanne (50 mm Durchmesser) und einem Allo Cl. Schaft (Größe 5).

In der Abbildung 4.16(a) ist das am Ort der Operationsnarbe gemessene Signal dargestellt. Dieses Messsignal repräsentiert die sich orthogonal zur Messstelle ausbreitenden Vibrationen während dem Bewegungsablauf im Rahmen der Untersuchung. Die in der Abbildung rot markierte Kennlinie ist die durch das Hochsteigen und Runtersteigen auf die Stufe wirkende Gewichtskraft durch die Probandin. Beim Hochsteigen auf und Runtersteigen von der Stufe mit dem zu untersuchenden rechten Bein treten im Messsignal Schwingungen mit einer Amplitude zwischen -40 mg und +40 mg auf. Abbildung 4.16(b) zeigt einen Ausschnitt aus der Abwärtsbewegung im Messsignal von Abbildung 4.16(a). Im Vergleich zu den Messsignalen mit anderen Probanden ist in diesem Messsignalausschnitt eine sinusähnliche Schwingung



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte (HTEP).

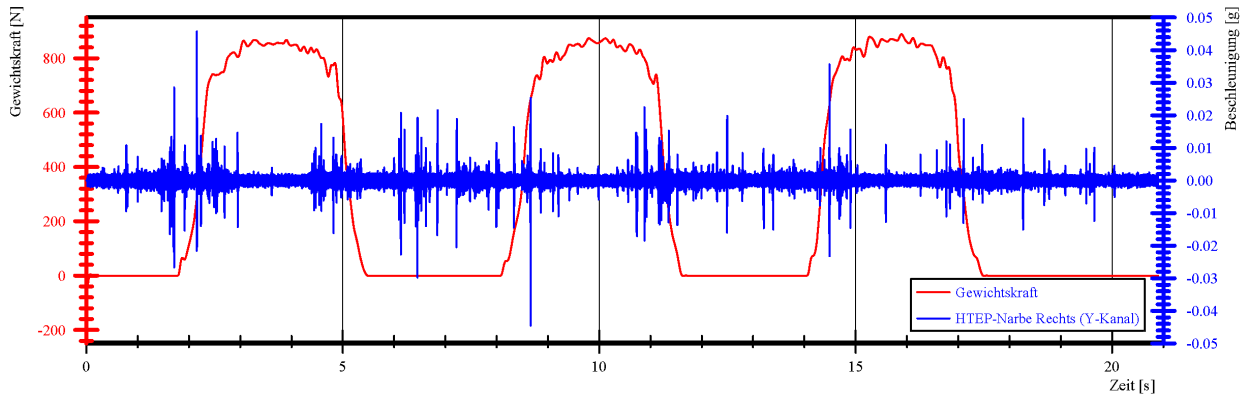


(b) Einzelne Schwingung während der Belastungsphase

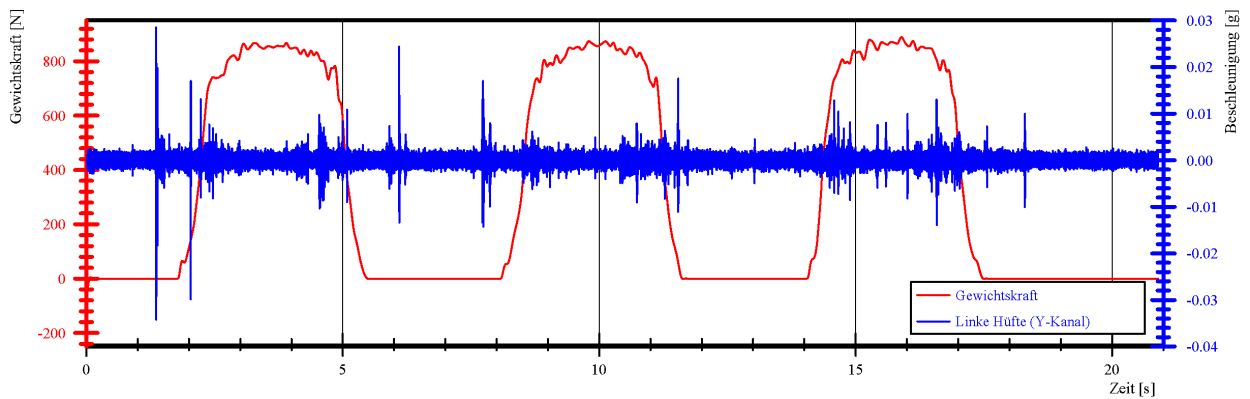
Abbildung 4.16.: Detailplot eines an der rechten Hüfte (HTEP) von Probandin P45-2 gemessenen Messsignals mit einer oszillierenden Schwingung.

erkennbar. Dieses Phänomen trat auch bei wiederholter Durchführung der Abwärtsbewegung auf und ist somit kein Artefakt. Dieses Phänomen war sonst nur bei Probanden mit hörbar quietschenden HTEPs zu beobachten.

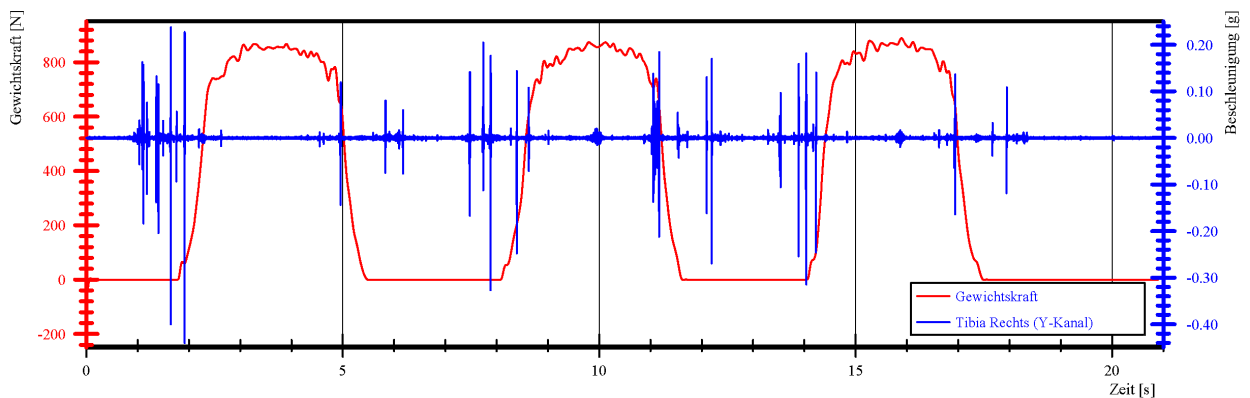
In den Abbildungen 4.17(a), 4.17(b) und 4.17(c) sind die Messsignale an den drei unterschiedlichen Messstellen gegenübergestellt. Man sieht, dass die mittlere Amplitude im Messsignal von der Messstelle am Narbengewebe gegenüber Messstellen am linken Bein deutlich geringer ist. Typischerweise hat das Messsignal an der Tibia die größten Amplituden, weil an dieser Messstelle nur wenig dämpfendes Gewebe zwischen dem Knochen und dem Sensor ist. Die Korrelation dieses Messsignals mit jenem an der Operationsnarbe konnte die Ausbreitung einer Körperschallwelle vom Hüftgelenk in Richtung Kniegelenk und umgekehrt nicht nachweisen.



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte (HTEP).



(b) Verlauf der Beschleunigung an der linken Hüfte.



(c) Verlauf der Beschleunigung am rechten Tuberositas tibiae.

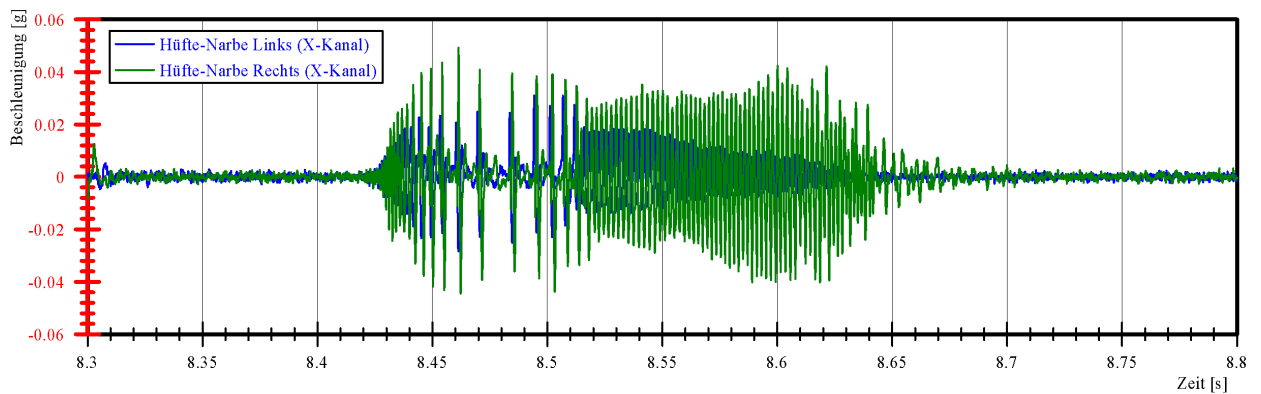
Abbildung 4.17.: Darstellung der an Proband P45-2 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve (HTEP als Ersatz des rechten Hüftgelenks).

4.4.5. Proband P53-1 - HTEP Links

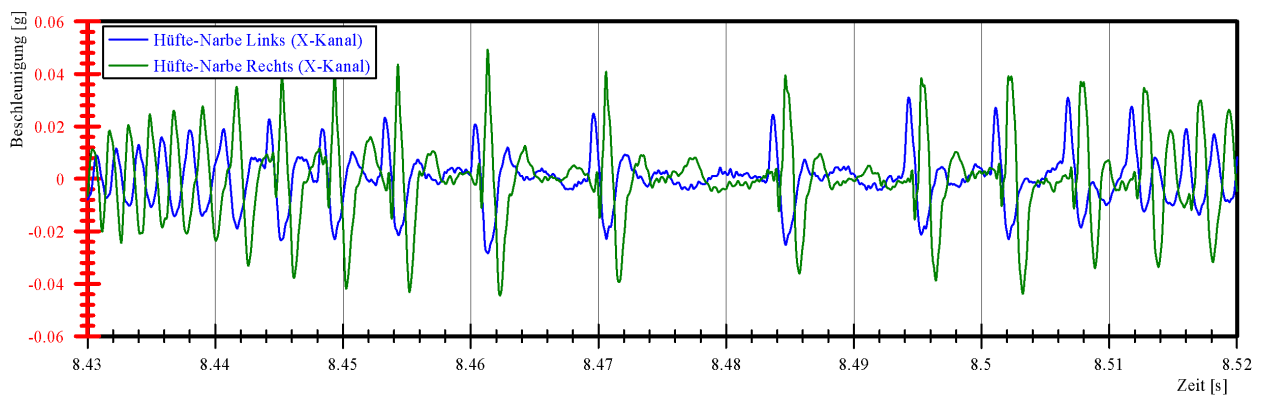
Die Probandin hatte einen BMI von $23,94 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$ und war zum Zeitpunkt der Untersuchung 43,5 Jahre alt. Bei dieser Probandin wurde beidseitig ein künstliches Hüftgelenk implantiert. Die nachfolgenden Abbildungen sind die Ergebnisse aus der Untersuchung, bei der die linke Hüfte belastet wurde. Das linke Hüftgelenk wurde bei der Probandin durch eine Polyethylen/Metall Gleitpaarung ersetzt. Gemäß den Angaben aus der Kartei der Probandin wurde ein AHS Schaft und Pfanne implantiert. Das Implantat wurde 14,5 Jahre vor der Untersuchung implantiert. Als Messpunkte wurden die beidseitig ersichtlichen Operationsnarben sowie die Tuberositas tibiae am Tibia Knochen des linken Beins verwendet.

In den Abbildungen von 4.19(a) und 4.19(b) ist ein Ausschnitt der von den Sensoren aufgezeichneten Messsignale während der Untersuchung dargestellt. In diesem Ausschnitt ist eindeutig ein durch eine künstliche Hüftprothese verursachter Körperschall zu sehen. Die Abbildungen repräsentieren die aufbereiteten Messsignale an den Messstellen der Operationsnarben. Sowohl das Messsignal an der Operationsnarbe der linken als auch jenes an der rechten Hüfte zeigen markant oszillierende Beschleunigungen. Diese an Amplitude zunehmenden und wieder abklingenden oszillierenden Beschleunigungen korrelieren recht gut miteinander. In jenem am gut tastbaren Knochenvorsprung Tuberositas tibiae des linken Beins aufgenommene Messsignal konnten diese stark oszillierenden Beschleunigungen nicht nachgewiesen werden. Unter der Annahme, dass die Körperschallquelle in der Nähe der Messstellen gut miteinander korrelierender Signale liegt, kann die Messstelle am Tuberositas tibiae als Körperschallquelle ausgeschlossen werden.

Trotz guter Korrelation sind die zeitlichen Verläufe der Messsignale an den Operationsnarben nicht exakt ident und eine Lokalisierung der Körperschallquelle ist unter diesen Kriterien zunächst nicht möglich. Betrachtet man, beispielsweise ähnlich wie beim Probanden P43-2, nur die oszillierenden Beschleunigungen, sind die Zeitpunkte für den Beginn und den Start dieser markanten Ausschnitte im Signal erstens nicht exakt zu bestimmen (Messsignalrauschen, zu große Laufzeitunterschiede) und zweitens entstehen willkürliche Phasenverschiebungen aufgrund des umliegenden Gewebes. Obwohl die Amplituden der Beschleunigungen in Abbildung 4.19(a) größer sind als jene in Abbildung 4.19(b), kann diese Information ebenfalls nicht zur sicheren Lokalisierung der Körperschallquelle herangezogen werden. Der Kontakt des Sensors zur Messstelle und das umliegende Gewebe können nämlich die Körperschallwelle in ihrer Ausbreitung beeinflussen. Folglich eignen sich zur Lokalisierung nur Signalausschnitte in denen kurze und eindeutige transiente Änderungen in den Messsignalen

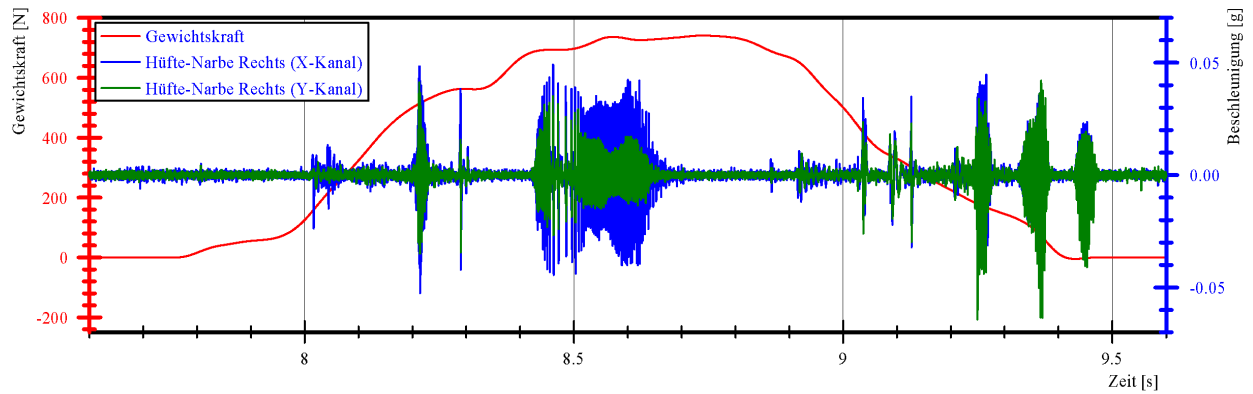


(a) Lokalisierung: An- und abklingende oszillierende Beschleunigung. Beschleunigungen

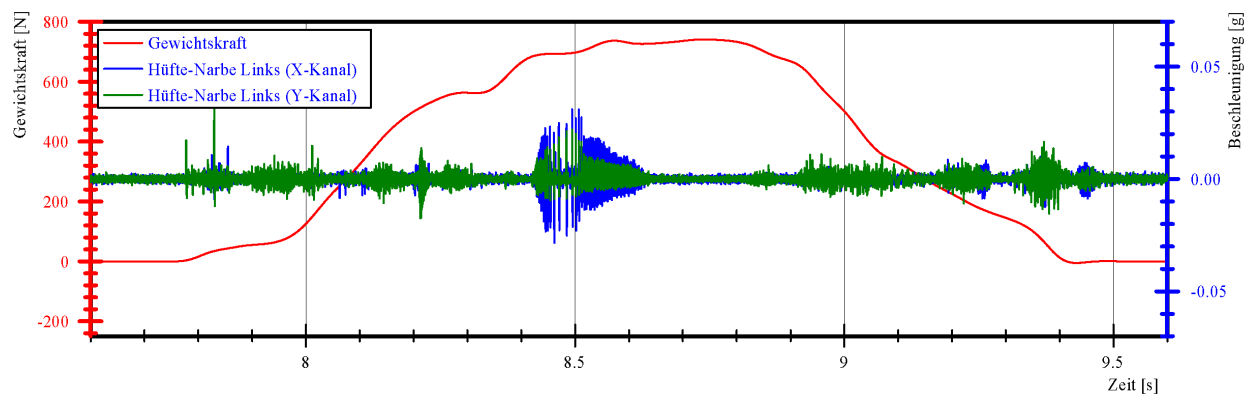


(b) Lokalisierung: Darstellung der Laufzeitunterschiede zwischen zwei Messsignalen.

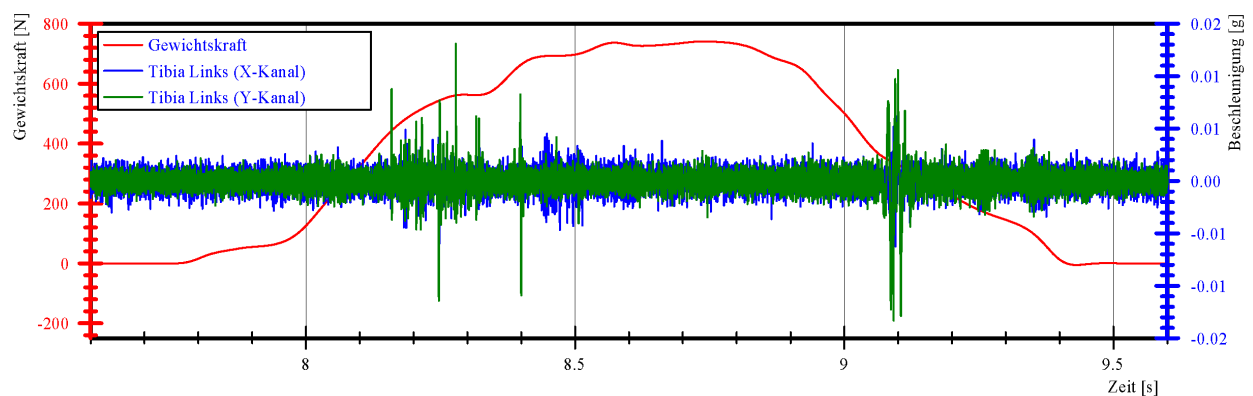
Abbildung 4.18.: Darstellung der Laufzeitunterschiede der Messsignale von Probandin P53-1 an der Operationsnarbe der linken und rechten Hüfte.



(a) Verlauf der Beschleunigung an der rechten Hüfte (HTEP).



(b) Verlauf der Beschleunigung an der linken Hüfte (HTEP, belastete Hüfte).

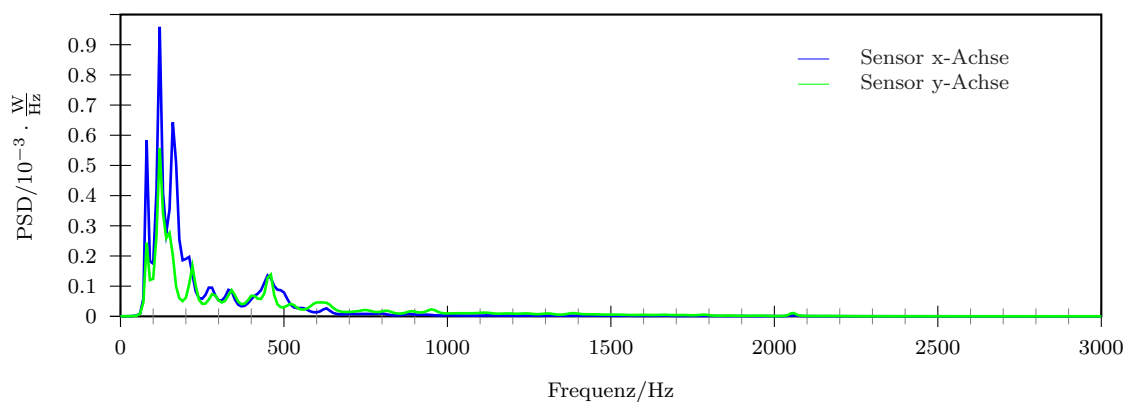


(c) Verlauf der Beschleunigung am linken Tuberositas tibiae

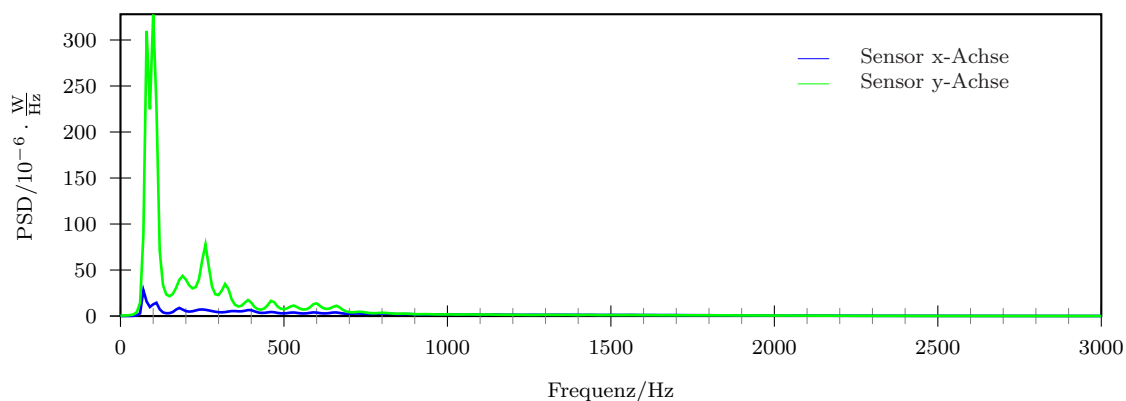
Abbildung 4.19.: Darstellung der an Probandin P53-1 gemessenen Beschleunigungen sowie der Belastungskurve beim zweiten Versuch (HTEP als Ersatz des rechten und des linken Hüftgelenks).

an beiden Messstellen erfolgen. In den Abbildungen 4.18(a) und 4.18(b) sind die gemessenen Beschleunigungen von der Operationsnarbe an der linken und der rechten Hüfte überlagert und zeigen einen Ausschnitt aus dem Messsignal mit kurzen transienten Sprüngen. Vergleicht man nun die Laufzeitunterschiede dieser transienten Sprünge zueinander, ist die Körperschallquelle die HTEP an der linken Hüfte. Aus der Abbildung 4.18(b) ist nämlich erkennbar, dass das Messsignal von der Messstelle der linken Hüfte jenem der rechten Hüfte um wenige ms voreilt. Beide Messsignale wurden mit demselben Nullphasen Filter aufbereitet sodass durch diesen keine zusätzliche Phasenverschiebung eingebracht wurde.

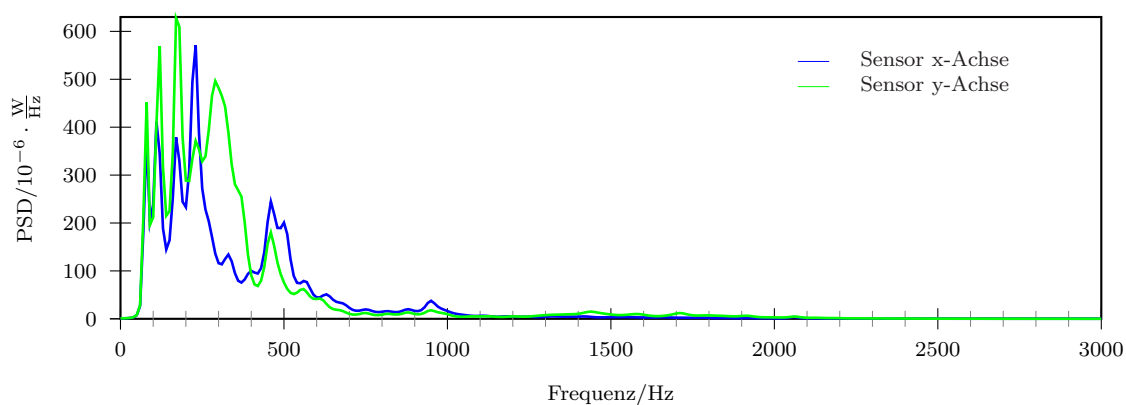
Das Ergebnis aus der Berechnung des Leistungsdichtespektrums aller aufgenommenen Messsignale ist in Abbildung 4.20 dargestellt. Das Leistungsdichtespektrum zeigt bei den an den Operationsnarben gemessenen Beschleunigungen ein Maximum bei ca. 450 Hz. Diese Maxima werden durch die oszillierenden Beschleunigungen jeweils in der Belastungsphase der untersuchten Hüfte hervorgerufen. Bei den Messsignalen am Schienbein trat bei der genannten Frequenz kein Maximum im Leistungsdichtespektrum auf. Des weiteren ist in der Abbildung 4.20(b) zu erkennen, dass die Maxima bei 450 Hz für beide Sensorsignale fast ident sind und somit ein weiterer Hinweis dafür ist, dass die Körperschallquelle direkt unter dieser Messstelle liegt.



(a) Proband P53-1: 2D PSD - Messpunkt des Sensors am HTEP Narbengewebe des linken Oberschenkels (belastete Hüfte).



(b) Proband P53-1: 2D PSD - Messpunkt des Sensors am Tuberositas tibiae des linken Beines.



(c) Proband P53-1: 2D PSD - Messpunkt am HTEP Narbengewebe des rechten Oberschenkels.

Abbildung 4.20.: Darstellung der Leistungsdichtespektren der an Probandin P53-1 gemessenen Beschleunigungen (HTEP als Ersatz des rechten und des linken Hüftgelenks).

4.5. Statistische Auswertung aller Probanden

Im Zuge einer Studie wurden 17 Probanden mit insgesamt 23 HTEPs untersucht. Von diesen 17 Probanden hatten fünf Probanden beidseitig ein künstliches Hüftgelenk implantiert und mussten die Untersuchung je einmal mit dem linken und dem rechten Bein durchführen. Jedem Probanden wurde bei der Dokumentation der Untersuchung eine eindeutige ID zugeordnet (siehe erste Spalte in Tabelle 4.7). Die ersten drei Ziffern dieser ID repräsentieren den Probanden. Die letzte Ziffer ist fortlaufend nummeriert und entspricht einer Untersuchungsnummer. Bei Probanden mit beispielsweise zwei HTEPs, erfolgte die Untersuchung zumindest je einmal unter Belastung der linken und rechten HTEP. Wenn der Ablauf einer Untersuchung nicht korrekt war, wurde die Untersuchung an der entsprechenden Hüfte wiederholt, wodurch die letzte Ziffer der Probanden ID größer eins bzw. zwei sein kann.

In Tabelle 4.7 sind die anonymisierten Daten der Probanden für jede untersuchte HTEP angeführt. Das durchschnittliche Alter der Probanden war 55,2 Jahre (von 33,7 bis 76,2 Jahre) und der durchschnittliche BMI war $26,6 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$ (von $20,3 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$ bis $35,0 \frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$). Es wurden sowohl HTEPs mit Keramik/Keramik- als auch Polyethylen/Keramik- sowie Metall/Metall- und Polyethylen/Metall- Gleitpaarungen untersucht (siehe Tabelle 4.7).

Zusätzlich zu diesen zuvor erwähnten Daten, wurde jeder Proband zu seinem gesundheitlichen Zustand befragt und mittels eines Fragebogens der HHS ermittelt und etwaige Anmerkungen seitens des Probanden oder auch des behandelnden Arztes dokumentiert. Der Punkteschlüssel für die Berechnung des HHS ist im Anhang dieses Dokuments enthalten. Die letzten zwei Spalten in der Tabelle 4.7 enthalten die nach dem Punkteschlüssel berechneten HHS-Werte sowie die erwähnten Anmerkungen. In Abbildung 4.21 ist der, aus den Messsignalen von einem Messpunkt in der Nähe der belasteten HTEP, berechnete Schädigungsparameter p (siehe Gleichung (3.69) in Abschnitt 3.3.5) für jeden Studienteilnehmer in einem Balkendiagramm dargestellt. Der Schädigungsparameter p wurde für das Messsignal von der x-Achse (roter Balken) und y-Achse (blauer Balken) des Sensors an der besagten Messstelle bestimmt.

Beim Vergleich der in Abbildung 4.21 dargestellten Schädigungsparameter mit den Anmerkungen durch den behandelnden Arzt oder die des Probanden aus Tabelle 4.7, ist deutlich ein Zusammenhang zwischen diesen Parametern erkennbar. Auf die Probanden P43-2, P45-2, P52-1, P53-1 und P57-2 entfallen im Balkendiagramm die fünf größten Schädigungsparameter. Bei diesen fünf Probanden wurde, wie aus den Anmerkungen hervorgeht, entweder ein Quietschen während der Untersuchung detektiert oder die betreffenden Probanden klagten bei der Befragung durch den Arzt über Schmerzen in der Hüfte.

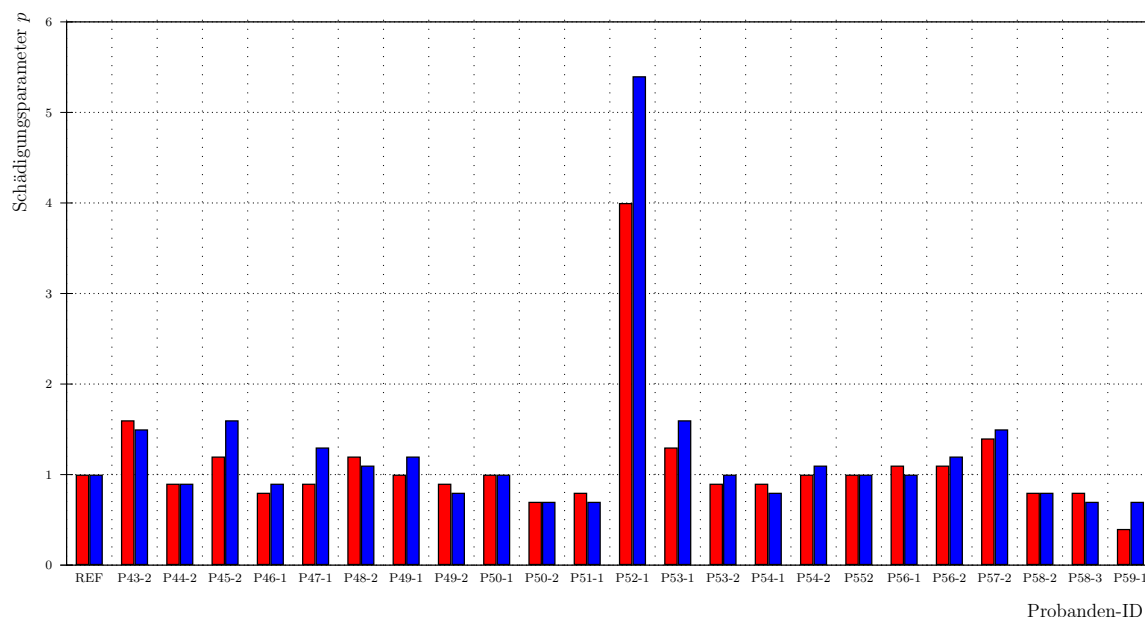


Abbildung 4.21.: Graphische Darstellung der berechneten Schädigungsparameter p von einem Messpunkt in der Nähe der zu untersuchenden HTEP für alle Studienteilnehmer. Die roten Balken zeigen die berechneten Schädigungsparameter für die x-Achse und die blauen für die y-Achse der Messsignale vom Beschleunigungssensor.

In den Abbildungen 4.21, 4.22 und 4.23 sind jeweils die von der Referenzmessung berechneten Schädigungsparameter dargestellt und mit der Probanden-ID REF gekennzeichnet.

Bei Proband P55-2 wurden durch den behandelnden Arzt am Röntgenbild ein starker Polyethylen Abrieb festgestellt und infolgedessen eine starke aseptische Osteolyse vermutet. Hier konnte im Vergleich mit den anderen Probanden kein erhöhter Schädigungsparameter detektiert werden. Ebenfalls konnte bei den Probanden P46-1 und P47-1 trotz eines etwas verminderten HHS kein erhöhter Schädigungsparameter festgestellt werden.

In den Abbildungen 4.22 und 4.23 sind die Schädigungsparameter p von den Messstellen in der Nähe der Tibia sowie am Oberschenkel der unbelasteten Hüfte dargestellt. Bei diesen Schädigungsparametern konnte kein Zusammenhang mit den Ergebnissen aus der Patientenbefragung festgestellt werden. Der jeweils größte Schädigungsparameter wurde in beiden Abbildungen beim Probanden P43-2 berechnet. Die bei diesem Probanden implantierte HTEP verursachte während der Untersuchung unter Belastung ein reproduzierbares hörbares Quietschen. Die größten Beschleunigungsamplituden wurden nicht direkt an der Messstelle der untersuchten HTEP sondern an der Tibia und der unbelasteten Hüfte gemessen (siehe Kapitel 4.4.1). Derselbe Effekt konnte auch für die berechneten Schädigungsparameter p des Probanden P53-1 in Abbildung 4.23 beobachtet (siehe Kapitel 4.4.5) werden.

ID	Patient			Prothesen			Fragebogen	
	Alter Jahre	Geschlecht	BMI $\frac{\text{kg}}{\text{m}^2}$	Position	Gleitpaarung	Alter Jahre	HHS -	Sonstige Anmerkungen
P43-2	67.2	Frau	25.82	Rechts	Keramik/Keramik	1.50	98	Quietschen/Geräusch während der Untersuchung.
P44-2	47.7	Frau	19.72	Rechts	Keramik/Keramik	1.0	100	keine
P45-2	57.3	Frau	32.37	Rechts	Metall/Metall	1.2	66	unklare Beschwerden/Schmerz
P46-1	59.6	Frau	30.69	Rechts	Keramik/Keramik	0.36	75	keine
P47-1	48.5	Mann	27.44	Rechts	Polyethylen/Keramik	7.02	76	keine
P48-2	43.9	Frau	24.98	Rechts	Keramik/Keramik	1.01	100	rechtes Knie macht Geräusche
P49-1	45.5	Mann	31.77	Rechts	Polyethylen/Keramik	13.00	100	keine
P49-2	45.5	Mann	31.77	Links	Keramik/Keramik	4.53	100	keine
P50-1	57.6	Mann	25.62	Rechts	Polyethylen/Keramik	1.26	98	keine
P50-2	57.6	Mann	25.62	Links	Polyethylen/Keramik	14.56	98	keine
P51-1	73.2	Mann	25.06	Rechts	Polyethylen/Keramik	4.88	100	keine
P52-1	76.2	Frau	27.99	Rechts	Polyethylen/Keramik	4.95	94	unklare Beschwerden/Schmerz
P53-1	43.5	Frau	23.94	Links	Polyethylen/Metall	14.73	k.A.	Quietschen/Geräusch
P53-2	43.5	Frau	23.94	Rechts	Polyethylen/Keramik	2.37	k.A.	keine
P54-1	73.7	Mann	27.10	Rechts	Polyethylen/Metall	k.A.	100	keine
P54-2	73.7	Mann	27.10	Links	Polyethylen/Metall	k.A.	100	keine
P55-2	55.0	Frau	35.08	Links	Polyethylen/Keramik	9.32	83	Im Röntgenbild ist eine Osteolyse hinter der Pfanne erkennbar
P56-1	55.1	Mann	24.49	Rechts	Metall/Metall	1.45	96	keine
P56-2	55.1	Mann	24.49	Links	Keramik/Keramik	2.15	96	keine
P57-2	55.7	Mann	28.72	Links	Polyethylen/Metall	20.76	85	Beschwerden/Schmerz. Revisionsoperation notwendig
P58-3	50.8	Frau	20.31	Links	Polyethylen/Keramik	k.A.	90	keine
P58-2	50.8	Frau	20.31	Rechts	Polyethylen/Keramik	1.68	90	keine
P59-1	33.7	Frau	27.64	Links	Keramik/Keramik	0.99	93	keine

Tabelle 4.7.: Liste mit den an der Studie teilgenommenen Probanden inklusive den Angaben zur implantierten HTEP und mit den Ergebnissen aus der Probanden-Befragung.

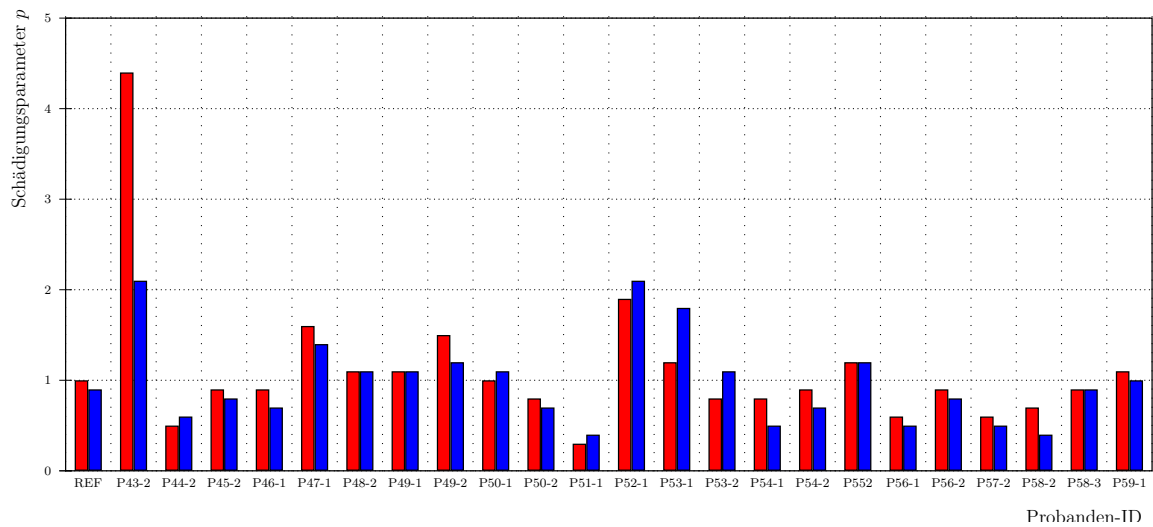


Abbildung 4.22.: Graphische Darstellung der berechneten Schädigungsparameter p von einem Messpunkt an der Tibia für alle Studienteilnehmer. Die roten Balken zeigen die berechneten Schädigungsparameter für die x-Achse und die blauen für die y-Achse der Messsignale vom Beschleunigungssensor.

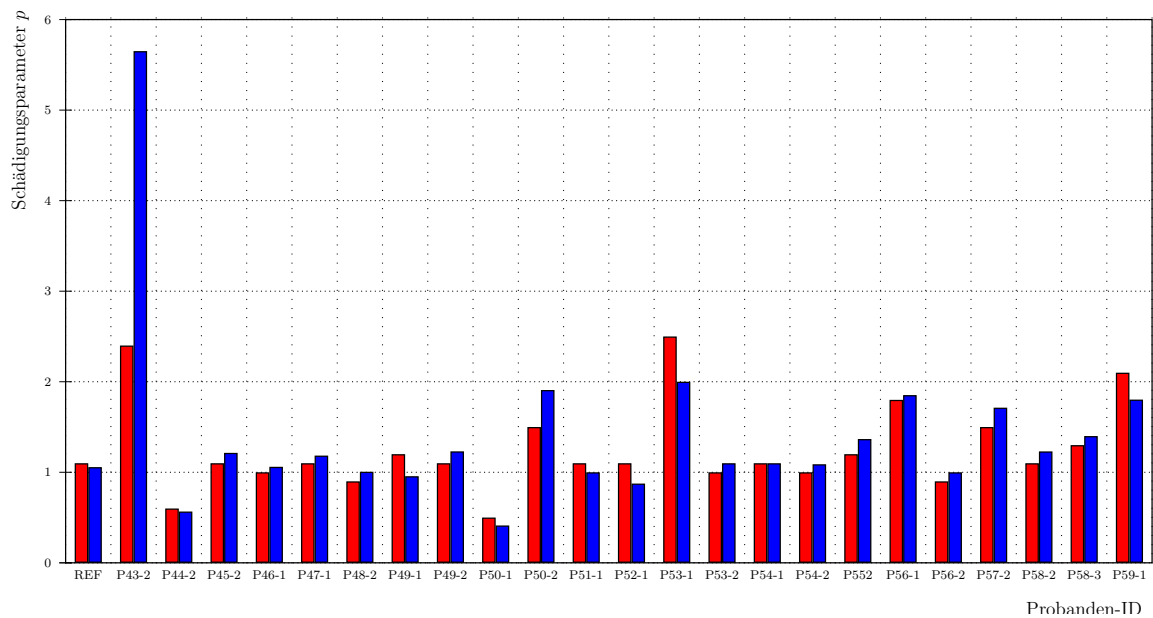


Abbildung 4.23.: Graphische Darstellung der berechneten Schädigungsparameter p von einem Messpunkt in der Nähe der unbelasteten Hüfte für alle Studienteilnehmer. Die roten Balken zeigen die berechneten Schädigungsparameter für die x-Achse und die blauen für die y-Achse der Messsignale vom Beschleunigungssensor.

5. Diskussion

In der vorgelegten Diplomarbeit wird die Möglichkeit zur Charakterisierung von Körperschallquellen in menschlichen Gelenken mittels Körperschallwandler am Beispiel von HTEP untersucht. Die Erprobung der Untersuchungsmethode als auch die Messungen an den Probanden sowie die abschließende Analyse und Interpretation der Messergebnisse warfen immer wieder neue Problemstellungen auf. Die Ergebnisqualität hängt zum einem davon ab, inwiefern das aufgenommene Geräusch dem untersuchten Gelenk oder Prothese zugeordnet werden kann und welche Methoden bzw. Algorithmen eine zuverlässige Bewertung des detektierten Körperschalls ermöglichen. Ersteres wird dadurch erschwert, dass es zusätzlich zum vom Gelenk emittierten Körperschall noch andere Körperschallquellen gibt. Es entstehen durch die Bewegung des Probanden zusätzliche sogenannte Bewegungsartefakte. Beispielsweise verursacht die am Sensor angeschlossene Messstrippe Zug- und Schubkräfte auf diesen oder der Sensor und die Hafthilfe reiben aneinander. Weiteres kann der Proband in seiner Möglichkeit sich zu bewegen eingeschränkt sein oder ein anderes Gelenk verursacht zusätzliche Geräusche. Um diesem Problem entgegen zu wirken, wurden in dieser Arbeit drei standardisierte Messstellen verwendet und ein Bewegungsablauf festgelegt, den der Proband während der Untersuchung durchführt. Zusätzlich zum Körperschall wurden zudem noch die Messgrößen Gewichtskraft und Beinlage aufgezeichnet. Wie in den Abbildungen im Kapitel 4.4 erläutert wurde, kann durch den Vergleich der Messsignale an den drei Messstellen teilweise die Körperschallquelle eindeutig identifiziert und lokalisiert (z.B.: beim Quietschen) oder die Überlagerung von mehreren Körperschallquellen ausgeschlossen werden. Weiters schränkte das Monitoring der auf die Treppe wirkenden Gewichtskraft den auszuwertenden Bereich des Messsignals weiter ein. Trotz dieser Maßnahmen kann es nicht ausgeschlossen werden Querempfindlichkeiten, Artefakte, etc. im Messsignal zu erfassen und falsch zu interpretieren.

Wie bereits eingangs erwähnt, besteht ein weiteres Dilemma bei der Analyse und Bewertung des detektierten Körperschalls. Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene Gleitpaarungen von HTEPs im Labor mit Abriebmaterial gezielt verunreinigt und anschließend mit dem in dieser Arbeit verwendeten Sensor die vom Prothesengelenk emittierten Körperschallwellen aufgezeichnet. Es konnte gezeigt werden, dass die verwendeten HTEPs in Abhängigkeit des Abriebmaterials und der auf das Gelenk wirkenden Gewichtskraft verschiedene Schallmuster emittierten. Dieser Effekt konnte besonders gut im Frequenzbereich beobachtet werden. Die Ergebnisse aus den zuvor beschriebenen Versuchen wurden in einer in einer wissenschaftlichen Fachzeitschrift publiziert (siehe [20]).

Dieser Effekt konnte bei den Untersuchungen an den Probanden nicht festgestellt werden, da das Binde-, Fett- und Muskelgewebe des Probanden die Körperschallwelle in ihrer Ausbreitung behindern. Geschwindigkeit, Amplitude und Frequenz möglicher Körperschallwellen werden von diesem System verfälscht. Der anfängliche Versuch die individuelle Beschaffenheit des Körpers des Probanden durch Kalibrationsmessungen unter Zuhilfenahme eines Vibrationsmotors zu bestimmen, ist nicht gelungen. Der verwendete Motor war zu langsam (max. $150 \frac{\text{U}}{\text{s}}$) und zu schwach um die für eine Kalibrierung notwendigen Parameter zu bestimmen. Trotzdem war es teilweise möglich, mittels geeigneter Algorithmen, Effekte wie z.B. Quietschen zeitlich aufgelöst, zu visualisieren (siehe Abbildung 4.9). Die traditionelle gefensterte FFT eignet sich nur bedingt zur Darstellung zeitabhängiger Frequenzspektren im Messsignal, da mit zunehmender zeitlicher Auflösung die Frequenzauflösung drastisch abnimmt und viele Details verloren gehen. Als Alternative zur herkömmlichen FFT wurde in dieser Arbeit die Berechnung des Leistungsdichtespektrums mittels autoregressive stochastische Prozesse durchgeführt (siehe Abschnitt 3.3.1). Mit diesem Verfahren konnten die Koeffizienten des Leistungsdichtespektrums auch für zeitlich kurze Messsignale gut dargestellt werden. Ein weiterer Vorteil dieser Methode ist, dass das komplette Messsignal mit wenigen Koeffizienten rekonstruiert werden kann. Infolgedessen könnten die Messdaten platzsparend gespeichert werden. Ein weitere Möglichkeit zur Analyse der Messsignale im Frequenzbereich bietet die ebenfalls getestete CWT. Das Ergebnis der CWT ist jedoch stark abhängig von der Signalform der verwendeten Mutter-Wavelet (siehe Abschnitt 3.3.3).

Durch Definition des Schädigungsparameters p (siehe Abschnitt 3.3.5) erfolgte zudem eine Analyse der Messsignale im Zeitbereich. Die Berechnung der Schädigungsparameter für die Messsignale an der Messstelle in der Nähe der zu untersuchenden HTEP lieferte gute Ergebnisse beim Vergleich dieser mit den Daten aus der Probandenbefragung (siehe Kapitel 4.5). Zusätzlich zu diesem im Kapitel Algorithmen beschriebenen Methode, wurde ebenfalls die Analyse der Messdaten mit dem weit verbreiteten Rainflow-Zählverfahren versucht (siehe Abschnitt 3.3.4). Die Analyse der im Rahmen dieser Arbeit aufgezeichneten Messdaten mittels diesem Zählverfahren lieferte jedoch keine zuverlässigen Ergebnisse.

Für alle beschriebenen Algorithmen stellt sich die Frage, anhand welchen Kriterien im Ergebnis eine Prothese als schadhaft identifiziert werden kann. Beispielsweise sind die Messsignale bei adipösen Probanden in ihrer Amplitude wesentlich geringer im Vergleich zu Probanden mit einem geringen BMI. Um diese Bewertungskriterien zu finden, insofern dies für beispielsweise eine Ja/Nein-Diagnose möglich ist, bedarf es weiteren Verbesserungen am Gerät, den Analyse-Algorithmen sowie einer Studie mit einer großen Anzahl an Probanden. Beispiels-

weise würde ein drahtloses Messverfahren kabelgebundene Messartefakte vermeiden und den Proband bei der Ausführung der standardisierten Bewegung weniger behindern. Des weiteren ist eine Evaluierung verschiedenster Messstellen und Sensor Hafthilfen für zukünftige Weiterentwicklungen ebenfalls in Betracht zu ziehen.

EIDESSTÄTTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am 26. Oktober 2010

Unterschrift

Literaturverzeichnis

- [1] ANALOG DEVICES: *AD7767: 24-Bit, 8.5 mW, 109 dB, 128 kSPS/64 kSPS/32 kSPS ADCs*. One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. : Website http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7767.pdf, 3th Oktober 2010
- [2] ANALOG DEVICES: *Full/Low Speed USB Digital Isolator*. One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A. : Website http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADuM4160.pdf, 3th Oktober 2010
- [3] BONO, J.V. ; SANFORD, L. ; TOUSSAINT, J.T.: Severe polyethylene wear in total hip arthroplasty. Observations from retrieved AML PLUS hip implants with an ACS polyethylene liner. In: *Journal of Arthroplasty* 9(2) (1994), S. 119–125
- [4] CLAUSEN, Michael ; MÜLLER, Meinard: *Zeit-Frequenz-Analyse und Wavelettransformationen*. Saarbrücken : Vorlesungs-Skript, Max-Planck-Institut Informatik, Universität des Saarlandes, 2001
- [5] DOWNING, Stephen ; SOCIE, Darrell: Simple rainflow counting algorithms. *International Journal of Fatigue*. In: *International Journal of Fatigue* (1982)
- [6] ELKE, R.: Particle disease. Is tribology a topic in revision surgery? In: *Orthopade* 30(5) (2001), S. 258–265
- [7] ENGIN, Mehmet ; ÜNSAL, Serkan ; ENGIN, Erkan Zeki: Order selection in autoregressive power spectrum estimation of sleep eeg. (2000)
- [8] ESKELINEN, A. ; REMES, V. ; HELENIUS, I. ; PULKKINEN, P. ; NEVALAINEN, J. ; PAAVOLAINEN, P.: Uncemented total hip arthroplasty for primary osteoarthritis in young patients: a mid-to long-term follow-up study from the Finnish Arthroplasty Register. In: *Acta Orthopaedica* 77(1) (2006), S. 57–70
- [9] Schutzrecht DE10208144A1 02.10.2002 (2002). GAIER, Christian (Erfinder); Steyr-Daimler-Puch Fahrzeugtechnik AG & Co. KG, Graz, AT (Anmelder).
- [10] HANDTMANN, Martin: *Dynamische Regelung mikroelektromechanischer Systeme (MEMS) mit Hilfe kapazitiver Signalwandlung und Krafterückkopplung*, Lehrstuhl für Technische Elektrophysik, Technische Universität München, Diss., 2004

- [11] HAVELIN, L.I. ; ENGESAETER, L.B. ; ESPEHAUG, B. ; FURNES, O. ; LIE, S.A. ; VOLLSET, S.E.: The Norwegian Arthroplasty Register: 11 years and 73,000 arthroplasties. In: *Acta Orthopaedica Scandinavica* 71(4) (2000), S. 337–353
- [12] HERBERTS, P. ; MALCHAU, H.: Long-term registration has improved the quality of hip replacement: a review of the Swedish THR Register comparing 160,000 cases. In: *Acta Orthopaedica Scandinavica* 71(2) (2000), S. 111–121
- [13] HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK: *HLC - Eichfähige Wägezelle HLC von 220kg bis 4.4T*. Website <http://www.hbm.com/de/menu/produkte/waegetechnik/waegezellen/single/categorie/weighing-load-cells/product/hlc/backPID/load-cells/>, 3th Oktober 2010
- [14] HYKIN, Simon: *Adaptive Filter Theory*. 4. Upper Saddle River, New Jersey : Pearson Education International, 2002. – ISBN 0–13–048434–2
- [15] KÖHLER, Bert-Uwe: *Konzepte der statistischen Signalverarbeitung*. 1. Springer, 2005. – ISBN 978–3–540–23491–3
- [16] KISTLER INSTRUMENTE GMBH: *Beschleunigungssensoren - Theorie der kapazitiven Beschleunigungssensoren*. Website http://pdf.directindustry.de/pdf/kistler/beschleunigungssensoren/5346-6586-_88.html, 22th September 2010
- [17] KRAFT, C.N. ; DIEDRICH, O. ; BURIAN, B. ; SCHMITT, O. ; WIMMER, M.A.: Microvascular response of striated muscle to metal debris. A comparative in vivo study with titanium and stainless steel. In: *Journal of Bone & Joint Surg (Br)* 85(1) (2003), S. 133–141
- [18] KRAFT, C.N. ; WEBER, W. ; BURIAN, B. ; ZANDER, D. ; WALLNY, T. ; SCHMITT, O. ; DIEDRICH, O.: Striated muscle microvascular response to implants with sol-gel calcium phosphate coating. A comparative in vivo study. In: *Zeitschrift für Orthopädie und ihre Grenzgebiete* 140(6) (2002), S. 672–680
- [19] KURER ; GOODING ; DAZINES: *Orthopaedic Scores - Harris Hip Score*. Website http://www.orthopaedicscore.com/scorepages/harris_hip_score.html, 3th Oktober 2010
- [20] LIESCHNEGG, M. ; ZACHERL, M. ; LECHNER, B. ; WEGER, C. ; FUCHS, A.: Non-invasive characterization of total hip arthroplasty by means of passive acceleration measurement. In: *International journal on smart sensing and intelligent systems* 3(1) (2010), S. 75–87
- [21] LIU, F. ; JIN, Z.M. ; GRIGORIS, P. ; HIRT, F ; C., Rieker: Contact mechanics of metal-on-metal hip implants employing a metallic cup with a UHMWPE backing. In: *Proc Inst Mech Eng H*. 217(3) (2003), S. 207–213

- [22] MERWA, Robert: *Biosignalverarbeitung*. Graz : Vorlesungs-Skript, Institut für Medizintechnik, Technische Universität Graz, 2009
- [23] REVELL, Peter A.: *Joint replacement technology*. Great Abington, Cambridge : Woodhead Publishing, 2008. – ISBN 978–1–84569–245–2
- [24] SANTAVIRTA, S. ; BÖHLER, M. ; HARRIS, WH. ; KONTTINEN, YT. ; LAPPALAINEN, R. ; MURATOGLU, O. ; RIEKER, C. ; SALZER, M.: Alternative materials to improve total hip replacement tribology. In: *Acta Orthopaedica Scandinavica* 74(4) (2003), S. 380–388
- [25] SHAHGALDI, B.F. ; HEATLEY, F.W. ; DEWAR, A. ; CORRIN, B.: In vivo corrosion of cobalt-chromium and titanium wear particles. In: *Journal of Bone & Joint Surg (Br)* 77-B(6) (1995), S. 962–966
- [26] STMICROELECTRONICS: *LIS2L02AL MEMS INERTIAL SENSOR: 2-axis - +/-2g ultra-compact linear accelerometer*. Website <http://www.st.com/stonline/products/literature/od/11666.pdf>, 3th Oktober 2010
- [27] TEXAS INSTRUMENTS: *INA118: Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER*. Website <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina118.pdf>, 3th Oktober 2010
- [28] VOGL, Wayne ; MITCHELL, Adam W. M.: *Anatomie für Studenten*. 1. München : Urban & Fischer, 2007. – ISBN 978–3–437–41231–8
- [29] WENDEMUTH, A.: *Grundlagen der stochastischen Sprachverarbeitung*. 1. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2004. – ISBN 3–486–27465–1
- [30] WERNER, Martin: *Digitale Signalverarbeitung mit Matlab-Praktikum*. 1. Wiesbaden : Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2008. – ISBN 978–3–8348–0393–1
- [31] WIKIPEDIA - DIE FREIE ENZYKLOPÄDIE: *Holz*. Website <http://de.wikipedia.org/wiki/Holz>, 3th Oktober 2010
- [32] WIKIPEDIA - DIE FREIE ENZYKLOPÄDIE: *Mikrosystem Technik*. Website [http://de.wikipedia.org/wiki/Mikrosystem_\(Technik\)](http://de.wikipedia.org/wiki/Mikrosystem_(Technik)), 22th September 2010
- [33] ZALPOUR, Christoff: *Anatomie Physiologie*. München : Urban & Fischer, 2002. – ISBN 3–437–47300–9

A. Anhang

A.1. Harris Hip Score

Dimensionen der Hüftfunktion	Mögliche Gesamtpunktzahl
A Schmerzen	44
B Funktion	47
C Fehlstellung	4
D Beweglichkeit	5

A.1.1. A Schmerzen

Schmerzen	Punkte
Keine Schmerzen	44
Gelegentliche Schmerzen	40
Leichte Schmerzen	30
Mittlere Schmerzen	20
Starke Schmerzen	10
Körperbehinderung, Invalidität	0

A.1.2. B Funktion

Hinken	Punkte
Kein Hinken	11
Leichtes Hinken	8
Mässiges Hinken	5
Starkes Hinken	0

Gehhilfen	Punkte
Keine Gehhilfen	11
1 Handstock für längere Strecken	7
1 Handstock ständig	5
1 Unterarmgehstütze (UAGS)	3
2 UAGS oder kann gar nicht gehen	0

Gehdistanz	Punkte
Unbegrenzt	11
4 - 5 Blocks (4 - 5 km)	8
2 - 3 Blocks (2 - 3 km)	5
Nur im Hause	2
Nur Stuhl und Bett	0

Treppensteigen	Punkte
Leicht möglich	4
Möglich mit Geländer	2
Mit Schwierigkeiten möglich	1
Treppensteigen unmöglich	0

Schuhe anziehen und Socken anziehen	Punkte
Leicht möglich	4
Schwierig	2
Anziehen unmöglich	0

Sitzen	Punkte
Sitzen auf allen Stühlen möglich für mindestens 1 Stunde	5
Sitzen auf hohem Stuhl für mindestens 30 Minuten möglich	3
Sitzen unmöglich	0

Nutzung von öffentlichen Verkehrsmitteln	Punkte
Benutzung möglich	1
Benutzung unmöglich	0

A.1.3. C Fehlstellung

Kontrakturen	Punkte (max. 4 Punkte möglich)
Keine fixierte Abduktion $\geq 10^\circ$	1
Keine fixierte Innenrotation $\geq 10^\circ$	1
Keine fixierte Flexion $\geq 30^\circ$	1
Beinlängendifferenz $< 3,2$ cm	1

A.1.4. D Beweglichkeit

Bewegungsumfang
Flexion ($0^\circ - 130^\circ$)
Extension ($0^\circ - 10^\circ$)
Abduktion ($0^\circ - 40^\circ$)
Adduktion ($0^\circ - 40^\circ$)
Aussenrotation ($0^\circ - 40^\circ$)
Innenrotation ($0^\circ - 40^\circ$)

Totaler Bewegungsumfang	Punkte
$300^\circ - 210^\circ$	5 P (sehr gut)
$209^\circ - 160^\circ$	4 P (gut)
$159^\circ - 100^\circ$	3 P (mässig)
$99^\circ - 60^\circ$	2 P (schlecht)
$59^\circ - 30^\circ$	1 P
$29^\circ - 0^\circ$	0 P