

**Lehrstuhl für Messsystem- und Sensortechnik**

# **Nichtinvasive Blutdruckmessung unter Ergometriebedingungen**

**Dipl.-Ing. Achim Wack**

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

**Doktor-Ingenieurs**

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Klaus Diepold  
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. A. W. Koch  
2. Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Bernhard Wolf

Die Dissertation wurde am 25.01.2006 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 16.06.2006 angenommen.



---

<b>1</b>	<b>EINLEITUNG</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>MEDIZINISCHE GRUNDLAGEN</b>	<b>2</b>
<b>2.1</b>	<b>Kreislauf und Physiologie</b>	<b>2</b>
2.1.1	Der Kreislauf	2
2.1.2	Das Gefäßsystem	3
2.1.3	Windkesselfunktion der Aorta	4
2.1.4	Die Aortendruckkurve	4
<b>2.2</b>	<b>Entstehung und Analyse der medizinischen Signale</b>	<b>5</b>
2.2.1	Hypothesen zur Entstehung	5
2.2.2	Wasserhammer-effekt	8
2.2.3	Präanakrotisches Phänomen	9
2.2.4	Turbulenter Fluss	11
2.2.5	Bernoulli-Effekt	11
2.2.6	Energieerhaltungshypothese	12
2.2.7	Diskussion der Hypothesen	12
2.2.8	Klassische Korotkoff-Phasen	13
2.2.9	Neuere Untersuchungen zum Spektrum des Korotkoff-Signals	14
2.2.10	Körperschall	14
<b>3</b>	<b>MESSTECHNISCHE GRUNDLAGEN</b>	<b>17</b>
<b>3.1</b>	<b>Invasive Messmethoden</b>	<b>17</b>
<b>3.2</b>	<b>Nichtinvasive Messmethoden</b>	<b>17</b>
3.2.1	Oszillometrische Messung	19
3.2.2	Auskultatorische Messung	20
<b>3.3</b>	<b>Verfügbare Messgeräte</b>	<b>22</b>
<b>3.4</b>	<b>Vergleich der Methoden</b>	<b>25</b>
3.4.1	Messgenauigkeit	25
3.4.2	Zuverlässigkeit	26
3.4.3	Praktische Anwendbarkeit	27
<b>3.5</b>	<b>Motivation zur Entwicklung eines neues Systems</b>	<b>27</b>
3.5.1	Medizinische Bedeutung der Belastungsmessung	27
3.5.2	Messprinzip	28
3.5.3	Zuverlässigkeit der Messungen	29

---

3.5.4	Validierung	29
<b>3.6</b>	<b>Wavelets</b>	<b>31</b>
3.6.1	Wavelet- und Fourier-Transformation im Vergleich	31
3.6.2	Das Wavelet	34
3.6.3	Wavelet-Transformation	43
3.6.4	Multiskalen-Analyse (MSA)	48
3.6.5	Skalierungsfunktion und Wavelet	51
3.6.6	Der Mallat-Algorithmus	52
3.6.7	Auflösung	53
3.6.8	Filter	54
<b>4</b>	<b>EXPERIMENTELLER AUFBAU</b>	<b>57</b>
<b>4.1</b>	<b>Körperschall-Sensor</b>	<b>58</b>
4.1.1	Optimierung des mechanischen Aufbaus	58
4.1.2	Optimierung des elektrischen Aufbaus	61
<b>4.2</b>	<b>Mikrofon-Prüfsystem</b>	<b>62</b>
4.2.1	Mikrofon-Prüfsystem 1	62
4.2.2	Mikrofon-Prüfsystem 2	64
<b>4.3</b>	<b>PC-Applikationen</b>	<b>67</b>
4.3.1	PC-Applikation Mikrofon-Analyse	67
4.3.2	PC-Applikation zur Datenspeicherung	68
4.3.3	PC-Applikation zur Datenrückspeisung	69
4.3.4	PC-Applikation zur Messdaten-Analyse	71
<b>4.4</b>	<b>CAN-Datenlogger</b>	<b>73</b>
<b>4.5</b>	<b>DSP-Modul</b>	<b>75</b>
4.5.1	Pneumatik	77
<b>5</b>	<b>SIGNALVERARBEITUNG</b>	<b>81</b>
<b>5.1</b>	<b>Problemstellung</b>	<b>81</b>
<b>5.2</b>	<b>Artefakte</b>	<b>81</b>
5.2.1	Beispiele für Artefakte	83
5.2.2	Vermeidung von Artefakten	84
<b>5.3</b>	<b>Lösungsansätze</b>	<b>85</b>

---

<b>5.4</b>	<b>Multi-Skalen-Analyse</b>	<b>86</b>
5.4.1	Koeffizientenauswahl und Thresholding	86
5.4.2	Auswahl des Threshold	90
5.4.3	Anwendungen mit Nicht-Weißem Rauschen	92
5.4.4	Advanced MSA (AMSA)	94
<b>6</b>	<b>AUSWERTUNG / EVALUIERUNG DER METHODEN</b>	<b>97</b>
<b>6.1</b>	<b>Validierungsverfahren</b>	<b>97</b>
6.1.1	Validierung gemäß Norm DIN EN 1060-4	97
6.1.2	Grafische Validierung	99
<b>6.2</b>	<b>Klinische Tests / Auswertung</b>	<b>102</b>
<b>6.3</b>	<b>Mikrofon-Platzierung</b>	<b>103</b>
<b>6.4</b>	<b>Klassifikation der Messdaten</b>	<b>105</b>
<b>6.5</b>	<b>Ergebnisse</b>	<b>105</b>
6.5.1	Ergometer-Test	105
6.5.2	Laufband-Test	113
<b>7</b>	<b>ZUSAMMENFASSUNG</b>	<b>121</b>
<b>8</b>	<b>AUSBLICK</b>	<b>123</b>
<b>9</b>	<b>LITERATURVERZEICHNIS</b>	<b>125</b>
<b>10</b>	<b>VERZEICHNIS HÄUFIG VERWENDETER ABKÜRZUNGEN</b>	<b>131</b>
<b>11</b>	<b>VERZEICHNIS WICHTIGER SYMBOLE</b>	<b>133</b>



## **Zusammenfassung**

Die nichtinvasive Messung des Blutdruckes ist ein wichtiges Verfahren zur Überwachung und Therapie von Patienten, insbesondere in Rehakliniken. Die bisherigen Messverfahren weisen den Nachteil auf, dass derartige Messungen während einer körperlichen Belastung nicht oder nur schwer möglich sind, da sich die Bewegungen des Probanden auf einem Fahrradergometer oder auf einem Laufband sehr störend auf das Messsignal auswirken. Eine Filterung des Messsignals mittels herkömmlicher digitaler Filter ist äußerst schwierig, da Nutz- und Störanteile in sehr ähnlichen Frequenzbändern liegen.

Der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit liegt daher in einer Multi-Skalen-Analyse mit Hilfe von Wavelets zur Unterdrückung der Artefakte. Durch eine Modifikation bzw. Erweiterung der klassischen Multi-Skalen-Analyse konnte ein Verfahren gefunden werden, das eine bisher nicht erreichte Störunterdrückung bereitstellt.

## **Abstract**

Non invasive blood pressure measurement is a very important technique for monitoring and therapy of patients especially in rehabilitation centres. Current measurement techniques have the disadvantage that movement of a patients' movements on an ergometer or a treadmill severely interfere with measurement. Hence reliability and accuracy are compromised.

A filtering of the sensor signal with traditional digital filters is very difficult because the frequency band of the noise is very similar to the useful frequencies in the signal.

The emphasis of this work is a multi-scale analysis using wavelets for artefact rejection. Special modification and enhancements of the classic multi-scale analysis allows previously unreachable levels of noise reduction without attenuating useful parts of the signal.





## 1 Einleitung

Spricht man von der Messung des Blutdruckes, so ist damit der arterielle Blutdruck gemeint. Zur Ermittlung des optimalen systolischen und diastolischen Druckes sind zwei Kriterien zu beachten: Zum einen muss eine ausreichende Versorgung der Organe mit Blut beziehungsweise Sauerstoff und anderen Stoffwechselprodukten gewährleistet sein, zum anderen würde ein zu hoher Druck Herz und Gefäßsystem unnötig belasten. Bedingt durch das Gesetz des hydrostatischen Drucks besteht im Körper ein Druckgefälle von den Füßen zum Kopf hin. Ausgehend von dieser Tatsache, und dass zur ausreichenden Perfusion des Gehirns mit Blut unter Berücksichtigung des Gefäßwiderstandes ein Druck von ca. 30 mmHg notwendig ist, errechnet man in aufrechter Körperhaltung einen minimalen arteriellen Mitteldruck von 100 mmHg. Daraus ergibt sich der Richtwert für das systolische zum diastolischen Druckverhältnis von 120 mmHg zu 80 mmHg.

Aufgrund pathologischer Veränderungen am Herz-Kreislaufsystem kann der tatsächlich vorherrschende Druck mehr oder weniger nach oben oder nach unten variieren. Abweichungen nach unten hin sind – zumindest langfristig betrachtet – weniger gefährlich als Abweichungen nach oben. Beim so genannten Bluthochdruck bzw. Hypertonie besteht zum einen die Gefahr, dass Herz und Gefäße einem höheren Verschleiß ausgesetzt sind, zum anderen besteht die Gefahr von Schlaganfällen.

Zur Messung des arteriellen Druckes stehen invasive und nicht-invasive Verfahren zur Verfügung. Erstere bieten die höchste Genauigkeit sowie Messwerte von Schlag zu Schlag. Der Nachteil besteht darin, dass eine invasive Messung nicht überall durchgeführt werden kann, da aufgrund des nötigen blutigen Zuganges zum Gefäß ausreichende Sterilität gegeben sein muss. Umgekehrt verhält es sich mit den nicht-invasiven Messverfahren. Eine Messung ist sehr einfach und überall möglich, jedoch erhält man lediglich Messwerte, die einen Mittelwert über die Messdauer darstellen und je nach Proband kleinere oder größere Abweichungen vom tatsächlichen Druck aufweisen können. Eine wesentliche Ursache spielen dabei Störungen, etwa aufgrund von Bewegungen des Patienten während der Messung. Je nach Ausmaß der Störungen kann es dabei zu leichten Abweichungen der Messwerte bis hin zu völligen Fehlmessungen kommen.

In der hier vorliegenden Arbeit sollen mögliche Ansätze zur Unterdrückung dieser Störungen untersucht werden, sowie ein Verfahren entwickelt werden, das unter Belastungsbedingungen und somit auftretenden Bewegungsartefakten eine zuverlässige vollautomatische Messung ermöglicht.

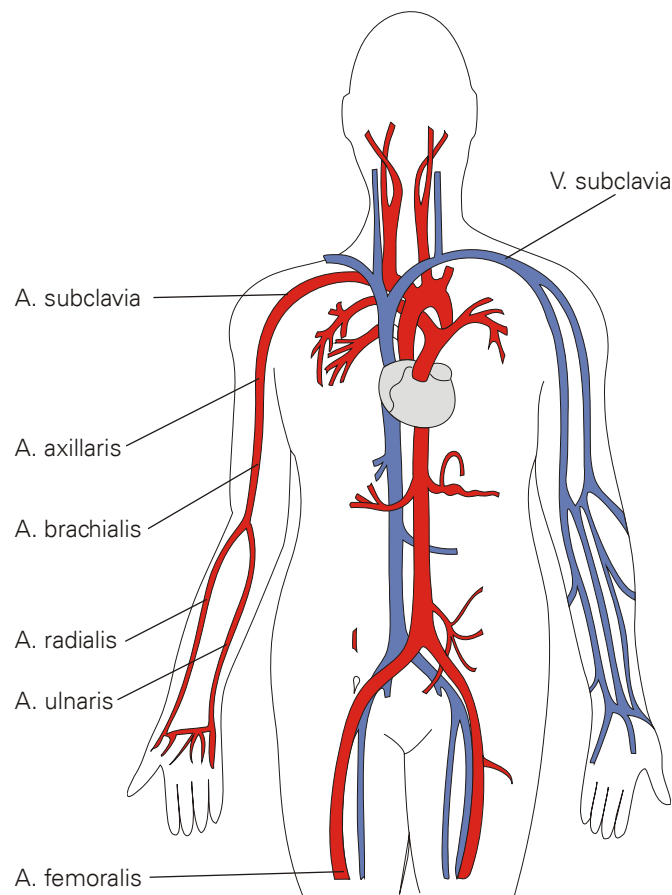
## 2 Medizinische Grundlagen

Zum Verständnis der in dieser Arbeit entwickelten Verfahren und Algorithmen ist es notwendig, zunächst auf die medizinischen Grundlagen einzugehen. Insbesondere werden in den folgenden Kapiteln die Teile des Kreislaufsystems beschrieben, die für die Messverfahren des Blutdruckes notwendig sind.

### 2.1 Kreislauf und Physiologie

#### 2.1.1 Der Kreislauf

Der Kreislauf umfasst das Gefäßsystem und das Herz. Spricht man vom Kreislauf, so ist zwischen dem großen Körperkreislauf und dem kleinen Lungenkreislauf (Pulmonalkreislauf) zu unterscheiden. Ein Ausschnitt der wichtigsten Gefäße zeigt die Abbildung 2-1.



**Abbildung 2-1: Der menschliche Blutkreislauf (Ausschnitt)**

Der Körperkreislauf hat die Aufgabe, die Organe über die Arterien ausreichend mit sauerstoffreichem Blut zu versorgen. Das Blut wird von der linken Herzkammer (linker Ventrikel) über die Aorta in die Arterien gepumpt. Diese verzweigen sich im Körper bis zu den so genannten Arteriolen, den kleinsten

Verästelungen des arteriellen Gefäßbaumes. Die Rückleitung des sauerstoffarmen Blutes erfolgt in den Venen, die in den rechten Vorhof (rechtes Atrium) münden. Vom rechten Vorhof wird das Blut in die rechte Kammer gepumpt, die das Blut dann schließlich zur Anreicherung mit Sauerstoff in die Lunge pumpt. Nach erfolgter Sauerstoffaufnahme fließt das nunmehr sauerstoffreiche Blut in den linken Vorhof, der das Blut in die linke Kammer pumpt. Der Kreislauf ist geschlossen.

### 2.1.2 Das Gefäßsystem

Die Aufgabe des arteriellen Gefäßsystems besteht in der Versorgung des peripheren Gewebes mit sauerstoffreichem Blut. Um eine gute Diffusion zu erreichen, verästelt sich die Arterie vom Herzen her in immer feinere Gefäße, um eine möglichst große Oberfläche zu erlangen. Das arterielle System endet schließlich in den 10 Milliarden Arteriolen, deren Durchmesser lediglich 25  $\mu\text{m}$  beträgt, im Gegensatz zu einem Durchmesser von 25 mm der Aorta.

Zum Verständnis des Zustandekommens des Blutdruckes ist es nötig, die Strömungsmechanik zu betrachten. Um zu anschaulichen Gesetzmäßigkeiten zu gelangen ist es hilfreich, das Gefäß in erster Näherung als ein starres Rohr anzusehen und erst in weiteren Schritten die Gefäßmotorik mit einzuarbeiten.

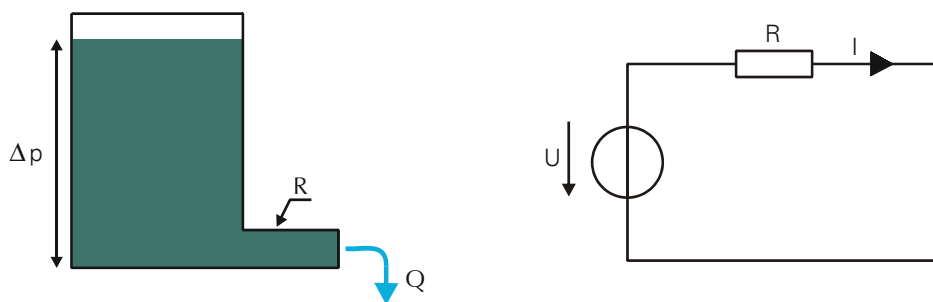


Abbildung 2-2: Ohm'sches Gesetz

Vor diesem Hintergrund lässt sich zunächst eine Analogie zum elektrischen und hydrodynamischen *Ohm'schen Gesetz* herleiten, wie dies in Abbildung 2-2 dargestellt ist.

Beim hydrodynamischen System wird der Volumenstrom  $Q = \dot{V}$  durch den herrschenden Druck und den Strömungswiderstand bestimmt. Beim elektrischen Modell ist die treibende Quelle die Spannung, die Stromstärke wird durch den *Ohm'schen Widerstand* bestimmt. Man erkennt, dass bei beiden Systemen die Ströme proportional zu den treibenden Kräften sind, und umgekehrt proportional zu den Widerständen [17], [24]. Mit den Gesetzmäßigkeiten für den Widerstand von HAGEN und POISEUILLE ergibt sich das grundlegende *Hagen-Poiseuille'sche Gesetz* [23]:

$$Q = \frac{\Delta p}{R} = \frac{\Delta p \cdot \pi \cdot r^4}{8 \cdot \eta \cdot l} \quad (1.1)$$

Dabei ist  $\eta$  die Viskosität der Flüssigkeit,  $l$  die Länge der Gefäßstrecke und  $r$  der Radius des Gefäßes. Hinsichtlich des menschlichen Gefäßsystems ist der entscheidende Parameter der Radius, der zudem noch mit der vierten Potenz eingeht. Somit eröffnen sich durch die Fähigkeit der Gefäße, ihren Durch-

messer zu ändern, zwei Regelungsmechanismen: Einstellung eines konstanten Flusses oder eines konstanten Druckes, das heißt das Gefäßsystem ist in der Lage, sowohl einen bestimmten Blutfluss als auch einen gewissen Blutdruck einzustellen.

Das zweite wichtige Analogon zum elektrischen System sind *die Kirchhoff'schen Gleichungen*. So lässt sich, zum Beispiel durch Parallelschaltung der feinsten Arteriolen, der bis dorthin um zehn Zehnerpotenzen ansteigende Gefäßwiderstand bis auf den Faktor Hundert reduzieren.

### 2.1.3 Windkesselfunktion der Aorta

Eine weitere wichtige Eigenschaft des Gefäßsystems ist die Elastizität der großen arteriellen Gefäße. Die so genannte Windkesselfunktion der Aorta bewirkt eine Glättung des durch die Herz Tätigkeit pulsierenden Blutstromes: Durch die Elastizität der Aorta kann diese während der systolischen Phase ausgedehnt werden und somit potentielle Energie in den gedehnten Gefäßwänden speichern. In der diastolischen Phase erfolgt die Umwandlung der potentiellen in kinetische Energie in Form von Beschleunigungsarbeit, die das Blut aus diesem Reservoir in den Körper pumpt. Somit wird auch während der diastolischen Periode, in der sich der Herzmuskel entspannt, der Blutfluss aufrechterhalten. Das gleiche Prinzip macht man sich in handbetriebenen Wasserpumpen mit so genanntem Windkessel zunutze. Da dieses Speichersystem den Fluss nicht völlig zu „glätten“ vermag, verbleibt eine gewisse „Restwelligkeit“, deren Abbild die so genannte *Aortendruckkurve* ist (Abbildung 2-3).

Liegt eine starke Sklerotisierung des Gefäßes vor, so kann die Aorta aufgrund des daraus resultierenden Verlustes ihrer Elastizität diese Aufgabe nicht mehr wahrnehmen. Als Folge davon muß der Ventrikel eine wesentlich höhere Pumpleistung erbringen, was zur Hypertrophierung des linken Ventrikels führt.

### 2.1.4 Die Aortendruckkurve

Abbildung 2-3 zeigt das typische Profil einer Aortendruckkurve.

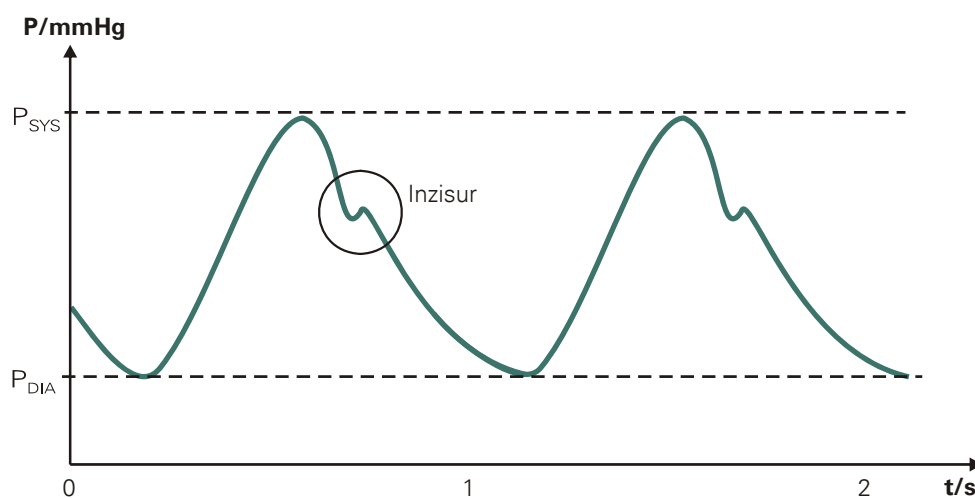


Abbildung 2-3: Aortendruckkurve

Der tiefste Punkt dieser Kurve entspricht dem diastolischen Druck ( $P_{DIA}$ ). Der aufsteigende Ast entspricht dem Druckaufbau in der Arterie durch die Kontraktion der linken Herzkammer mit nachfolgendem

Auswurf. Das Maximum entspricht dem systolischen Druck ( $P_{SYS}$ ). Im abfallenden Ast setzt die Windkesselfunktion ein. Die Inzisur ist bedingt durch den Schluss der Aortenklappe. Die oben erwähnte eingeschränkte Funktion der Windkesselfunktion infolge starker Sklerotisierung manifestiert sich in der Aortendruckkurve durch eine erhöhte Amplitudendifferenz zwischen systolischem und diastolischem Druck: Durch die eingeschränkte Dehnbarkeit wird in der systolischen Phase weniger Blut gespeichert, womit natürlich in der diastolischen Phase weniger Blut zur Verfügung steht: Das Minimum der Druckkurve sinkt tiefer ab. Um den Druck trotzdem aufrechtzuerhalten, versucht das Herz mehr Blut zu pumpen, das Maximum der Druckkurve steigt an.

## 2.2 Entstehung und Analyse der medizinischen Signale

Das Korotkoff-Signal ist die wichtigste Größe zur nicht-invasiven Bestimmung des peripheren Blutdruckes. Gegenstand der nachfolgenden Abschnitte soll daher die Untersuchung der Entstehung dieses Schallphänomens und die Signalanalyse sein.

Zur Untersuchung der Herkunft bzw. der auslösenden Faktoren des Korotkoff-Schallphänomens bedarf es des Studiums der einschlägigen Literatur, um einen Überblick über die verschiedenartigen Hypothesen zu erlangen, um schließlich eigene Schlussfolgerungen zu ziehen. Deshalb wird die Entwicklung der einzelnen Hypothesen im Laufe des letzten Jahrhunderts im nachfolgenden Kapitel aufgezeigt.

### 2.2.1 Hypothesen zur Entstehung

Der mit der Materie der auskultatorischen Blutdruckmessung nicht vertraute Leser mag vielleicht erschrocken sein, dass die Hypothesen des letzten Jahrhunderts untersucht werden sollen. Dies ist jedoch insofern von Nöten, als seit Ende der sechziger Jahre keine nennenswerten Veröffentlichungen mehr stattfanden, die sich mit der Entstehung dieses Phänomens befassen. Dies bedeutet, dass man sich bis heute auf die Ergebnisse der ersten sechs Dekaden des 20. Jahrhunderts stützen muss. So gab es im Laufe der Zeit verschiedene Hypothesen, nach denen eine grobe Einteilung vorgenommen werden kann.

Der erste Wissenschaftler, der sich mit dem 1905 von KOROTKOFF [1] vorgestellten Verfahren so ausgiebig befasste wie kein anderer nach ihm, war JOSEF ERLANGER von der Washington University [2], [3], [18]. Er vertrat die Hypothese des so genannten *Wasserhammer-effektes* und später des *prä-nakrotischen Phänomens*. Diese *Ära Erlanger* reichte bis 1939. Während dieser Zeit gab es im Wesentlichen nur zwei weitere Wissenschaftler, die sich damit befassten: zum einen HORACE MARSHALL KORNS vom Medical Department of Western Reserve University and Lakeside Hospital in Cleveland, Ohio [4] und OTTO FRANK et al. aus dem Physiologischen Institut zu München [5].

Nach 1939 befassten sich mehrere Wissenschaftler mit dem Korotkoff-Schallphänomen und dessen Erklärung, jedoch kann man aufgrund der Tatsache, dass sich die meisten nur kurz damit beschäftigt

haben, eigentlich nicht mehr von einer Ära sprechen. Die erste wichtige Veröffentlichung nach Erlanger war die von SIMON RODBARD vom Michael Reese Hospital in Chicago [7]. Er begann mit der *Energieerhaltungs- und der Gefäßwandbewegungshypothese*. Im Jahre 1954 lieferte dann H. VAN BERGEN von der University of Minnesota [8] einen wichtigen Beitrag, indem er *Vergleichsmessungen* mit invasiven Druckregistrierungen durchführte. 1956 und 1958 veröffentlichte dann L. LANGE et al. von der University of Utah, Salt Lake City [9], [10] seine Untersuchungen, die den Wasserhammerereffekt widerlegten und einen *turbulenten Fluß* und die *Energieerhaltung* für die Schallphänomene propagierten. Ebenfalls 1958 veröffentlichte P. PAUSCHINGER vom Physiologischen Institut in Tübingen [11] eine wichtige Zusammenfassung und Stellungnahme zur Entstehungsursache des Korotkoff-Signals. Auch er vertrat die Ansicht eines *präanakrotischen Phänomens* und *turbulenter Strömungen* im Gefäß. 1964 bestätigte CHUNGCHAROEN vom Department of Physiology der Temple University School of Medicine, Philadelphia [12] Langes Hypothesen. Die letzten großen Untersuchungen zu den Korotkoff-Signalen veröffentlichte ERNEST P. MCCUTCHEON vom Department of Physiology and Biophysics der University of Washington School of Medicine, Seattle 1964 [13] und 1967 [14]. Danach sind in der medizinischen Literatur keine großen Untersuchungen zur Klärung des Korotkoff-Phänomens mehr zu finden.



Abbildung 2-4: Chronik der Blutdruckmessung

### 2.2.2 Wasserhammerereffekt

Eine erste ausführliche Beschreibung des Wasserhammerereffektes lieferte JOSEPH ERLANGER in seiner Veröffentlichung aus dem Jahre 1916 [2]. Er führte seine Untersuchungen an der freigelegten A. femoralis von Hunden durch. Der Wasserhammerereffekt lässt sich leicht beobachten, wenn man einen Wasserhahn schlagartig schließt: man hört einen „Schlag“ in der dahinter liegenden Leitung. Erlanger beschreibt die Entstehung dieses Phänomens in der Arterie, das seiner Ansicht nach der *entscheidende Mechanismus* für die Korotkoff-Sounds ist, folgendermaßen:

- Bei einer Kompression durch die Manschette im Druckbereich zwischen systolisch und etwas unter diastolisch steigt das Volumen der Arterie mit jedem Puls ruckartig an.
- Sobald sich das Gefäß öffnet, kann eine bestimmte Menge an Blut mit hoher Geschwindigkeit die Stenose durchströmen und trifft auf eine nahezu ruhende Blutsäule, wodurch ein *abruptes Abbremsen* stattfindet. In diesem Moment setzt der Wasserhammerereffekt ein, indem er die Arterienwand aufs Äußerste dehnt.
- Infolge dessen wird die Arterienwand in *Schwingungen* versetzt und erzeugt die entsprechenden Schallerscheinungen.

Der Wasserhammerereffekt ist also definiert als Druckanstieg infolge eines mehr oder weniger plötzlichen Stoppens eines Flüssigkeitsstromes.

JOUKOWSKY gibt eine Formel zur Berechnung des Druckanstieges infolge des Wasserhammerereffektes an

$$\Delta P = \frac{\lambda \cdot V \cdot m}{g} \quad (1.2)$$

wobei  $\Delta P$  den Druckanstieg gegenüber dem bestehenden Druck angibt,  $\lambda$  die Geschwindigkeit der ankommenden Welle ist,  $V$  die Endgeschwindigkeit,  $m$  das Gewicht eines Kubikmeters der Flüssigkeit und  $g$  die Erdbeschleunigung.

Um nur die reinen Geräusche der Arterie zu bekommen, benutzte er ein modifiziertes *Phonendoskop*, bei dem der Schalltrichter verschlossen wurde und die Arterie durch zwei seitliche Löcher durch den Schallaufnehmer hindurchgelegt wurde. Mit dieser Messapparatur registrierte er die folgenden Schallphänomene:

- Bei einer Kompression über den systolischen Druck hinaus sind keine Geräusche vorhanden.
- Ab einem bestimmten Punkt wird ein Ton hörbar, dessen Intensität rasch zunimmt bis zu dem so genannten *pistol shot sound*.
- Danach sind kurz *diffuse Geräusche* zu hören, die aber bald wieder in klare Töne übergehen, die sehr laut werden.
- Nach kurzer Zeit werden diese leiser und gedämpfter. Diese *gedämpften Töne* sind auch unter dem diastolischen Druck noch vorhanden.

Die Frequenz der lauten Töne liegt zwischen 170 Hz und 180 Hz, also in der Oktave zwischen  $c$  und  $c'$ . Die Befüllung des Messsystems mit Wasser zur Bedämpfung führte zu der Erkenntnis, dass die Manschette als Resonanzkammer weder bezüglich der Art noch der Intensität der Geräusche eine wesentliche Rolle spielt [2].



Durch das Abschneiden der Arterie hinter der Kompressionsstelle konnte gezeigt werden, dass dieser Teil für die Schallerzeugung nicht verantwortlich ist. Dies steht im Einklang mit dem Wasserhammereffekt. Ein weiterer Nachweis für den Wasserhammereffekt lieferte die gleichzeitige Registrierung der Druckschwankungen in der Manschette: Die Geräusche setzten immer vor Ende des ersten abrupten Druckanstieges ein, was ebenfalls im Einklang mit dem Wasserhammereffekt steht. Weiterhin wurde nachgewiesen, dass die Arterie hinter der Kompressionsstelle nicht leer sein muss. Die Einteilung der Geräusche durch Erlanger in *vier Phasen* konnte nur in wenigen Fällen nachvollzogen werden. Sie wird deshalb von den meisten Autoren nicht unterstützt. M. KORNS [4] lehnt sie sogar entschieden ab.

Den Untersuchungen ERLANGERS zufolge sind die Geräusche in den unteren ein bis zwei Zentimetern der Manschette am lautesten. Ist die dahinter liegende Arterie gefüllt, so ist der Schall in einem größeren Abstand noch besser hörbar, als wenn diese leer ist. Dies sieht er als eine Begründung für die Schwingungen der Arterienwand als Ursache der Korotkoff-Sounds.

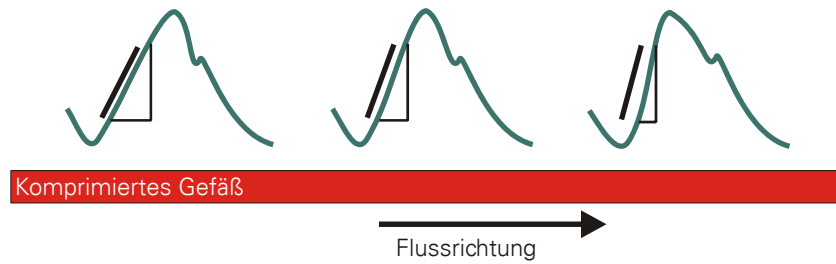
LANGE [9] zum Beispiel liefert einen *Gegenbeweis für den Wasserhammereffekt*:

Für den Wasserhammereffekt sei ein starres System die Voraussetzung, welches die Druckwelle mit annähernd der Schallgeschwindigkeit in Flüssigkeiten überträgt. Die gemessenen Werte im Bereich von 8 m/s seien jedoch nur etwa ein Zweihundertstel der für den echten Wasserhammereffekt notwendigen Geschwindigkeit.

### 2.2.3 Präanakrotisches Phänomen

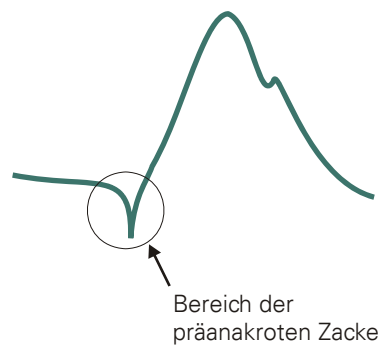
Auf der Suche nach alternativen Erklärungen für die Entstehung der Korotkoff-Geräusche wurde kurze Zeit nach Entdeckung des Wasserhammereffektes im Gefäß das *so genannte präanakrotische Phänomen* propagiert. Siehe hierzu auch Abbildung 2-4.

Messungen des arteriellen Drucks zeigten, dass vor dem eigentlichen ansteigenden Schenkel der Druckkurve (anacrotic limb) mehrere kleine Wellen vorhanden sind, von denen die markanteste eine negative Welle direkt vor dem anakrotischen Schenkel ist. Zu Beginn des Druckablassens in der Manschette wurde zeitgleich das Korotkoff-Geräusch akustisch wahrgenommen. Bei weiterem Ablassen wurden diese Wellen größer und komplexer, um dann bei Erreichen des diastolischen Druckes meist abrupt zu verschwinden. Registriert man die Kontur der Pulswelle entlang der Arterie im Zeitraum zwischen dem systolischen und diastolischen Druck, so kann man feststellen, dass mit der Fortbewegung entlang der Arterie der aufsteigende Pulsschenkel steiler wird. Diese *zunehmende Steilheit* wird als das *präanakrotische Phänomen* bezeichnet [3].



**Abbildung 2-5: Pränakrotisches Phänomen (qualitativ)**

Die folgende Abbildung zeigt die oft vorhandene negative oder *präanakrotische Zacke*, die erstmals bei Erreichen des systolischen Druckes erscheint, um zum diastolischen Druck hin wieder zu verschwinden.



**Abbildung 2-6: Präanakrote negative Zacke**

Untersuchungen von FRANK et al [5] ziehen diese negative Zacke als brauchbares und scharfes Kriterium für die *graphische Blutdruckmessung* heran. Jedoch muss man hinsichtlich der Beurteilung der Ergebnisse von FRANK et al. zu bedenken geben, dass sie der nicht-invasiven Messung Messfehler bis zu 34% zurechnen! Kritik fand auch ihre Methode, das Gefäß unter Vakuum zu setzen, anstatt von außen einen Kompressionsdruck anzulegen.

Nach Auswertung der eigenen Messreihen kann man die Kritik von LANGE et al. [9], die negative Zacke sozusagen als Ursache für das Korotkoff-Phänomen zu deuten, nachvollziehen da diese nur gelegentlich zu beobachten ist und das Korotkoff-Phänomen auch ohne das Vorhandensein dieser negativen Zacke auftritt. Weitere Erörterungen dazu finden sich bei PAUSCHINGER [11]. Er folgert aus seinen Untersuchungen, dass die *negative Zacke* die erste einleitende Bewegung des gesamten Schwingungsvorganges darstellt. Präanakrotisches Phänomen und *Tonsegment* im Korotkoff-Schall wertet er als identische Vorgänge. (Anm.: Pauschinger spricht beim Korotkoff-Signal von einem Tonsegment (75 Hz – 200 Hz), das in verschiedenen Bereichen mit einem Geräuschsegment (200 Hz – 600 Hz) überlagert ist.)

Als Ursache dafür, dass die negative Zacke nur bei verschiedenen Messungen auftritt, sieht er die *Aufnahmetechnik* mitverantwortlich. Da diese Zacke Frequenzanteile zwischen 40 Hz bis 60 Hz und die anschließenden Tonschwingungen Frequenzen zwischen 70 Hz und 170 Hz beinhalten, die oft zur

Aufnahme benutzte *Franck'sche Kapsel* jedoch ab 40 Hz einen breiten Resonanzbereich aufweist, in den gerade die Tonschwingungen fallen, wird diese Zacke somit überhöht dargestellt.

#### 2.2.4 Turbulenter Fluss

Speziell LANGE et al. [9] haben die Theorie des turbulenten Flusses als Ursache für die Korotkoff-Schallphänomene begründet.

Zur Charakterisierung des Flusses spielt die *Reynold'sche Zahl* eine wichtige Rolle.

$$\text{Re} = \frac{l \cdot \rho \cdot v}{\eta} \quad (1.3)$$

Dabei ist  $l$  eine für den Körper charakteristische Länge (Rohrradius, Kugelradius, ...),  $\rho$  die Dichte des strömenden Mediums,  $v$  die Relativgeschwindigkeit zwischen Medium und Körper und  $\eta$  die dynamische Viskosität.

Eine *kleine Reynold'sche Zahl* ist ein Zeichen *laminarer Strömung*. Erreicht die Strömung die *kritische Geschwindigkeit*, so geht die laminare Strömung in eine *turbulente Strömung* über. Die entsprechende *kritische Reynold'sche Zahl* hängt sehr stark von den Rohrwandungen und den Einströmbedingungen ab. In glatten Röhren liegt dieser Grenzwert bei ca. 1160. Er kann unter bestimmten Bedingungen jedoch auf 20.000 ansteigen.

Wie man der Gleichung (1.3) entnehmen kann, steigt die Reynold'sche Zahl über die charakteristische Länge  $l$  mit dem Radius des Gefäßes an, d.h. zur Zeit der Ausdehnung der Arterie durch die Systole ist die Voraussetzung für eine turbulente Strömung eher gegeben.

Aufgrund von Messungen der Parameter zur Bestimmung der *Reynold'schen Zahl* gemäß Gleichung (1.3) besteht jedoch der Einwand, dass eine turbulente Strömung nicht möglich ist, da die *kritische Reynold'sche Zahl* bei weitem nicht erreicht wird. Man muss jedoch beachten, dass sich das reale Gefäßsystem nur sehr unzureichend durch feste Parameter nachbilden lässt. Allgemein kann man festhalten, dass die Änderung des Durchmessers der Arterie einen wesentlich größeren Beitrag zur obigen Gleichung leistet als die Geschwindigkeitsänderung, d.h. der kurze, scharfe Ton, der stets vor dem Ansteigen der Druckkurve zu hören ist, entspricht nach dieser Auffassung dem kurzzeitigen turbulenten Fluss, der durch die Ausdehnung der Arterie im Moment der anschwappenden Pulswelle hervorgerufen wird. Dieser kurze, scharfe Ton wird in der Literatur als „pistol-shot“ bezeichnet. Er ist nicht das Gleiche wie der Korotkoff-Sound. Da er jedoch nur in der Frequenz und Intensität von diesem zu unterscheiden ist, nicht aber im zeitlichen Auftreten, kann er in der klinischen Praxis nicht unterschieden werden [9].

#### 2.2.5 Bernoulli-Effekt

Das Gesetz von BERNOULLI sagt aus, dass die Summe aus statischem und dynamischem Druck in einer stationären Strömung konstant und gleich dem statischen Druck der ruhenden Flüssigkeit ist. Die *Bernoulli-Gleichung* gilt jedoch nur für *reibungsfreie Strömungen*.

$$\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v^2 + \rho \cdot g \cdot h + p = p_0 \quad (1.4)$$

Der mittlere Term der Gleichung kann für die hier durchgeführte Betrachtung vernachlässigt werden, da er nur die Energieänderung beim Durchlaufen einer nicht waagerechten Röhre berücksichtigt. Man erkennt aus der Gleichung jedoch, dass bei steigender Strömungsgeschwindigkeit  $v$ , bedingt durch die Stenose, der Lateraldruck abnimmt. Dadurch kommt ein intermittierender Fluss zustande, der zu Gefäßwandvibrationen führt [7]. LANGE et al. [10] wenden ein, dass die Untersuchungen RODBARDS [7] mit dünnwandigen Schlauchmodellen und Luft als strömendem Medium nicht mit dem Gefäßsystem zu vergleichen sind, da zum einen die höhere Viskosität des Blutes und zum anderen das umgebende Gewebe eine solch starke Dämpfung ausüben, dass der *Bernoulli-Effekt* nicht entstehen kann.

### 2.2.6 Energieerhaltungshypothese

Die Energieerhaltungshypothese wurde erstmals von RODBARD [7] aufgegriffen. Nach dem Energieerhaltungssatz gilt für Flüssigkeiten, dass die Gesamtenergie der Summe aus *lateralem Druck* und *kinetischer Energie* entspricht. Übertragen auf die Arterie wird folgender Mechanismus beschrieben: Befindet man sich mit dem Manschettendruck zwischen dem systolischen und diastolischen Druckniveau, so muss das Blut beim Durchströmen der sich infolge des systolischen Druckanstiegs kurz öffnenden Stenose seine Geschwindigkeit erhöhen. Diese Erhöhung der Geschwindigkeit resultiert in einem abfallenden Lateraldruck. Dadurch haben die Gefäßwände das Bestreben sich einander zu nähern, wodurch jedoch dieser Effekt weiter verstärkt wird. In einem bestimmten Moment fallen die Gefäßwände durch den immer mehr abfallenden Lateraldruck zusammen, d.h. die Stenose ist wieder geschlossen. Dadurch geht die Geschwindigkeit auf null zurück und die gesamte kinetische Energie steht als Lateraldruck zur Verfügung. Somit wird sich die Gefäßwand für kurze Zeit ausdehnen. Infolgedessen wird jedoch dieser Prozess erneut einsetzen mit der Folge, dass die Gefäßwand zu flattern beginnt. Dieses *Gefäßflattern* wird für die Entstehung der Korotkoff-Sounds verantwortlich gemacht.

### 2.2.7 Diskussion der Hypothesen

Die Diskussion, welche der vorgestellten Hypothesen die Richtige ist, konnte bis heute nicht entschieden werden. Man kann lediglich beobachten, dass in den letzten Arbeiten zur Untersuchung des Korotkoff-Phänomens die Theorie des Wasserhammereffekts fallengelassen wurde. Auch das präanakrotische Phänomen ist in den Hintergrund getreten.

Eine der letzten großen Untersuchungen von PAUSCHINGER et al. [11] fasst folgende Kriterien für die auskultatorische Blutdruckmessung zusammen: präanakrotische negative Zacke, anakrotische Schwingungen in der Pulskurve und das Korotkoff-Schallphänomen. Weiterhin hält er fest, dass die Schwingungen in der Pulskurve und das Korotkoff-Schallphänomen identische Vorgänge sind, die durch Oszillationen der Arterienwand hervorgerufen werden. Ausgelöst werden diese Eigenschwingungen durch den Bernoulli-Effekt (negative Zacke, Tonschwingung). Das Geräuschsegment wird durch turbulente Strömung verursacht. Sowohl Geräuschsegment als auch Tonsegment sind abhän-

gig von der Strömungsgeschwindigkeit, da für kleine Reynold'sche Zahlen der *Bernoulli-Effekt* dominiert, für über dem kritischen Punkt liegende Reynold'sche Zahlen dagegen die *turbulente Strömung*. Die letzte Arbeit, die sich mit der Entstehung des Korotkoff-Sounds näher auseinandersetzt, ist die von MCCUTCHEON [14]. Sie leistet insbesondere wegen ihrer recht brauchbaren Signalaufzeichnung und -auswertung einen guten Beitrag. MCCUTCHEON hat vor allem den einzelnen Korotkoff-Sound genauer untersucht und nimmt eine Einteilung in zwei Abschnitte vor: eine anfängliche scharfe, „klopfende“ (tapping) Komponente (Ki) und eine nachfolgende „verrauschte“ (noisy) Komponente (Kc) mit kleinerer Amplitude. Er benutzt das Auftreten und Verschwinden der anfänglichen hochfrequenten Komponente (Ki) als Marker für den systolischen und diastolischen Druck. Dies konnte auch mit allen im nachfolgenden Kapitel vorgestellten Messreihen sehr gut nachvollzogen werden. Die Frequenzen der Ki-Komponente liegen lt. MCCUTCHEON zwischen 60 Hz und 180 Hz. Aufgrund des Fehlens charakteristischer Frequenzmuster lassen sich diese Geräusche jedoch nicht von solchen unterscheiden, die z.B. durch Klopfen auf die Haut verursacht werden. Die Komponente Kc hat zur Bestimmung des Blutdruckes keine Bedeutung, da sie auch bis weit unter den diastolischen Druck noch wahrnehmbar bleibt.

Dieses Kriterium der Ki-Komponente wird im Wesentlichen auch von mir in den nachfolgenden Signaluntersuchungen angewendet. Das Ziel der digitalen Signalverarbeitung ist es, diese Komponente von Störgeräuschen zu trennen.

### 2.2.8 Klassische Korotkoff-Phasen

Verschiedene Autoren haben bei der Untersuchung der Korotkoff-Geräusche versucht, diese in verschiedene Phasen einzuteilen. Einer der bekanntesten Vertreter dieser Untersuchungen war Joseph Erlanger. In seinem Artikel [2] beschreibt er sieben Phasen des Korotkoff-Geräuschs, die hier nur der Vollständigkeit halber in Kurzform aufgezählt werden sollen.

- a) Frühe Erstphase: „Grundgeräusch“
- b) Späte Erstphase: „Grundgeräusch“
- c) Frühe zweite Phase: „Grundgeräusch“ wird weniger, klopfende Geräusche setzen ein
- d) Späte zweite Phase: klopfende Geräusche mit nahezu konstanter Intensität
- e) Frühe dritte Phase: Geräusche werden lauter
- f) Späte dritte Phase: Geräusche setzen sich mit konstanter Intensität fort
- g) Vierte Phase: Geräusche werden meist leiser

Ziel dieser Unterteilung in verschiedene Phasen ist die exakte Bestimmung der Zeitpunkte von Systole und Diastole anhand von Änderungen im Korotkoff-Signal, also dem Übergang zwischen zwei Phasen. Wirklich durchsetzen konnte sich dieses Phasenmodell nicht, weil es zu viele Messungen gab, in denen nicht alle Phasen vorhanden waren.

### 2.2.9 Neuere Untersuchungen zum Spektrum des Korotkoff-Signals

In jüngerer Zeit wurden einige Studien zum Thema Frequenzinhalt des Korotkoff-Signals veröffentlicht. Viele haben dabei versucht, das Signal über den Verlauf einer Messung hinweg sowohl auf Frequenzinhalte als auch auf deren Veränderung zu untersuchen. Letzten Endes ist dies nichts anderes als die Fortführung der zuvor beschriebenen Phasentheorie. Eine der jüngsten Arbeiten von J. Allen et al. aus dem Jahre 2003 sei hierfür stellvertretend genannt.

Generell werden bei all diesen Untersuchungen ungestörte Signale unter Ruhebedingungen untersucht. Des Weiteren entspricht die Sensorik nicht unbedingt der in der Praxis üblichen Technik bzw. es werden Aufbauten benutzt, die im klinischen Alltag nur sehr schwer anwendbar wären. So verwendet J. Allen et al. zum Beispiel ein Mikrofon, das über einen Schlauch akustisch angekoppelt wird. In eigenen Untersuchungen bezüglich der Spektren der Signale, die mittels verschiedener handelsüblicher Blutdruck-Mikrofone aufgezeichnet wurden, konnten keine wesentlichen Signalanteile über 60 Hz ermittelt werden. In der oben angeführten Literatur wird aber mehrfach von Frequenzanteilen bis über 200 Hz gesprochen. Hier lag also zunächst ein nicht lösbarer Widerspruch. Weitere Nachforschungen ergaben, dass alle entsprechenden Studien keine mit den in der Praxis eingesetzten vergleichbaren Mikrofonen benutzten.

Dies ist offensichtlich eine häufig vernachlässigte Tatsache. Insbesondere im Zusammenhang mit der Entwicklung von Algorithmen zur Bestimmung des systolischen und diastolischen Zeitpunktes ist diesem Umstand erhöhte Beachtung zu schenken. So ist es beispielsweise mit den in der Praxis üblichen Mikrofonen nicht möglich – wie des Öfteren geschehen – Algorithmen zu entwickeln, die die verschiedenen Phasen des Korotkoff-Signals ausnutzen. Umgekehrt dürfte es schwierig sein eine Mikrofonanordnung zu nutzen wie diese für o.g. Studien genutzt wurde, da dies im klinischen Alltag erhebliche Probleme beim Handling ergeben würde, wenn nicht sogar unmachbar ist.

#### 2.2.10 Körperschall

Körperschall ist ein sehr umfassender Begriff, der insbesondere im Zusammenhang mit Messprozessen in der Industrie große Bedeutung hat.

Im Hinblick auf die vorliegende Anwendung soll Körperschall allerdings nur als „menschlicher“ Körperschall betrachtet werden, d.h. gewissermaßen als Geräusche, die ihren Ursprung im menschlichen Körper haben.

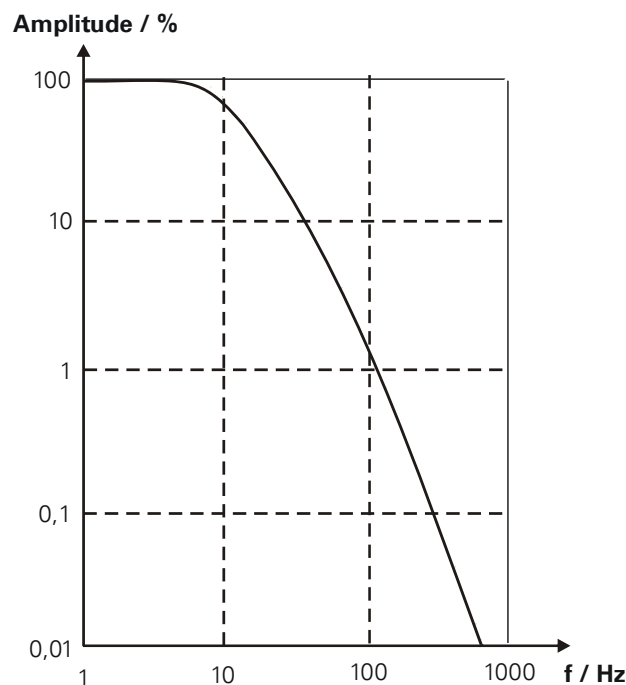
Körpergeräusche werden durch die Herztätigkeit, die Atmung und die Bewegung der Gelenke und des Darms verursacht. Tabelle 2-1 gibt Aufschluss über die Drücke und Frequenzen der einzelnen Geräusche:

Schallart	Druck/ $\mu\text{bar}$	Frequenz/Hz
Herzschall	0,02	1...0,001
Atmungsgeräusch	0,02	300...600
Gelenkgeräusche	0,1...0,001	10...1000
Darmgeräusche	0,1...0,001	50...1000

**Tabelle 2-1: Drücke und Frequenzen von Körpergeräuschen**

### 2.2.10.1 Herztöne und Herzgeräusche

Bei einem gesunden Herzen sind an der Brustwand zum Beginn jeder systolischen und diastolischen Phase kurze Herztöne hörbar, welche sich über einen Frequenzbereich von 15 Hz bis 150 Hz erstrecken. In einem Phonokardiogramm lassen sich insgesamt vier Herztöne differenzieren, bei der Auskultation mittels Stethoskop sind nur die beiden ersten zu hören. Kommen zu diesen noch „Herzgeräusche“ im Frequenzbereich von 50 Hz bis 1000 Hz hinzu, kann auf pathologische, also krankhafte Veränderungen der Herzklappen geschlossen werden. Beispielsweise kann ein Herzgeräusch während der Systole ein Indiz auf eine Stenose (Verengung) der Taschenklappen oder eine Insuffizienz (Undichtigkeit) der Segelklappen sein. Diastolische Geräusche hingegen lassen auf undichte Taschenklappen oder verengte Segelklappen schließen.



**Abbildung 2-7: Dämpfung von Schall im menschlichen Körper**

Abbildung 2-7 zeigt den Dämpfungsverlauf des Herzschalls im menschlichen Körper. Man erkennt, dass insbesondere zu hohen Frequenzen hin ein starker Abfall der Amplitude erfolgt. Allerdings sind gerade die hohen Frequenzanteile für die Diagnose pathologischer Herzgeräusche wichtig, weshalb in Phonokardiographen Hochpassfilter eingesetzt werden, um die tiefen Frequenzanteile zu unterdrücken.

### 2.2.10.2 Atemgeräusche

Normale Atemgeräusche werden durch turbulente Luftströmung beim Ein- und Ausatmen verursacht. Das zentrale Atemgeräusch ist mittel- bis hochfrequent und über den zentralen Atemwegen hörbar, wohingegen das periphere Atemgeräusch niederfrequent ist, da es durch das Lungengewebe gedämpft wird.

Pathologische (abnorme) Atemgeräusche werden durch abnorme Schalleitung oder Schallentstehung verursacht. Bei letzterer ist das Geräusch entweder zu leise (Hypoventilation) oder zu laut (Hyperventilation). Bei abnormer Schalleitung ist das Atemgeräusch entweder verstärkt oder abgeschwächt.

### 2.2.10.3 Gelenkgeräusche

Bei der Bewegung der Gelenke entsteht ebenfalls Körperschall. Abbildung 2-8 zeigt das Frequenzspektrum der Gelenkgeräusche beim Beugen eines gesunden (1) und eines arthrotisierten Knies (2). Durch die Aufnahme des Frequenzspektrums kann somit die Diagnose arthrotisierter Gelenke erfolgen.

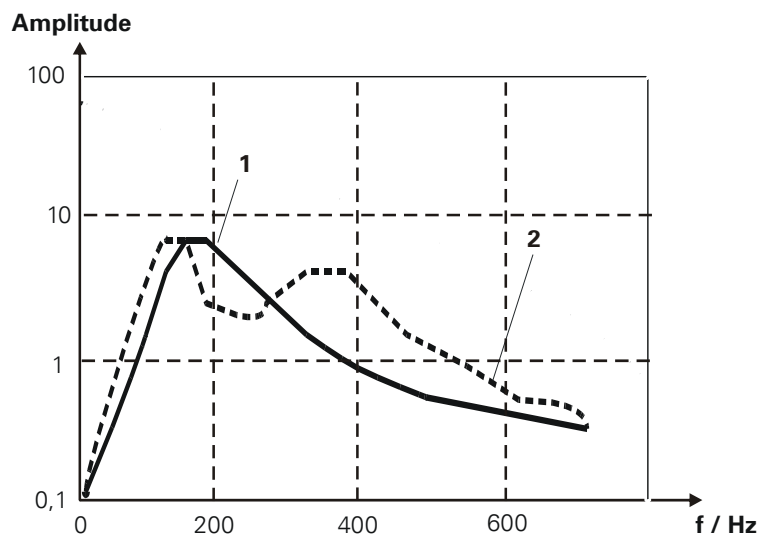


Abbildung 2-8: Frequenzspektrum Kniegelenk

### 2.2.10.4 Korotkoff-Geräusche

Zu Entstehung und Spektrum der Korotkoff-Geräusche sei auf Kapitel 2.2.9 verwiesen.



## 3 Messtechnische Grundlagen

### 3.1 Invasive Messmethoden

Spricht man von der *direkten Messung*, so meint man damit die blutige Messung mit Hilfe eines Katheters. Dieser wird meistens am Arm in die A. brachialis oder A. radialis eingebracht. Die Umwandlung des Druckes in eine elektrische Größe erfolgt dabei normalerweise durch eine Messwandler-Perfusionseinheit, die über das Schlauchsystem des Katheters mit der Blutsäule in Verbindung steht. Diese Einheit enthält zum einen den Halbleiter-Druckwandler und zum anderen eine Einrichtung, die langsam (mit 2 ml/h) eine NaCl-Lösung zur Spülung durch die Kanüle pumpt. Teilweise erfolgt die Messwertverarbeitung auch direkt in der Katheterspitze. Wegen der außer Frage stehenden Präzision einer solchen Messung gilt sie als *Gold-Standard*.

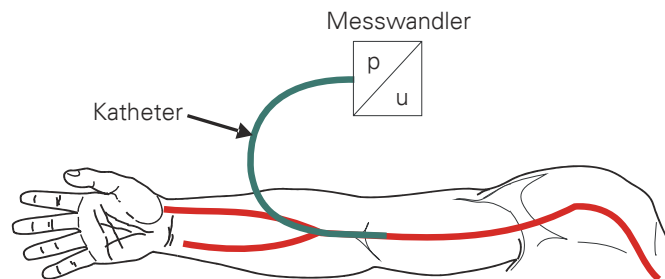


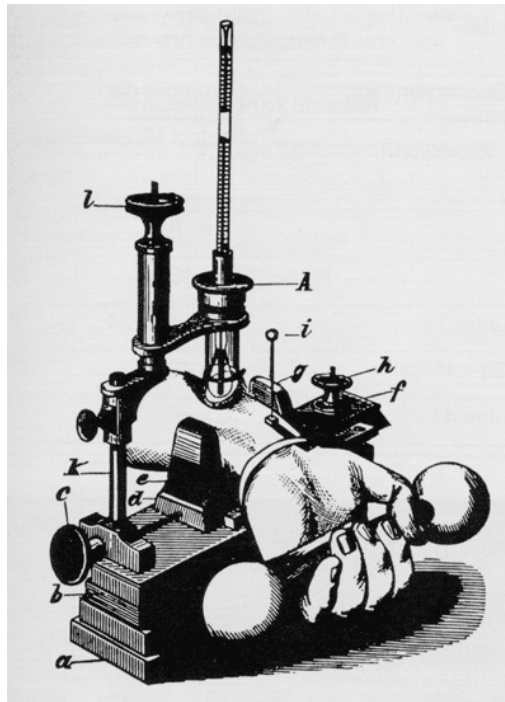
Abbildung 3-1: Invasive Druckmessung

Ein weiterer großer Vorteil dieser Methode – neben der Präzision – ist die Tatsache, dass man eine kontinuierliche Registrierung hat: die Messung erfolgt von Schlag zu Schlag. Der größte Nachteil liegt in der Invasivität, weshalb diese Methode hauptsächlich bei Intensivpatienten zur Anwendung kommt. Hier besteht ohnehin zur Messung der Blutgase ein arterieller Zugang.

### 3.2 Nichtinvasive Messmethoden

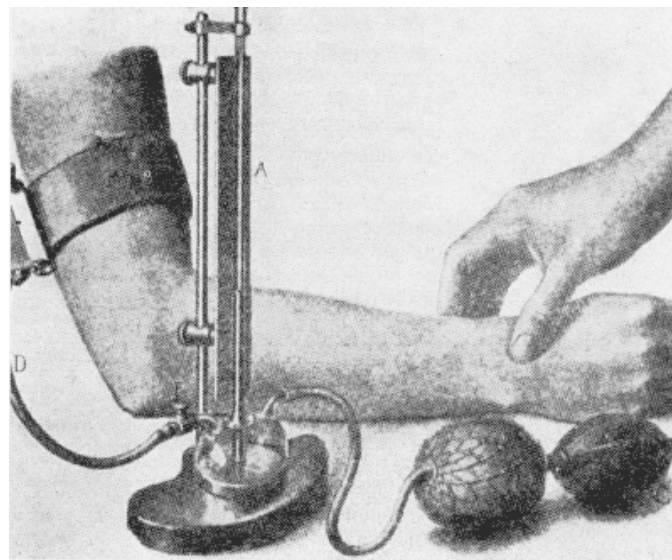
Erste nicht-invasive oder indirekte Messungen reichen zurück bis in die Mitte des 16. Jahrhunderts. Zu dieser Zeit entwickelte der Tübinger Physiologe VIERORDT das erste nicht-invasive Blutdruckmessgerät. 1880 wurde die Entwicklung durch VON BASCH verbessert. Beide Geräte ermittelten den Druck, der erforderlich ist, um den Puls an der A. radialis zu unterdrücken.

Erste große Verbreitung in den Kliniken fand das Verfahren mit aufblasbarer Oberarmmanschette und Druckmanometer zur *palpatorischen Messung* über der A. radialis 1896 von RIVA-ROCCI (1863-1937).



**Abbildung 3-2: Messanordnung nach von Basch**

Ähnlich wie bei den vorangegangenen Verfahren von VIERORDT und BASCH wurde auch hier der Druck bestimmt, der nötig ist, um den Puls zu unterdrücken, jedoch jetzt mit der Oberarmmanschette, deren Luftkammern mit einem Quecksilbermanometer in Verbindung standen. Mangel all dieser Verfahren ist jedoch, dass nur der systolische Druck bestimmt werden kann, nicht jedoch der Diastolische.



**Abbildung 3-3: Messgerät nach Riva-Rocci**

In der ersten Dekade des 20. Jahrhunderts modifizierte der russische Militärarzt NICOLAI KOROTKOFF das Verfahren zur so genannten *auskultatorischen Methode* (auch *Riva-Rocci-Korotkoff-Methode* ge-

nannt) über der A. brachialis, indem er mit Hilfe eines Stethoskopes *Schallphänomene* registrierte, deren Auftreten und Verschwinden mit dem systolischen und diastolischen Druck korrelierten. Er stellte dieses Verfahren erstmals vor der Imperial Military Medical Academy in St. Petersburg 1905 vor.

Ein Verfahren jüngerer Zeit, das sich durch den Wunsch einer automatischen Messung mit Hilfe elektronischer Messgeräte entwickelt hat, ist die so genannte *Oszillometrische Messung*. Hierbei werden die Druckschwankungen in der Oberarmmanschette registriert und von dem bestehenden Manschettendruck zu Zeitpunkten bestimmter Oszillationsamplituden auf den systolischen und diastolischen Blutdruck rückgeschlossen. Diese Methode erscheint jedoch weniger genau zu sein. Die Gründe hierfür werden im Folgenden noch ausführlich dargestellt werden. Dies ist auch der Grund dafür, dass der Gegenstand der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen ausschließlich die *auskultatorische Messung* nach Riva-Rocci-Korotkoff ist.

Beide Verfahren werden in den beiden folgenden Kapiteln genauer beschrieben.

### 3.2.1 Oszillometrische Messung

Bei der *Oszillometrischen Messung* werden die pulsbedingten Druckschwankungen der Luft in der Oberarmmanschette registriert.

Lässt man, nachdem die Manschette so weit aufgepumpt wurde, bis distal der Manschette kein Puls mehr tastbar ist, den Druck in der Manschette langsam (ca. 2-3 mmHg / Herzschlag) ab, so entstehen durch das Pulsieren des Blutes Druckschwankungen unterschiedlicher Amplituden. Wie der zu entnehmen ist steigen diese Schwankungen zunächst an, um nach Erreichen des arteriellen Mitteldruckes wieder kleiner zu werden. Man erhält ein so genanntes *Oszillogramm*.

Untersuchungen [18] haben gezeigt, dass der Manschettendruck zum Zeitpunkt der maximalen Oszillationsamplitude mit dem arteriellen Mitteldruck korreliert. Oft wird zwischen den drei größten Amplituden noch eine gewichtete Mittlung durchgeführt, um den Messfehler zu verringern. Ungleich schwieriger ist dagegen die Bestimmung von systolischem und diastolischem Druck.

Abbildung 3-4 zeigt den schematischen Messablauf mit den Kriterien für die Bestimmung des systolischen und diastolischen Druckes. Die empirisch ermittelten Grenzen von 60% und 70% vom Maximaldruck sind Richtwerte, die je nach Hersteller abweichen können.

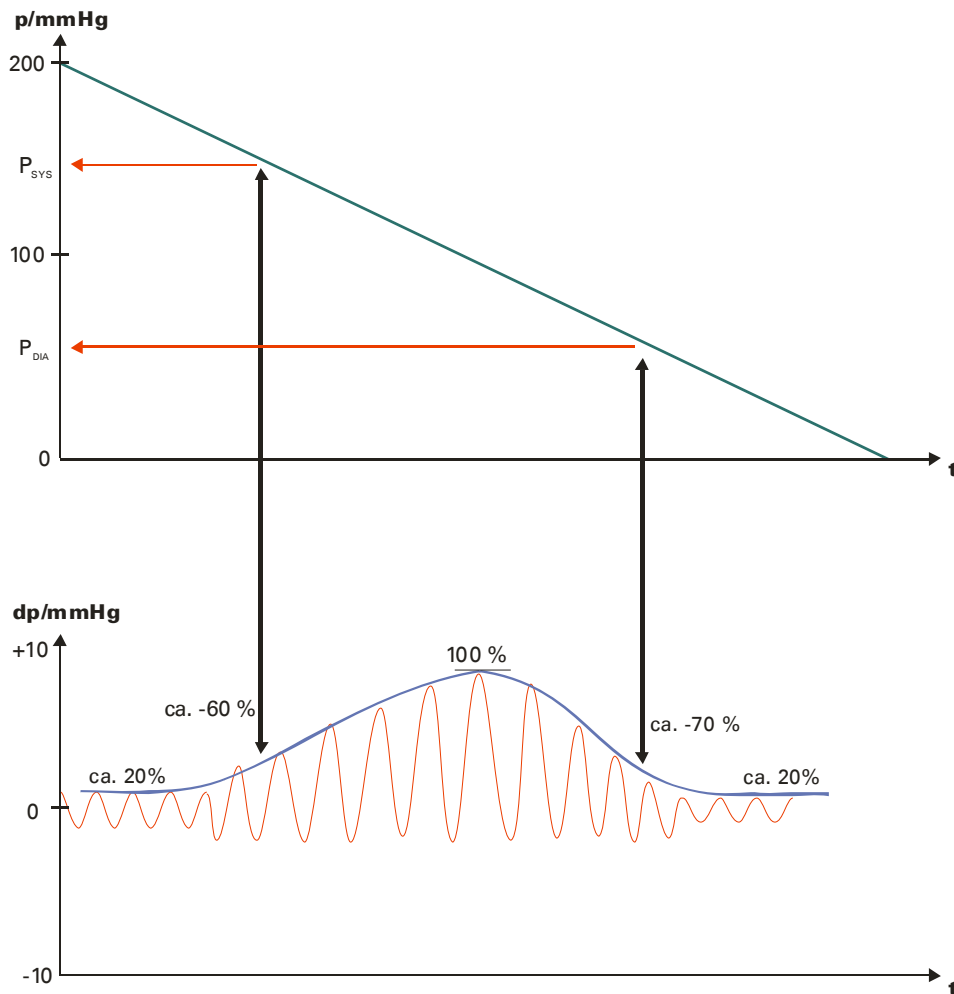


Abbildung 3-4: Messprinzip der oszillometrischen Messung

### 3.2.2 Auskultatorische Messung

Bei der auskultatorischen Methode nach Korotkoff werden systolischer und diastolischer Druck durch charakteristische Geräuschphänomene bestimmt. Die Registrierung dieser Geräusche erfolgt bei manueller Messung über ein distal von der Manschette platziertes Stethoskop über der A. brachialis. Im Falle einer automatischen Messung wird das distal platzierte Stethoskop durch ein Mikrofon in Form eines Piezoaufnehmers unter der Manschette ersetzt.

Zur Messung wird die Oberarmmanschette über den systolischen Druck hinaus aufgepumpt und danach mit ca. 3 mmHg / Herzschlag geregelt abgelassen. Sobald der Manschettendruck unter den systolischen Blutdruck abfällt treten strömungsbedingte Geräusche auf, die dann bei Unterschreitung des diastolischen Druckes wieder verschwinden. Zu den Zeitpunkten des Beginns und Endes der Geräusche wird der Manschettendruck abgelesen. Wie man am Ablauf des Verfahrens leicht erkennen kann hängt die Genauigkeit der Messung, insbesondere im Falle der manuellen Messung, wesentlich von der Hörschwelle des Untersuchers ab. Des Weiteren ist die Geräuschamplitude von Proband zu Proband sehr unterschiedlich. Mitunter gibt es Patienten, bei denen keine Messung möglich

ist, weil die charakteristischen Korotkoff-Geräusche in der Amplitude kaum über das Umgebungsrauschen hinauskommen.

Die Erkennung des ersten Korotkoff-Geräuschs, bei dem der systolische Druck liegt, ist somit eine subjektive Empfindung des jeweiligen Untersuchers. Für ein vollautomatisches Messsystem gilt es daher eine äquivalente „Hörschwelle“ zu berechnen. Dies ist insbesondere deshalb nötig, weil häufig die Geräusche bis weit unter den diastolischen Druck nicht völlig verschwinden. Mit Hilfe zahlreicher Vergleichsmessungen können für Systole und Diastole entsprechende Schwellen ermittelt werden. Diese prozentualen Schwellwerte werden auf das mittlere Maximum aller Geräusche bezogen. Somit ist es wichtig Artefakte sicher auszublenden, da diese meist sehr hohe Signalamplituden aufweisen und somit zu falschen Schwellwerten führen würden.

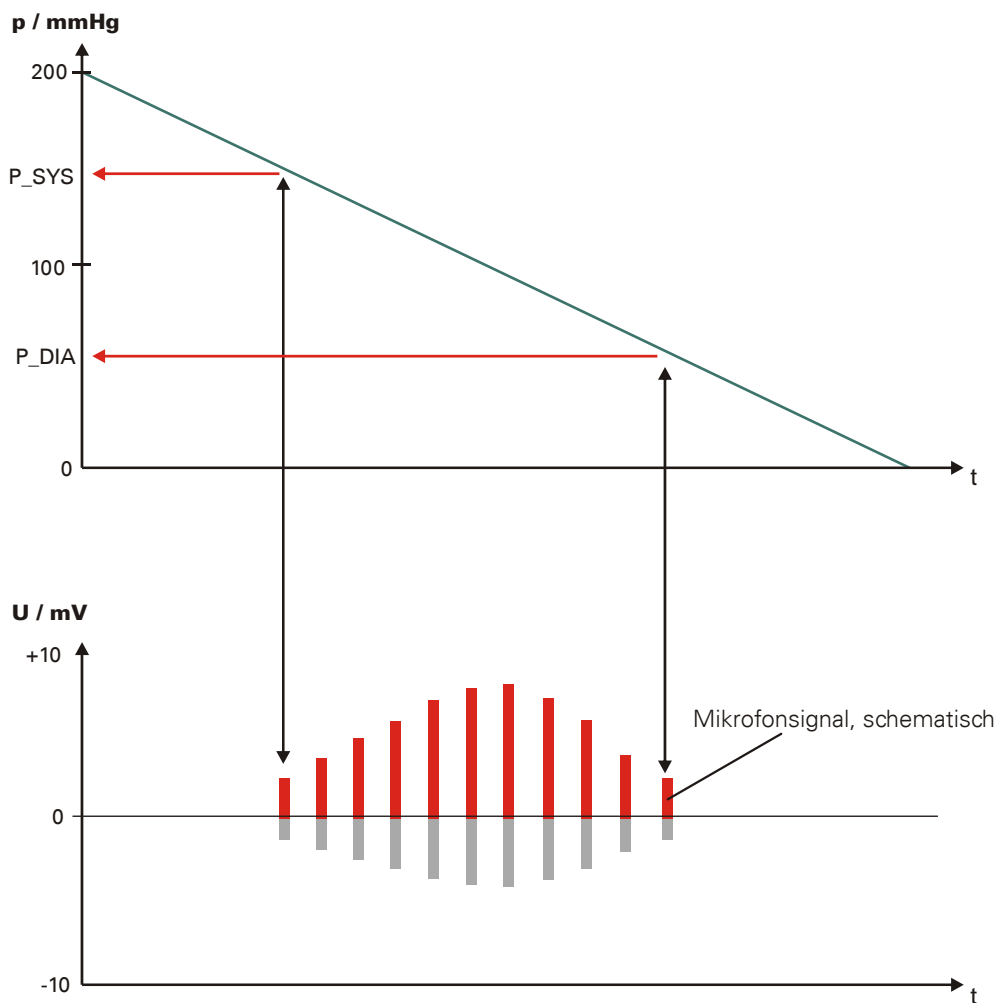


Abbildung 3-5: Messprinzip auskultatorisches Messverfahren

### 3.3 Verfügbare Messgeräte

Die Zahl der am Markt verfügbaren Messgeräte ist nahezu unüberschaubar. Es ist daher sinnvoll, all diese Geräte auf wenige Produktgruppen zusammenzufassen.

Zunächst lässt sich zwischen manuellen und automatischen Messgeräten unterscheiden. Zu den manuellen gehört insbesondere das klassische Quecksilber-Blutdruckmessgerät mit Handpumpe, wie es immer noch von sehr vielen Ärzten verwendet wird. Diese Produktgruppe soll jedoch hier nicht näher betrachtet werden.



**Abbildung 3-6: Speidel + Keller 300B**

Die weitaus größte Produktgruppe am Markt bilden die automatischen Geräte, wobei sich hier wiederum in halbautomatische und vollautomatische unterscheiden lässt. Halbautomatisch bedeutet, dass das Aufpumpen von Hand erfolgt und der restliche Messvorgang automatisch. Bei Vollautomaten erfolgt das Aufpumpen selbsttätig mittels elektrischer Pumpe. Halbautomaten finden insbesondere im Heimbereich große Anwendung, da sie sehr preiswert herzustellen sind.

Für professionelle Anwendungen im klinischen Bereich kommen dagegen neben den bereits erwähnten klassischen Sphygmomanometern ausschließlich Vollautomaten zur Verwendung. Diese lassen sich wiederum nach der Messmethode unterscheiden: zum einen die Geräte mit oszillometrischem Messverfahren, zum anderen die nach dem auskultatorischen Verfahren nach Korotkoff.

### 3.3.1.1 Oszillometrischer Vollautomat Sanitas SMB09

Am Beispiel des Sanitas SBM09 sei die Gruppe der vollautomatischen low-cost Blutdruck-Messgeräte nach dem oszillometrischen Messverfahren gezeigt, wie sie für den Consumer-Markt typisch sind.



Abbildung 3-7: Sanitas SBM09

### 3.3.1.2 Boso boso-tron 2

Der boso-tron 2 ist zur Zeit neben dem (halbautomatischen) Omron 907 das einzige vollautomatische Tisch-Blutdruck-Messgerät mit auskultatorischem Messverfahren am Markt, sofern man den Tango von SunTech nicht mit hinzurechnet, da dieser eine zusätzliche EKG-Triggerung benötigt und somit nicht als Blutdruck-Messgerät im klassischen Sinne zählt.



*Abbildung 3-8: Boso boso-tron 2*

### **3.3.1.3 Suntech Tango**

Der Tango von SunTech Medical ist laut Herstellerangaben der einzige stand-alone Blutdruckmesser, der der Einsatz unter Ergometriebedingungen erlaubt. Ermöglicht wird dies unter zu Hilfenahme einer EKG-Triggerung, d.h. eine Messung ist ausschließlich bei gleichzeitig angelegten EKG-Elektroden möglich. Sieht man von diesem Nachteil im Handling ab, liefert das Gerät sehr gute Messergebnisse unter Belastung und ist somit wohl das einzige stand-alone Gerät, das eine Messung während Fahrradergometrie oder Laufbandtraining ermöglicht. Der sehr hohe Preis verhindert allerdings speziell in Deutschland und Europa, dass das Gerät breite Anwendung findet. Dagegen ist es auf dem amerikanischen Markt wesentlich besser etabliert, da dort auch Laufbänder eine wesentlich höhere Verbreitung haben, wo das Gerät besonders seine Stärken zeigt.





Abbildung 3-9: SunTech Tango

### 3.4 Vergleich der Methoden

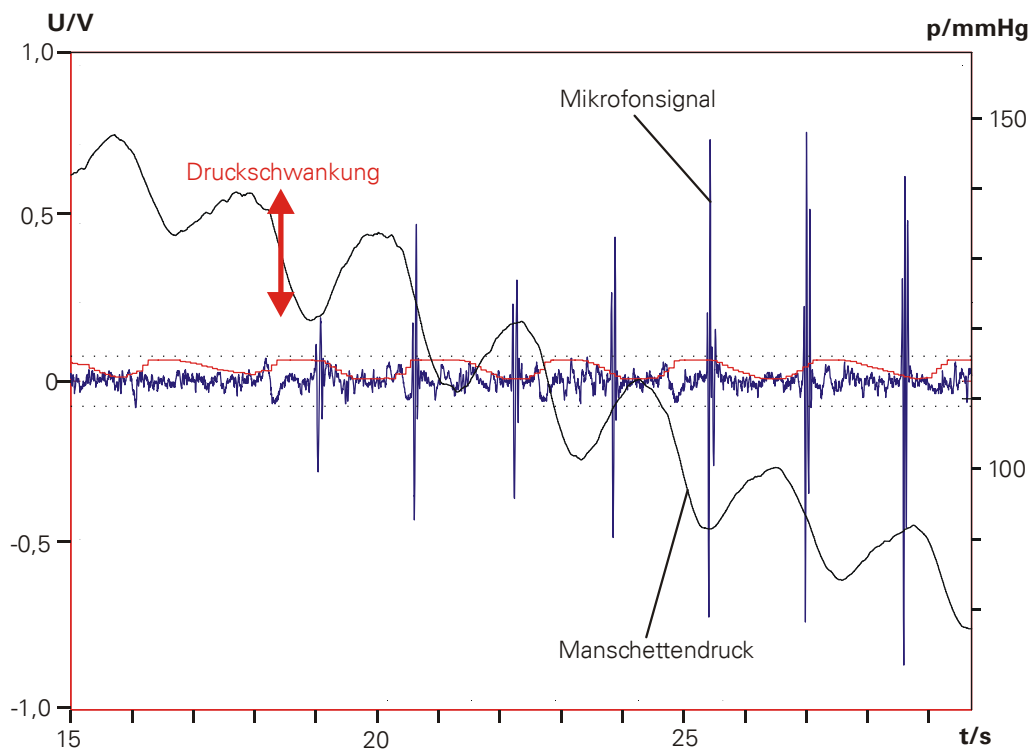
Wie im vorangegangenen Kapitel aufgezeigt gibt es eine Vielzahl von Messgeräten, die entweder nach dem oszillometrischen oder dem auskultatorischen Verfahren arbeiten. Aufgrund der Verteilung der am Markt befindlichen Geräte auf die beiden Messverfahren könnte man zu dem Schluss kommen, dass die oszillometrische Methode die bessere sei, weil sie heutzutage in nahezu allen automatischen Geräten Anwendung findet. Ob dem so ist, soll nachfolgend anhand der Kriterien Messgenauigkeit, Zuverlässigkeit und praktischer Durchführbarkeit untersucht werden.

#### 3.4.1 Messgenauigkeit

Die Frage bezüglich der Messgenauigkeit gehört mit Sicherheit zu den schwierigsten Fragestellungen im Zusammenhang mit der nicht-invasiven Blutdruckmessung überhaupt. Ein wesentlicher Grund dafür ist, dass in der Regel keine Referenz vorhanden ist – weder bei der realen Messung an einem Probanden, noch bei Labortests. Einzig mögliche Referenz bei der realen Messung wäre die invasive Druckregistrierung. Diese ist allerdings nur unter bestimmten Bedingungen möglich, die in der Regel unter Ergometrie nicht gegeben sind. Aber gerade unter Belastung ist eine korrekte Blutdruckmessung von großem Interesse. Für Labortests gibt es zwar Simulatoren für die oszillometrische Messung, nicht jedoch für Messgeräte nach dem auskultatorischen Verfahren nach Korotkoff. Dies liegt unter anderem daran, dass speziell bei der auskultatorischen Messung hinsichtlich des Korotkoff-Signals sehr große Unterschiede zwischen den Probanden bestehen können.

Unter idealen Bedingungen, d.h. in körperlicher Ruhe des Patienten, sind in nahezu allen Fällen mit beiden Verfahren genügend genaue Messungen möglich. Abweichungen von 2-3 mmHg sind im klinischen Alltag (bei einem absoluten Druck zwischen 35 und 300 mmHg) völlig unerheblich, zumal es sich um Mittelwerte über mehrere Herzzyklen handelt. Kritisch werden Abweichungen dagegen ab ca. 8 mmHg, da bei größeren Ungenauigkeiten speziell bei Belastungstests eine falsche Therapie des

Patienten erfolgen kann. Ursachen für solche ungenauen Messergebnisse haben in der Regel zwei Ursachen: Zum einen ist das Drucksignal starken Druckschwankungen (und somit starken Druckgradienten) infolge von Muskelanspannungen unterworfen, wodurch teilweise Messungenauigkeiten infolge von zeitlich bedingten Ablesefehlern von bis zu 15 mmHg entstehen können (siehe Abbildung 3-10), zum anderen können bei der auskultatorischen Messung Artefakte im Mikrofonsignal zu Ungenauigkeiten führen.



**Abbildung 3-10: Messungenauigkeiten durch Muskelkontraktionen**

### 3.4.2 Zuverlässigkeit

Was die Zuverlässigkeit der nicht-invasiven Blutdruckmessung angeht, so muss man zwischen den beiden Verfahren (oszillometrische und auskultatorische Messung) unterscheiden. So ist die oszillometrische Messung unter Ruhebedingungen sehr zuverlässig. Bei Belastungsbedingungen ist dagegen keine Messung möglich, da die für das Messprinzip herangezogenen Druckschwankungen (Oszillationen) gleich oder kleiner den Schwankungen aufgrund von Muskelkontraktionen (Störungen) sind. Anders dagegen das auskultatorische Verfahren. Hier sind aufgrund des Messprinzips auch in Ruhe Abweichungen möglich, da ähnlich wie bei der manuellen Messung mit Stethoskop und Quecksilber eine künstliche „Hörschwelle“ für das Ergebnis mitverantwortlich ist. Seine eigentliche Stärke zeigt das Verfahren bei Messungen unter Belastung, da die Druckschwankungen nicht als Messkriterium herangezogen werden. Es kommt dabei lediglich zu den bereits oben erwähnten Ungenauigkeiten bei extremen Druckschwankungen durch „Ablesefehler“. Ablesefehler bedeutet, dass der Druck im Be-

reich des als diastolischen oder systolischen Punkt erkannten Geräuschs einen sehr starken Gradienten aufweist.

### 3.4.3 Praktische Anwendbarkeit

Je nach Situation ergeben sich Vor- und Nachteile bzw. Ausschlusskriterien für die oben diskutierten Methoden.

So kommen Geräte nach dem oszillometrischen Messprinzip generell nur für Messungen in Ruhe in Frage, da bei Bewegung Druckschwankungen entstehen, welche in der Amplitude um den Faktor zwei bis fünf höher sein können als das Nutzsignal. Folglich liegt der Hauptanwendungsbereich solcher Geräte in der privaten Benutzung.

Dagegen bieten Geräte nach dem auskultatorischen Verfahren die prinzipielle Möglichkeit, auch unter Bewegung bzw. Belastung des Patienten zu messen. Inwieweit dies in der Praxis möglich ist, hängt wesentlich von der Qualität des jeweiligen Gerätes ab, d.h. es kommt auf eine gute Signalverarbeitung des Mikrofonsignals an, die Störungen wirkungsvoll ausblendet. In der Regel finden sich solche Geräte vorwiegend in Ergometern integriert. Einzige Ausnahme ist der Tango der Firma SunTech, der als eigenständiges Gerät Messungen unter Belastung erlaubt. Allerdings wird dazu eine EKG-Ableitung benötigt.

## 3.5 Motivation zur Entwicklung eines neues Systems

Im Kapitel 2.4.3 wurden einige am Markt verfügbare Messgeräte vorgestellt, wobei dies nur ein sehr kleiner Auszug war. Insbesondere im Bereich der oszillometrischen Privatkunden-Geräte gibt es eine nahezu unüberschaubare Vielzahl von Geräten. Für den professionellen Anwender in Praxen, Kliniken und Rehasentren ist dagegen nur eine sehr kleine Anzahl von Geräten verfügbar, die vorwiegend zur Messung in Ruhe geeignet sind. Für eine Messung unter Belastung gibt es dagegen nur sehr wenige Geräte (z.B. ergoline, elmed, ergosana), die meist in Fahrradergometern fest eingebaut sind. In der klinischen Praxis stoßen jedoch auch diese speziellen Geräte schnell an ihre Grenzen. Selbst bei relativ niedrigen Belastungen (bis ca. 100 Watt) sind häufig Fehlmessungen bzw. größere Messwertabweichungen ( $> 10$  mmHg) zu beobachten. Auf Laufbändern versagen all diese Geräte vollständig. Ziel der vorliegenden Arbeit war es somit, ein Messsystem zu entwickeln, mit dem Messungen auch unter erhöhten Belastungen auf Fahrradergometern bzw. bei höheren Geschwindigkeiten auf Laufbändern (mindestens bis 12 km/h) möglich sind.

Die vier Schwerpunkte dieser Arbeit werden nachfolgend im Detail dargelegt.

### 3.5.1 Medizinische Bedeutung der Belastungsmessung

Sowohl zur kardiologischen Diagnostik als auch zur Rehabilitation nach Eingriffen am Herzen oder Bewegungsapparat hat sich die Messung unter Belastungsbedingungen weltweit etabliert. Je nach Land dominiert die Fahrrad-Ergometrie oder die Belastung mittels Laufband. Letztere Methode wird heute vorwiegend in den USA eingesetzt, alle anderen Länder setzen mehrheitlich auf die Belastung

mittels Ergometer. Insbesondere durch die Entwicklung der Fahrradergometer setzte in der Mitte der 80er Jahre ein regelrechter Boom ein.

Betrachtet man den typischen Ablauf solcher Therapiemaßnahmen, so stellt man fest, dass die Trainingskontrolle in der Regel mittels Herzfrequenz stattfindet, die entweder mit Hilfe eines Brustgurtes als reiner Parameter zum Kontrollsystem übertragen wird oder aber mit Hilfe eines 1-Kanal-EKG. Eine Vorrichtung zur automatischen Messung des Blutdruckes ist dagegen in weniger als 10 Prozent der Geräte verfügbar. Dies mag zu einem gewissen Teil an den Zusatzkosten für ein solches System liegen. Befragt man Therapeuten nach der Ursache, so wird jedoch klar, dass die mangelnde Funktionalität unter Belastung der Hauptgrund ist. Eine medizinische Indikation für eine Blutdruckmessung während der Ergometrie wäre durchaus gegeben, da insbesondere das EKG bzw. die Herzfrequenz lediglich eine Information über den elektrischen, nicht jedoch über den mechanischen kardialen Zustand liefert. Aus medizinischer Sicht ist es also durchaus wünschenswert eine Methode zur Verfügung zu haben um während Ergometrie zuverlässig Blutdruckwerte zu bestimmen.

### 3.5.2 Messprinzip

Bereits seit Anfang des 20. Jahrhunderts haben sich Forscher aus Medizin und Technik immer wieder mit der Entstehung der zur auskultatorischen Messung herangezogenen Effekte beschäftigt. Dabei ging es zum einen darum, die Entstehungsursache des sog. Korotkoff-Geräuschs zu untersuchen, zum anderen untersuchte man in diesem Zusammenhang die Frequenzinhalte der Signale. Nähere Angaben dazu finden sich im Kapitel 2.2.7. Zahlreiche Versuche meinerseits, diese Ergebnisse bezüglich Signalform und Frequenzinhalte an realen Messsystemen nachzuvollziehen, scheiterten. Zunächst fand sich dazu keine Erklärung. Erst eine Kontaktaufnahme mit dem Autor einer jüngeren Arbeit brachte die Erklärung: alle mir bekannten Arbeiten benutzen Signalaufnehmer, die zum einen eine völlig andere Charakteristik bzw. einen anderen Frequenzgang ausweisen und zum anderen meist auch anders positioniert sind. Untersuchungen an den von allen am Markt befindlichen Herstellern benutzten Piezo-Körperschallmikrofonen zeigten, dass allein schon aufgrund des mechanischen Aufbaues der Messkapsel und der Positionierung zwischen Arm und Manschette Frequenzen über 100 Hz, von denen in o.g. Arbeiten gesprochen wird, überhaupt nicht detektierbar sind. Diese Tatsache schmälert natürlich den Nutzen solcher Untersuchungen im Hinblick auf eine Optimierung der Messsysteme ganz erheblich. Aus diesem Grund erschien es mir entscheidend, sich bezüglich der Signalform und Frequenzinhalte nicht auf bisherige Untersuchungen zu stützen, sondern diese mit Hilfe der in der Praxis üblichen Sensortechnik mit Piezo-Körperschallaufnehmern neu durchzuführen.

Dabei zeigte sich, dass signifikant niedrigere Frequenzinhalte gemessen wurden. Darüber hinaus war auch die Untersuchung des Piezo-Mikrofons von Wichtigkeit, da am Markt verfügbare Sensoren erhebliche Schwankungen in Bezug auf die Empfindlichkeit aufweisen. Somit wurde als weiteres Ziel die Entwicklung eines Sensors, der geringe Schwankungen in seiner Empfindlichkeit besitzt, von Nöten.

### 3.5.3 Zuverlässigkeit der Messungen

Insbesondere bei zyklischen Messungen während einer Ergometrie sind zuverlässige Messungen sehr wichtig, da der Trainingsablauf meist keine Zeit für eine Wiederholmessung bietet. Der Begriff der Zuverlässigkeit ist in diesem Zusammenhang nicht im klassischen Sinne der Zuverlässigkeitstheorie zu verstehen.

Vor diesem Hintergrund wurden verschiedene am Markt etablierte Systeme getestet. Dabei zeigte sich, dass die Zuverlässigkeit einer Messung von drei verschiedenen Faktoren abhängt:

- a) **Physiognomie des Probanden**, d.h. Armmumfang und Beschaffenheit, sind entscheidend für ein gutes Signal am Piezo-Körperschallmikrofon. So bereiten insbesondere Oberarme mit sehr großem Umfang teilweise erhebliche Probleme – insbesondere dann, wenn das Gewebe sehr schlaff ist. Zum anderen liefern insbesondere Frauen mit sehr dünnen, knöchigen Oberarmen sehr kleine Signale, sodass man teilweise an die Grenzen stößt, was die Mindestamplitude angeht.
- b) **Bewegungsartefakte**, d.h. Störungen sowohl im Mikrofon- als auch im Drucksignal. Amplitude und Frequenz dieser Störungen hängen von der Bewegung und somit von der Trittfrequenz des Probanden ab. Im normalen Betrieb liegt diese Trittfrequenz im Bereich von 50 bis 100 Umdrehungen pro Minute, was einer Frequenz ähnlich der Herzfrequenz entspricht. Dies führt dazu, dass die Störungen im ungünstigsten Fall synchron mit den Zacken im Korotkoffsignal auftreten und somit eine Störunterdrückung erheblich erschweren. Daneben können Bewegungsartefakte im Drucksignal zu einer Verfälschung in der Art führen, dass aufgrund einer dadurch bedingten Druckschwankung die Bestimmung des Manschettendrucks zu den Zeitpunkten von Systole und Diastole extrem empfindlich ist bezüglich des Zeitpunktes.
- c) **Bedienung**

Ein nicht zu unterschätzender Faktor hinsichtlich der Zuverlässigkeit der Messungen ist die korrekte Applikation der Manschette. Nur die richtige Positionierung der Manschette in der Form, dass das Mikrofon über der A. brachialis zu liegen kommt, führt zu korrekten Messungen. Beobachtungen im klinischen Alltag haben gezeigt, dass in nahezu 80 Prozent von Fehlmessungen eine falsch angelegte Manschette der Grund für die misslungne Messung war.

### 3.5.4 Validierung

Die Entscheidung darüber, ob ein Messsystem zuverlässig und korrekt arbeitet, muss im Rahmen einer Validierung erfolgen. Um so mehr verwundert es, dass bislang keine brauchbaren Möglichkeiten zur Validierung bestehen! Zwar gibt die DIN-EN 1060-4 ein recht genau beschriebenes Verfahren zur Validierung an, jedoch muss der Sinn dieses Verfahrens für Messgeräte, die unter Belastung messen sollen, erheblich in Frage gestellt werden. Die Norm schreibt vor, dass parallel zur automatischen Messung eine Messung von zwei geschulten Personen mittels Stethoskop mit Y-Verteiler erfolgen muss. Dabei gehen in die Auswertung der Messreihen jedoch nur solche Messungen ein, bei denen beide manuell messenden Personen weniger als 5 mmHg voneinander abweichen. Dies hat zur Folge, dass nahezu alle schwierig zu messenden Probanden in der Auswertung nicht erfasst werden. Darüber hinaus ist es explizit erlaubt, während des Messablaufs die Belastung zu unterbrechen. Auch

dies liefert letzten Endes ein verfälschtes Bild was die Zuverlässigkeit eines Messgerätes für Belastungsbedingungen angeht.

Ein Prüfgerät, wie dies beispielsweise für Messgeräte nach dem oszillometrischen Prinzip üblich ist, ist nicht vorgesehen. Untersuchungen haben ergeben, dass es weltweit nur ein einziges Modell eines Patientensimulators für die auskultatorische Messung gibt, der jedoch kaum Verbreitung findet. Leider war es nicht möglich, die Qualität bzw. den Nutzen dieses Simulators zu untersuchen.

Somit bestand als weitere Motivation die Entwicklung eines geeigneten Verfahrens zur Validierung der im Rahmen der Arbeit implementierten Algorithmen. Der Begriff der Validierung ist dabei in zweierlei Hinsicht zu betrachten: Zum einen gilt es zu validieren, ob die angewendeten Algorithmen genau das tun, was versucht wurde zu implementieren, zum anderen steht natürlich die Validierung der Messwerte selbst im Vordergrund. Hierzu wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Verfahren zur graphischen Validierung entwickelt und erprobt. Es erwies sich bei der Validierung von mehr als dreitausend Datensätzen als sehr gute Methode.

Zum Erreichen der zuvor genannten Ziele erschien eine optimale Signalverarbeitung von größter Bedeutung. Erste Versuche zeigten, dass die naheliegendste Methode mittels digitaler Filter nicht sehr Erfolg versprechend war. Die Ergebnisse erster Versuche mit Wavelets waren dagegen sehr positiv, weshalb dieser Methode dann für weitere Experimente der Vorzug gegeben wurde. Nachfolgend werden daher die nötigen Grundlagen der Wavelet-Transformation und der Multi-Skalen-Analyse (MSA) dargelegt. Die digitalen Filter werden lediglich in aller Kürze dargestellt.

## 3.6 Wavelets

Wavelets haben eine noch recht junge, aber dafür rasante Entwicklungsgeschichte. Ursache für diese rasche Verbreitung seit Anfang der 80er Jahre ist sicherlich, dass sich ein sehr breites Anwendungsspektrum dafür findet. Dabei bezieht sich in diesem Zusammenhang der Begriff Wavelet nicht nur auf das Wavelet selbst, sondern auch auf die Wavelet-Transformation und andere damit zusammenhängende Algorithmen und Verfahren.

Das Ur-Wavelet wurde bereits 1910 von Alfred Haar erwähnt, jedoch damals noch nicht als „Wavelet“ bezeichnet. Es ist ein sehr einfaches Wavelet, das zwar die Bedingung des kompakten Trägers erfüllt, jedoch in seiner Anwendbarkeit aufgrund seiner Nichtstetigkeit eingeschränkt ist. Anfang der 80er Jahre entwickelte Jean Morlet dann eine Alternative zur gefensterter Fourier-Transformation auf Basis gefensterter Cosinusfunktionen, die er zur Analyse seiner Signale dehnte und stauchte. Er nannte diese Funktionen „Wavelets of constant shapes“ und prägte somit erstmals den Namen Wavelet. Durch den Kontakt zu dem Physiker Alex Grossmann gelang es Morlet, seine Wavelets auf ein mathematisch fundiertes Fundament zu stellen. Als Yves Meyer von den Arbeiten von Morlet und Grossmann erfuhr stellte er fest, dass es große Ähnlichkeiten mit den Ansätzen zur „Harmonischen Analyse“ von A. Calderón aus den 60er Jahren gibt. Da Meyer sich mit der Detektion von Singularitäten und lokal auftretenden Artefakten beschäftigte, war er natürlich aufgrund der Lokalisierungseigenschaften der Wavelets sehr interessiert. Während der Zusammenarbeit mit Morlet und Grossmann konstruierte er eine orthogonale Wavelet-Basis mit guten Lokalisierungseigenschaften im Zeit- und Frequenzbereich. Parallel dazu wurden von anderen Forschern Wavelets, die auf Splinefunktionen basieren, entwickelt.

Ein weiterer wichtiger Durchbruch stellen die von *Ingrid Daubechie* konstruierten orthogonalen Wavelets dar.

Hinsichtlich der praktischen Anwendung von Wavelets ergeben sich äußerst vielfältige Möglichkeiten. Dazu zählt beispielsweise die nahezu verlustfreie Komprimierung von Bilddaten, aber auch die Signalverarbeitung von Prozessdaten sowie von medizinischen Signalen. In der Medizintechnik kommen Wavelets dabei bislang hauptsächlich zur Erkennung von Signaländerungen im EEG und EKG zur Anwendung. Beim EKG können damit Rhythmusstörungen untersucht werden (beispielsweise Unterscheidung von Kammerflimmern und Kammerflattern). Die Wavelet-Analyse von EEG-Daten findet insbesondere in der Anästhesie zur genauen Dosierung von Narkosemitteln Anwendung.

### 3.6.1 Wavelet- und Fourier-Transformation im Vergleich

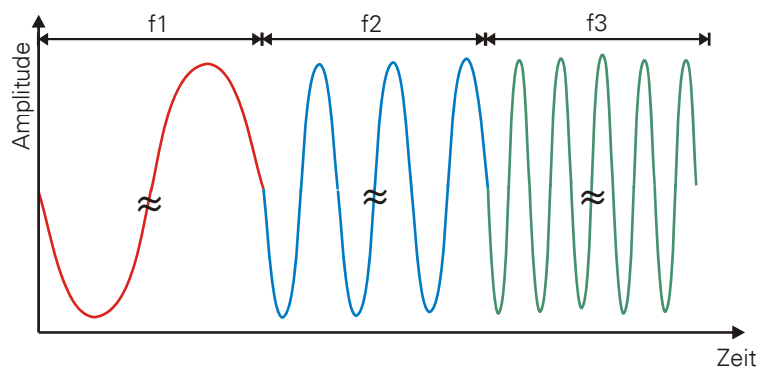
Bevor auf die Unterschiede der beiden Transformationen eingegangen wird, soll zunächst der Frage Genüge getan werden: Wozu überhaupt eine Transformation?

Technische bzw. physikalische Signale liegen in aller Regel als zeitliches Signal vor, d.h. grafisch gesehen wird eine zeitveränderliche Amplitude über der Zeit aufgetragen. Man befindet sich in der Zeit-Domäne. Für die Signalanalyse ist dies allerdings nicht immer die beste Darstellung, da viele Merkmale in den Frequenzinhalten codiert sind. Um diese Frequenzinhalte sichtbar zu machen, bedient man

sich beispielsweise der Fourier-Transformation. Sie erlaubt es, ein Signal aus der Zeit- in die Frequenz-Domäne überzuführen. Man erhält damit eine Amplitudenverteilung über der Frequenz.

Der Vergleich der Wavelet- mit der Fourier-Transformation liegt nun deshalb nahe, weil es sich in beiden Fällen um Linear-Transformationen handelt, bei denen die Signalenergie erhalten bleibt und eine inverse Transformation möglich ist. Weitere Gemeinsamkeit ist, dass mit beiden Transformationen die Frequenzanteile eines Signals analysiert werden können. Im Gegensatz zur Fourier-Transformation ermöglicht jedoch die Wavelet-Transformation eine Lokalisierung der einzelnen Frequenzanteile im Orts- bzw. Zeitbereich. Dies bedeutet, dass sich die Wavelet-Transformation auch für die Untersuchung nichtstationärer Signale eignet.

Diese fehlende Ortsauflösung bei der Fourier-Transformation wurde bereits vor Entstehung der Wavelet-Transformation erkannt. Als Folge entstand die so genannte Short-Time-Fourier-Transformation, kurz STFT. Bei der STFT wird versucht, das Signal in stationäre Intervalle zu unterteilen und für diese Intervalle jeweils eine Fourier-Transformation durchzuführen. Dadurch erreicht man zwar eine zeitliche Auflösung der Frequenzanteile, jedoch mit dem Nachteil gegenüber der Wavelet-Transformation, dass die Ortsauflösung über alle Frequenzen gleich ist. Die nachfolgenden Abbildungen verdeutlichen diesen Sachverhalt am Beispiel eines nichtstationären Signals, wie in gezeigt.

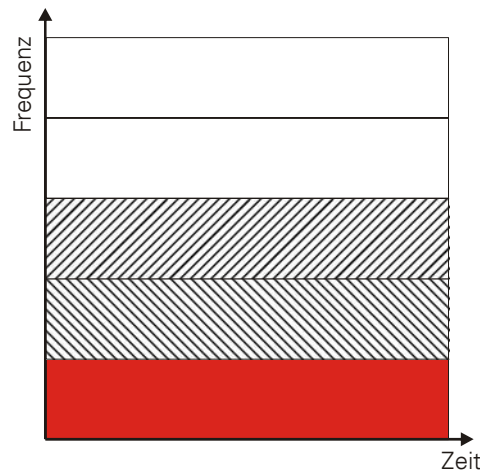


**Abbildung 3-11: Nichtstationäres Signal**

Das Signal enthält drei verschiedene Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$ , die zu diskreten Zeitpunkten wechseln.

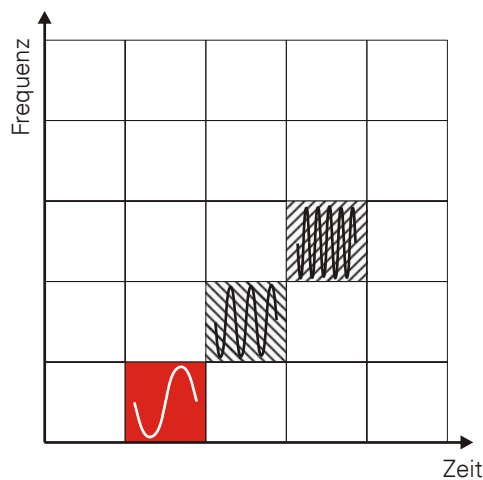
Führt man eine Fourier-Transformation dieses Signals durch, so erhält man eine Zeit-Frequenz-Verteilung, wie in gezeigt. Wie man leicht sieht erhält man drei Frequenzen, jedoch ohne zeitliche Lokalisierung. Eine Rücktransformation würde somit nicht zum Ausgangssignal führen, sondern zu einem Signal, bei dem alle drei Frequenzen überlagert sind.





**Abbildung 3-12: Fourier-Transformation des Signals**

zeigt das gleiche Signal nach einer STFT bzw. gefensterten Fourier-Transformation. Man erkennt nun deutlich die zeitliche Lokalisierung der Frequenzen, wobei die Zeitauflösung über alle Frequenzen konstant ist. Oft besteht jedoch der Wunsch höhere Frequenzen (Spikes oder ähnliches) zeitlich genauer aufzulösen, niederfrequente Signalanteile dagegen hinsichtlich der Frequenz genauer aufzulösen.



**Abbildung 3-13: STFT**

Genau dies versucht die Wavelet-Transformation zu ermöglichen, indem sie die Orts- und Frequenzauflösung variiert. Abbildung 3-13 zeigt diesen Sachverhalt. Der niederfrequente Signalanteil wird zeitlich am wenigsten genau aufgelöst, dafür aber mit einer höheren Frequenzauflösung. Genau umgekehrt verhält sich die Wavelet-Transformation bei dem höherfrequenten Signalanteil (grün). Diese Eigenschaft wird später noch genauer untersucht. Die Wavelet-Transformation verhält sich somit selbstadaptiv.

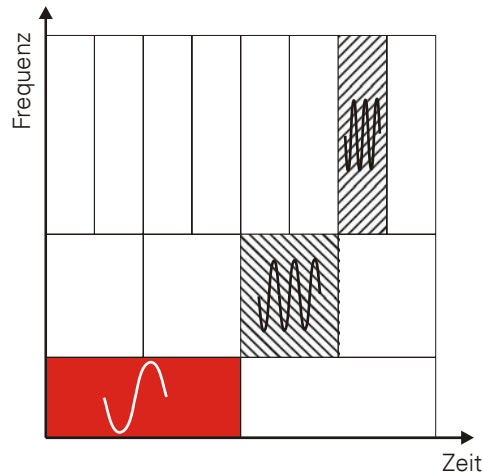


Abbildung 3-14: Wavelet-Transformation

### 3.6.2 Das Wavelet

Der Name Wavelet steht für eine kleine Welle, wobei klein im Sinne von einer endlichen Länge (kompakter Träger) gemeint ist, und der Begriff Welle im Sinne einer oszillierenden Funktion. Das Mother-Wavelet ist eine Art Grundstruktur, aus der ähnliche Wavelets durch Translation und Skalierung gewonnen werden können. Daraus lassen sich die nachfolgenden Bedingungen an ein Wavelet mathematisch formulieren.

#### 3.6.2.1 Kompakter Träger

Als Träger eines Wavelets bezeichnet man den Bereich, in dem die Wavelet-Funktion das Signal abtastet bzw. analysiert. Eine notwendige Eigenschaft, die eine Funktion zum Wavelet werden lässt ist, dass es sich um eine „kleine Welle“ handelt. Dies lässt sich genauer fassen durch die Bedingung an einen so genannten kompakten Träger (Support). Kompakt bedeutet, dass die Funktion eine endliche Ausdehnung hat, also zu beiden Seiten hin rasch gegen null abklingt.

Das erste Wavelet, das die Forderung an einen kompakten Träger (sogar ideal!) erfüllte, war das Haar-Wavelet. Die später entwickelten Daubechie-Wavelets haben ebenfalls einen kompakten Träger und zudem gegenüber dem Haar-Wavelet den Vorteil, dass sie stetig sind, was für die meisten Anwendungen besser geeignet ist.

#### 3.6.2.2 Verschwindende Momente (Vanishing Moments)

In Abhängigkeit von der Konstruktion des Wavelets verfügt dieses über eine bestimmte Anzahl verschwindender Momente. Das Moment einer Funktion ist definiert als das Integral über das Produkt einer Funktion  $\Psi(t)$  und der k-ten Potenz der unabhängigen Variablen.

$$m_k = \int_{\mathfrak{R}} t^k \cdot \Psi(t) \cdot dt = 0 \quad (1.5)$$

$$\Psi \in L^1(\mathfrak{R}), k = 0 \dots (N-1)$$

So gibt beispielsweise die Ordnung  $N$  eines Daubechie-Wavelets an, wie viele verschwindende Momente dieses Wavelet besitzt. Praktisch bedeutet dies, dass Polynome bis zur Ordnung  $N-1$  durch das Wavelet nicht erfasst werden, d.h. die Wavelet-Koeffizienten sind null. Beispielsweise würden bei drei verschwindenden Momenten konstante, lineare und quadratische Signalanteile bei einer Wavelet-Transformation nicht erfasst werden. Diese gehen allerdings nicht völlig verloren, sondern werden bei einer Multiskalen-Analyse im Grundraum abgebildet. Somit erhält man beispielsweise eine starke Komprimierung, da viele Signalanteile lediglich durch wenige Koeffizienten im Grundraum repräsentiert werden.

### 3.6.2.3 Verschwindender Mittelwert:

Ein notwendiges Kriterium für ein Wavelet ist ein verschwindender Mittelwert., d.h.

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{\mathfrak{R}} \Psi(t) \cdot dt = 0 \quad (1.6)$$

$$\Psi \in L^1(\mathfrak{R})$$

Dies entspricht gerade einem verschwindenden Moment der Ordnung null. Somit hat jedes Wavelet mindestens ein verschwindendes Moment.

### 3.6.2.4 Glattheit

Die Glattheit beziehungsweise die Zahl der stetigen Ableitungen eines Wavelets ist insbesondere für die korrekte Rekonstruktion von Signalen von Bedeutung. Als Maß für die Glattheit lässt sich generell die Differenzierbarkeit heranziehen. So hat jede  $K$ -fach differenzierbare und kompakte Funktion mindestens  $K$  verschwindende Momente. Ein Beispiel hierfür ist das Daubechie-Wavelet  $D_{20}$ , welches 3-fach differenzierbar ist und somit mindestens 3 verschwindende Momente besitzt. In der Tat besitzt es 10 verschwindende Momente. Der Umkehrschluss ist nicht zulässig! So hat ein  $D_6$ -Wavelet drei verschwindende Momente, ist jedoch nur 1-fach differenzierbar.

Hat man eine Funktion gefunden, welche die obigen Anforderungen erfüllt, so lassen sich aus diesem *Mother-Wavelet* durch Skalierung weitere Wavelets mit ähnlichen Charakteristiken erzeugen. Die große Zahl an Mother-Wavelets mit zum Teil sehr verschiedenen Eigenschaften ist bemerkenswert. Die bekanntesten dieser Wavelets sind in Form von Software-Toolboxen verfügbar. Für die vorliegende Arbeit wurde beispielsweise die Wavelet-Toolbox von Matlab verwendet. Nachfolgend werden einige wichtige Wavelets mit ihren jeweiligen Eigenschaften gezeigt.

### 3.6.2.5 Der Mexikanische Hut

Der Mexikanische Hut (Mexican hat) ist ein Beispiel für die Generierung eines Wavelets aus einer *Scaling Function*.

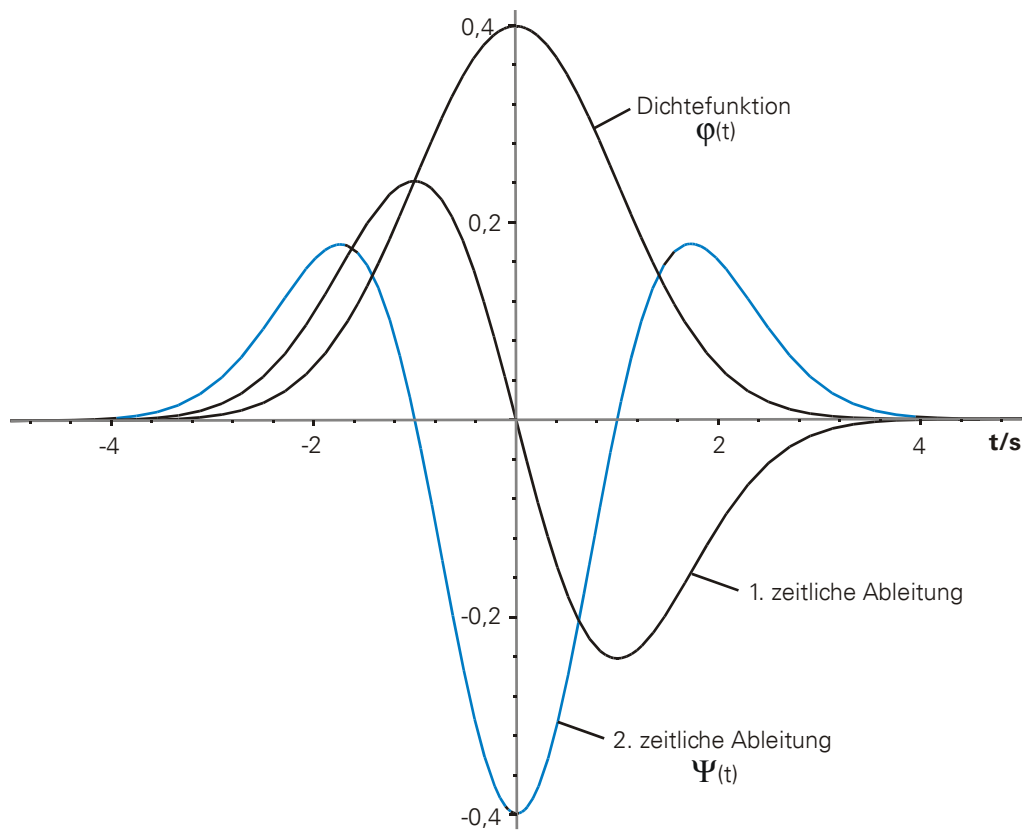
Geht man von der stetig differenzierbaren Gauß-(Dichte-)Funktion

$$\varphi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-t^2/2\sigma^2} \quad (1.7)$$

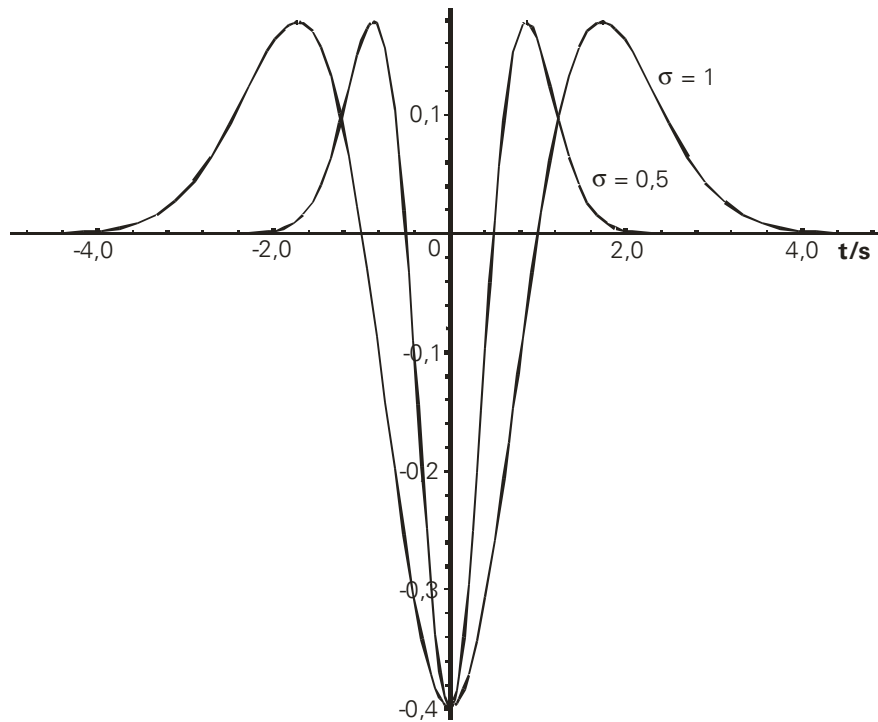
aus, so erhält man durch 2-fache Differentiation das Mexikanerhut-Wavelet

$$\Psi(t) = \frac{\partial^2 \varphi(t)}{\partial t^2} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma^3} \left( \frac{t^2}{\sigma^2} - 1 \right) \cdot e^{-t^2/2\sigma^2} \quad (1.8)$$

Die Abbildung 3-15 zeigt die Entstehung des Mexikanischen Hutes, ausgehend von der Gauß-Funktion als Scaling Function zur zweiten Ableitung, die bis auf das Vorzeichen dem Mexikanischen Hut entspricht.



**Abbildung 3-15: Mexikanischer Hut für  $\sigma = 1$**



**Abbildung 3-16: Skalierung des Mexikanischen Hutes**

Die Abbildung 3-16 zeigt den Mexikanerhut für  $\sigma = 0,5$  und  $\sigma = 1$ .

*Anmerkung:* Durch die Normierung wird der Hut mit steigendem  $\sigma$  immer niedriger und breiter. Um die Form der beiden Hüte in einem gemeinsamen Graphen darstellen zu können, ist der Hut für  $\sigma = 0,5$  mit dem Faktor  $1/8$  multipliziert.

Neben der Schreibweise von (1.8) wird häufig auch folgende Form benutzt:

$$\Psi(t) = (1 - t^2) \cdot e^{-t^2/2} \quad (1.9)$$

Diese Formel unterscheidet sich lediglich durch den fehlenden Normierungsfaktor und das  $\sigma$  im Nenner der Exponentialfunktion. Diese Unterschiede sind jedoch für eine Hintransformation, d.h. das Signal wird lediglich zur Analyse wavelettransformiert, jedoch nicht mehr rücktransformiert zur Gewinnung des ursprünglichen Signals, ohne weitere Bedeutung. Meistens ist jedoch der Nenner der Exponentialfunktion um den Skalierungsfaktor  $s$  erweitert, um eine Skalierung des Wavelets zu ermöglichen.

Mit dem Mexikanischen Hut lassen sich in sehr vielen Fällen bereits gute Ergebnisse erzielen.

### 3.6.2.6 Haar-Wavelet

Das Haar-Wavelet geht auf seinen Erfinder Alfred Haar zurück und stellt das einfachste Wavelet mit kompaktem Träger dar. Für Anwendungen bei denen es auf eine möglichst gute Rekonstruktion ankommt ist es allerdings aufgrund seiner Unstetigkeit nicht geeignet. Es lässt sich analytisch als abschnittsweise definierte Funktion angeben:

$$\Psi(t) = \begin{cases} 1 & : 0s \leq t < 1/2s \\ -1 & : 1/2s \leq t \leq 1s \\ 0 & : \text{sonst} \end{cases} \quad (1.10)$$

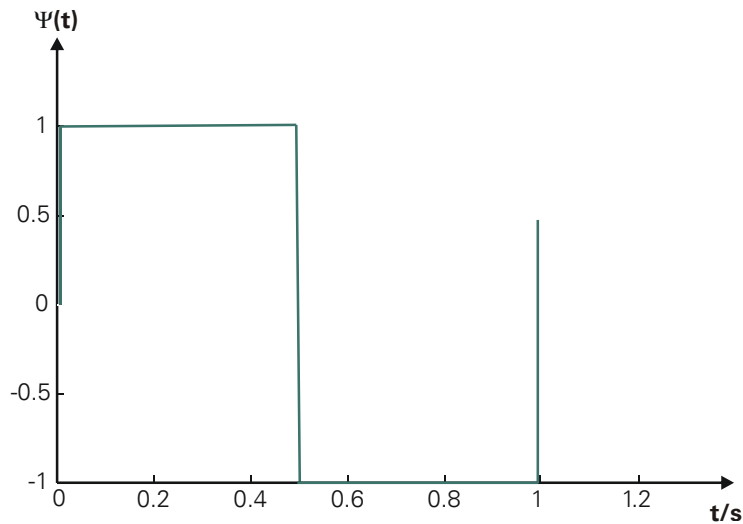


Abbildung 3-17: Haar-Wavelet

### 3.6.2.7 Vergleich von Haar-Wavelet und Mexikanerhut

Um die Unterschiede zwischen Haar-Wavelet und Mexikanerhut zu zeigen sind in Abbildung 3-18 (qualitativ) und Abbildung 3-19 die Fourier-Transformierten der beiden Funktionen skizziert:

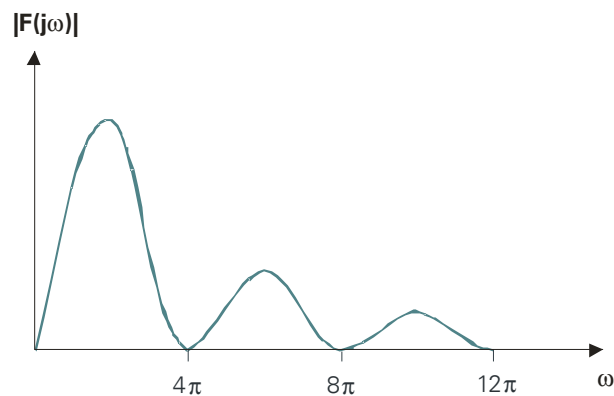


Abbildung 3-18: Fourier-Transformierte des Haar-Wavelets

Wie man anhand dieser Spektren erkennt, ist mit dem Mexikanerhut infolge des schnelleren Abfalls eine bessere Lokalisierung um eine bestimmte Frequenz herum möglich.

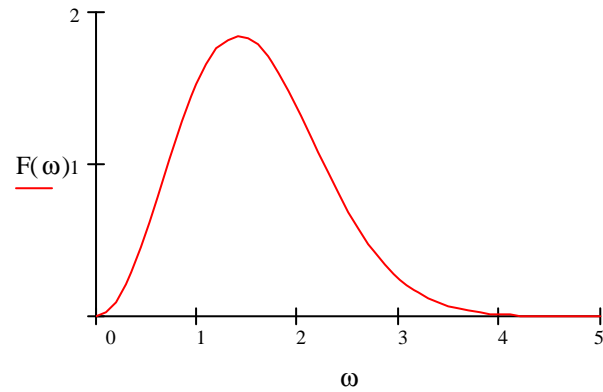


Abbildung 3-19: Fourier-Transformierte des Mexikanischen Hutes

Die Ursache für das schnellere Abfallen liegt darin begründet, dass der Mexikanerhut eine unendlich oft differenzierbare Funktion ist ( $C^\infty$ -Funktion).

### 3.6.2.8 Daubechie-Wavelets

Bei den Daubechie-Wavelets handelt es sich um orthonormale Wavelets, die von Ingrid Daubechie entwickelt wurden. Neben einem kompakten Träger können sie – im Gegensatz zum Haar-Wavelet – mit beliebiger Glattheit konstruiert werden.

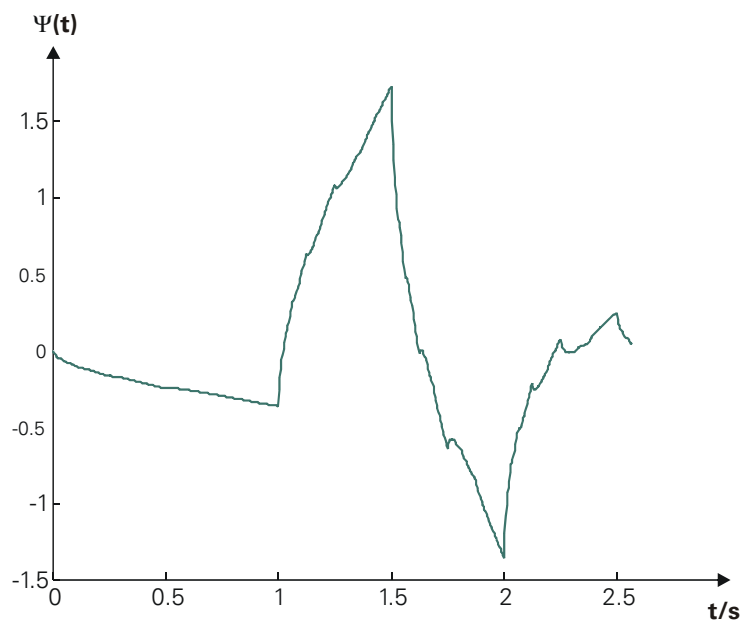


Abbildung 3-20: Daubechie-Wavelet, 2. Ordnung

### 3.6.2.9 Coiflets

Diese ebenfalls von Ingrid Daubechie entwickelten Wavelets tragen ihren Namen in Anlehnung an R. Coifman, der I. Daubechie die Anregungen zur Konstruktion gab. Im Unterschied zu den Daubechie-Wavelets besitzen die Coiflets spezielle Skalierungsfunktionen, die zu besseren Approximationseigenschaften führen.

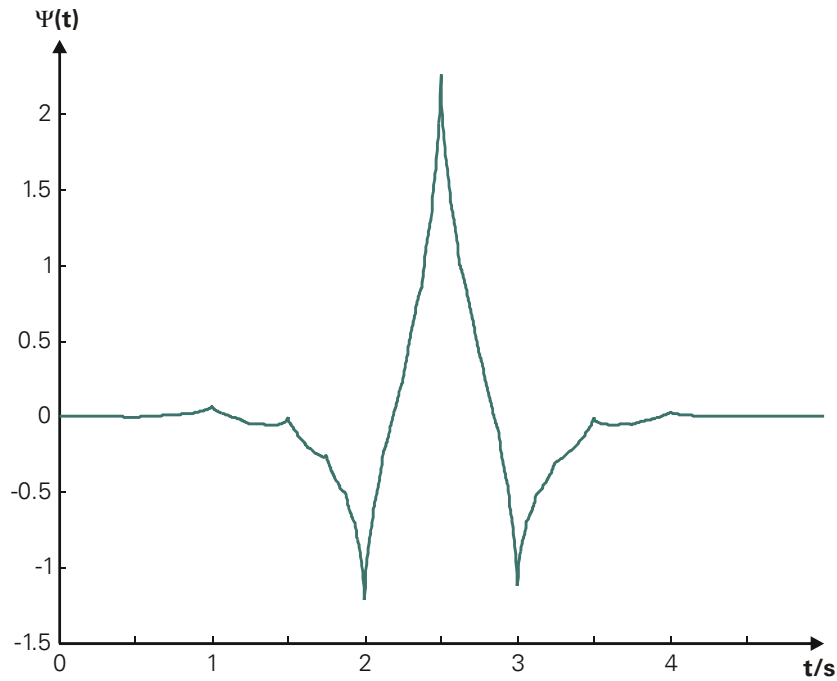


Abbildung 3-21: Coiflet, 1. Ordnung

### 3.6.2.10 Biorthogonale Wavelets

Die biorthogonalen Wavelets wurden von Albert Cohen et al. entwickelt. Sie bieten mehr Freiheitsgrade als die zuvor genannten Wavelets. So lassen sich beispielsweise symmetrische Wavelets konstruieren, die sich für die Bildverarbeitung besonders eignen. Ebenso ermöglichen sie eine exakte Rekonstruktion. Je nach Ordnung für Analyse und Rekonstruktion des Wavelets ergeben sich äußerst unterschiedliche Formen. Nachfolgend ist insofern nur eines von zahlreichen, sehr verschiedenen Wavelets gezeigt.



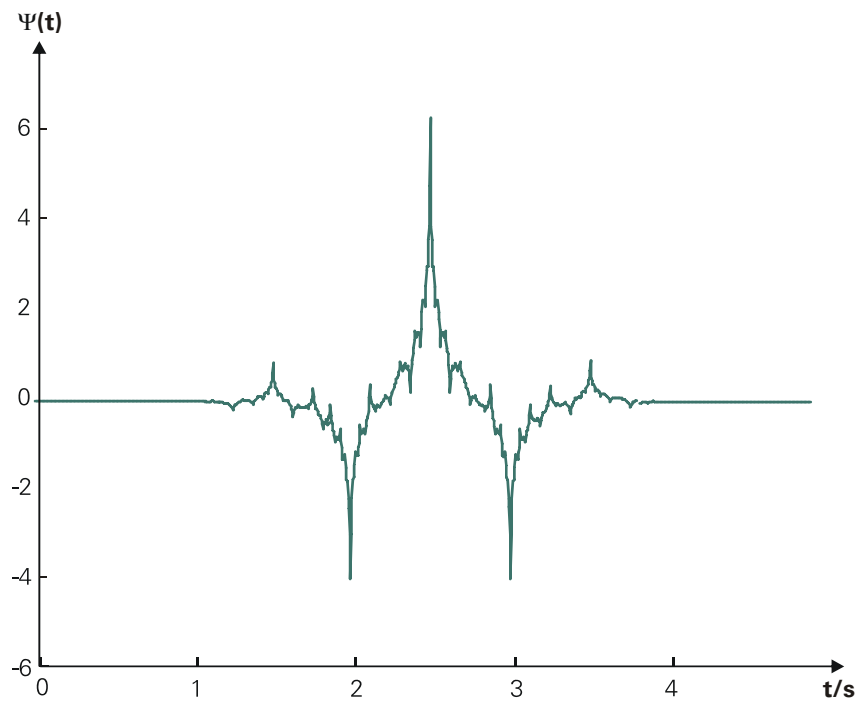


Abbildung 3-22: Biorthogonales Wavelet, Ordnung 2

### 3.6.2.11 Diskretes Meyer-Wavelet

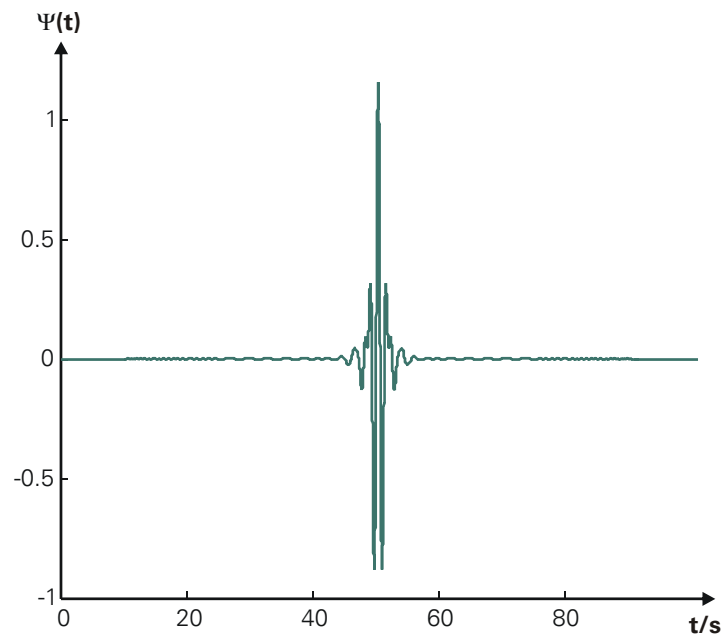


Abbildung 3-23: Diskretes Meyer-Wavelet

### 3.6.2.12 Morlet-Wavelet

Das Morlet-Wavelet ist durch die folgende Gleichung gegeben:

$$\Psi(t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t} \cdot e^{-t^2 / 2 \cdot \sigma} \quad (1.11)$$

Zur Interpretation von Gleichung (1.11):

- Der erste Faktor dient wie immer der Normierung
- Der zweite Faktor ist eine harmonische Schwingung der Frequenz  $f$
- Der dritte Faktor legt über diese Schwingung ein Gauß-Fenster. Die dadurch erreichte Dämpfung (Breite der Glockenkurve) kann über  $\sigma$  beeinflusst werden.

Diese komplexe Funktion lässt sich nun mit Hilfe des trigonometrischen Zusammenhanges zwischen der Exponentialfunktion und der Kreisfunktionen

$$e^{j \cdot \omega t} = \cos(\omega \cdot t) + j \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (1.12)$$

in Real- und Imaginärteil aufspalten und als Funktionen von Sinus und Cosinus schreiben:

$$\operatorname{Re}\{\Psi(t)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{\frac{-t^2}{2\sigma}} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (1.13)$$

$$\operatorname{Im}\{\Psi(t)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{\frac{-t^2}{2\sigma}} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (1.14)$$

Anhand von Gleichung (1.13) und Gleichung (1.14) sieht man nun sofort, dass es sich in beiden Fällen um gedämpfte Sinus- und Cosinus-Schwingungen handelt, deren Dämpfung durch  $\sigma$  beeinflussbar ist. Für die nachfolgenden Plots wurde  $\sigma$  zu 1 gewählt.

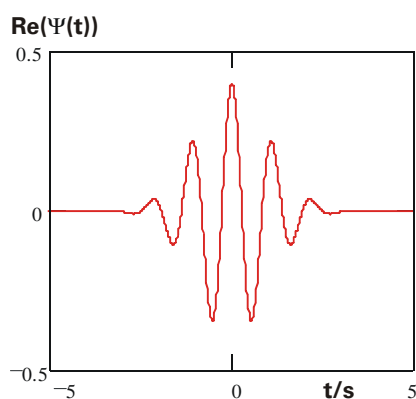


Abbildung 3-24: Morlet-Wavelet, Realteil

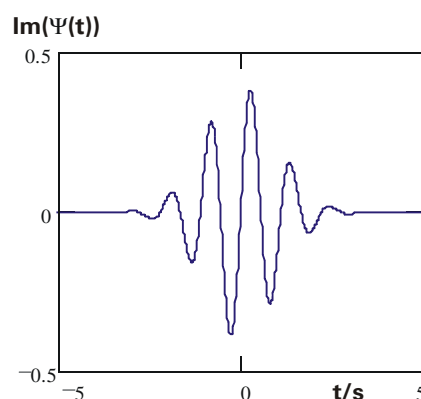


Abbildung 3-25: Morlet-Wavelet, Imaginärteil

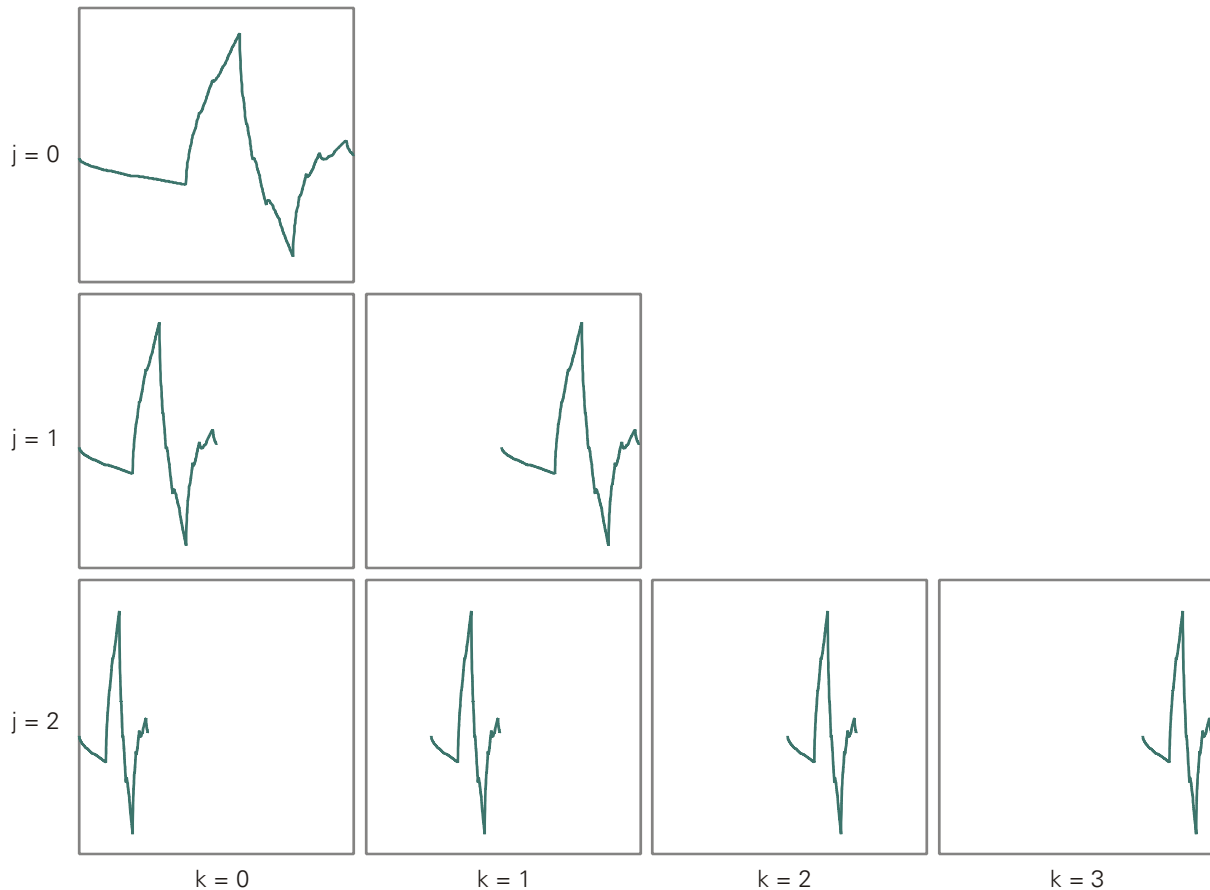
Der Vergleich des Morlet-Wavelets mit dem Mexikanerhut zeigt, dass die Ortslokalisierfähigkeit des Mexikanischen Hutes im Allgemeinen besser ist. Dies verwundert insofern nicht, als dass dieser kompakter ist

### 3.6.3 Wavelet-Transformation

Die Wavelettransformation ist eine Integraltransformation, die ein Signal, welches ein- oder mehrdimensional sein kann, in einen anderen Bildraum überführt, in dem bestimmte Eigenschaften des Signals besser hervorgehoben werden. Im Gegensatz zur Fouriertransformation erfolgt die Transformation nicht mit harmonischen Wellen, sondern mit so genannten Wavelets, was man mit „kleine Wellchen“ übersetzen könnte. Im Unterschied zur STFT, die mit harmonischen Wellen arbeitet, benutzt man bei der Wavelet-Transformation ein so genanntes Mother-Wavelet. Dieses Mother-Wavelet kann durch Skalierung zeitlich gedehnt und gestaucht werden.

Mögliche (Mother-)Wavelets sind Funktionen, mit deren Hilfe ein- oder mehrdimensionale Daten in verschiedene Frequenzbereiche aufgespalten werden können. Ein entscheidender Unterschied zur gefensterter Fouriertransformation bzw. STFT liegt jedoch darin, dass die Auflösung nicht konstant ist. Assoziiert man mit den Wavelets Fenster wie bei der STFT, so erhält man bei der Betrachtung des zu untersuchenden Signals mit einem großen Fenster eine Auflösung grober Details, mit einem kleinen Fenster dagegen eine feine Auflösung kleine Signalbesonderheiten. Amara Graps formulierte diesen Sachverhalt sehr treffend: „The result ... is to see both the forest *and* the trees“. verdeutlicht diese Eigenschaft. Man erhält damit z. B. Vorteile bei der Analyse von nichtstationären Signalen mit Unstetigkeiten oder scharfen Spikes.

Die Notwendigkeit zur Einführung der Wavelettransformation liegt also in der unzureichenden Orts- / Frequenzauflösung der gefensterter Fouriertransformation (STFT) begründet.



**Abbildung 3-26: Dilatation und Translation eines Daubechie-Wavelets**

Die Abbildung 3-26 zeigt schematisch die Translation eines Wavelets auf drei verschiedenen Skalen  $j$ . Man erkennt deutlich die unterschiedlichen Lokalisierungseigenschaften auf der Zeitachse, die von  $j = 0$  bis  $j = 2$  jeweils verdoppelt werden.

Im Zusammenhang mit dem Begriff Wavelet-Transformation ist es wichtig, zwischen der kontinuierlichen (CWT) und der diskreten Wavelet-Transformation (DWT) zu unterscheiden. Dabei sei ausdrücklich darauf hingewiesen, dass die DWT nicht das Gleiche ist wie eine diskretisierte CWT.

Nachfolgend werden beide Transformationen vorgestellt, wobei der Schwerpunkt auf der DWT liegt, da diese sich in der Praxis als wesentlich leistungsfähiger herausgestellt hat.

### 3.6.3.1 Kontinuierliche Wavelet-Transformation (CWT)

Die kontinuierliche Wavelet-Transformation wurde zunächst als Alternative zur STFT entwickelt, um die dort fehlende Zeit- /Ortsauflösung zu erreichen. Die Berechnung erfolgt ähnlich der STFT mittels Faltung. Allerdings wird bei der CWT ein Signal  $x(t)$  mit einer Familie von Wavelets (statt einer Fensterfunktion bei der STFT), welche dilatiert (Faktor  $a$ ) und verschoben (Faktor  $b$ ) werden, gefaltet. Für diese Wavelets  $\psi_{a,b}(t)$  gilt:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \cdot \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (1.15)$$

$\psi(t)$  ist dabei das Mother-Wavelet,  $a$  der Skalierungsfaktor und  $b$  gibt die zeitliche Lokalisierung wieder.

Für die kontinuierliche Wavelet-Transformation (CWT), die ursprünglich von *Goupillaud*, *Grossmann* und *Morlet* eingeführt wurde, gilt:

$$CWT^\Psi \{x(t)\} = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \cdot \int x(t) \cdot \psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \cdot dt \quad (1.16)$$

Dies entspricht einer Faltung des Signals  $x(t)$  mit der Funktion  $\psi(\tau, s)$ . Die CWT ist quasi ein Maß für die Ähnlichkeit (frequenzbezogen) von Wavelet und Zeitsignal und entspricht somit letzten Endes einer Korrelation.

Das so transformierte Signal ist eine Funktion der Variablen  $\tau$  und  $s$ , den so genannten Translations- und Skalierungsparametern. Der Faktor  $1/\sqrt{|s|}$  dient der Energienormierung.

Die beiden nachfolgenden Abbildungen zeigen ein Beispiel für eine CWT eines nichtstationären Sinussignals. Das Ergebnis wurde als dreidimensionale Grafik dargestellt. Man erkennt dabei deutlich, wie mit zunehmendem Skalierungsfaktor die Ortslokalisierbarkeit abnimmt.

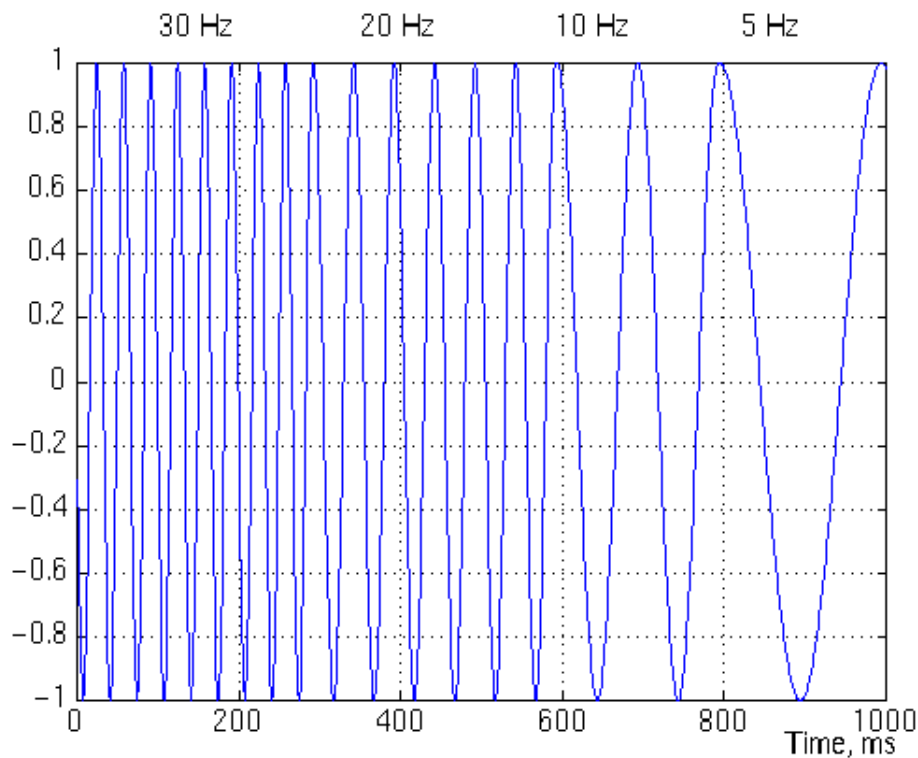


Abbildung 3-27: Zu untersuchendes Signal [36]

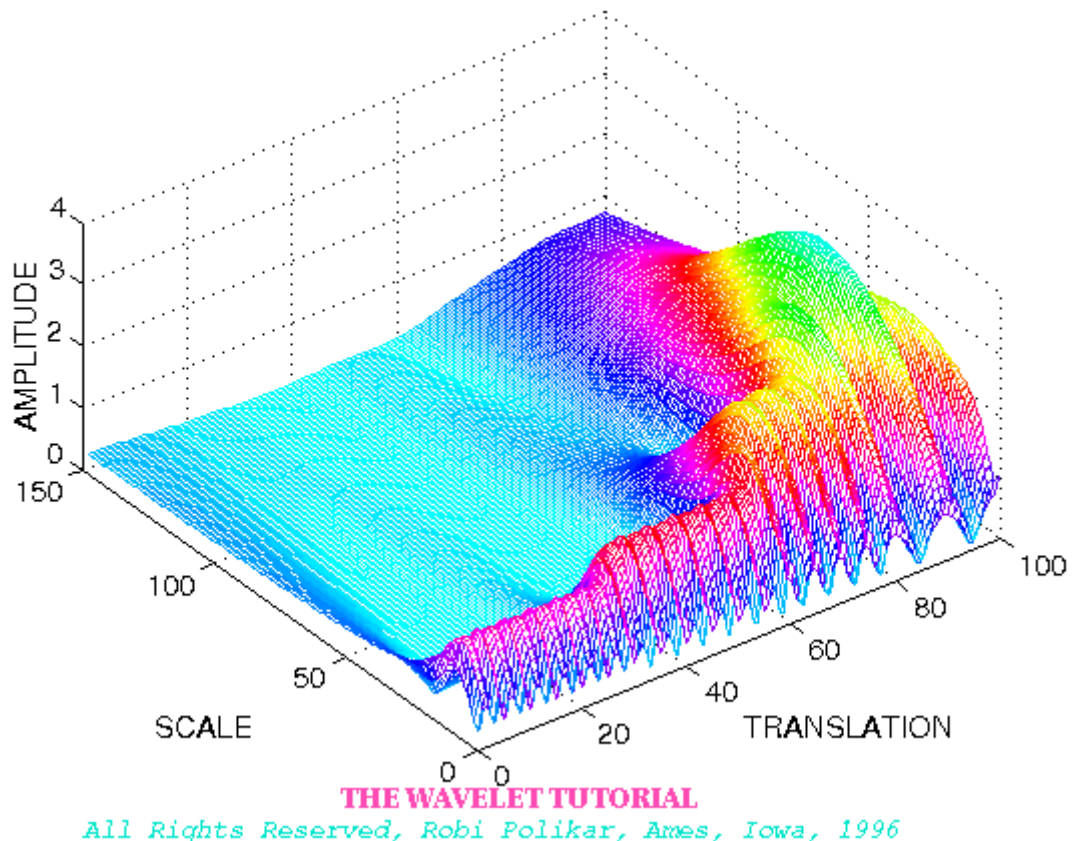
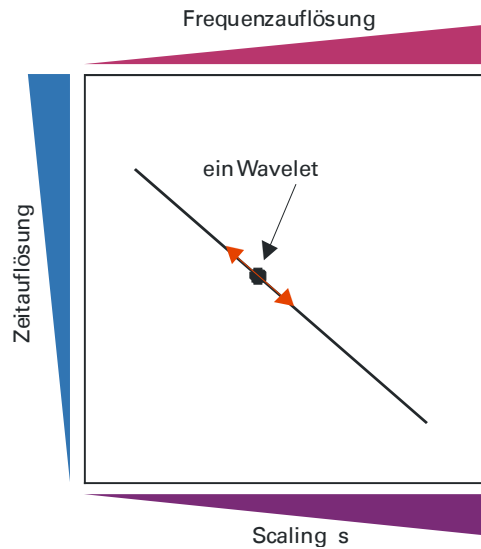


Abbildung 3-28: CWT des Signals aus Abbildung 3-27 [36]

### 3.6.3.2 Scaling

Aus dem so genannten *Mother-Wavelet* lassen sich durch Skalierung weitere *Wavelets* erzeugen. Man kann diese Skalierung am ehesten mit dem Maßstab in Landkarten vergleichen: Das gleiche Gebiet kann in einer großen, relativ groben Übersichtskarte dargestellt sein, oder aber in einer kleineren, mehr Details enthaltenden Karte.

Analog dazu benutzt man bei der Signalanalyse durch Wavelet-Transformation verschiedene Skalierungen: Zur Herausfilterung von hochfrequenten, zeitlich eng begrenzten Signalanteilen dient ein Wavelet mit kleinem  $s$ , zur Separation niederfrequenter Anteile dagegen das Wavelet mit großem  $s$ . Mathematisch betrachtet entspricht ein  $s < 1$  einer Dilatation des Wavelets, ein  $s > 1$  einer Komprimierung desselben. Somit ist gewissermaßen eine *Zoom-Funktion* realisiert! Diese Relationen werden in der Abbildung 3-29 nochmals zusammengefasst.



**Abbildung 3-29: Wavelet-Parameter**

Der Punkt in der Ebene soll irgendein Wavelet repräsentieren. Die „Kennlinie“, auf der dieser Punkt liegt, ist bestimmt durch die Eigenschaften des Mother-Wavelet. Man kann nun die Änderung der Parameter bei einer Veränderung der Skalierung direkt beobachten (qualitativ).

*Es sei an dieser Stelle noch angemerkt, dass das Scaling nichts mit der zur Generierung von Wavelets verwendeten Scaling-Function zu tun hat!*

### 3.6.3.3 Diskrete Wavelet-Transformation (DWT)

Die diskrete Wavelet-Transformation verfolgt eine andere Strategie als die CWT. Auch ist sie von der diskretisierten kontinuierlichen Wavelet-Transformation zu unterscheiden, bei der lediglich der kontinuierliche Algorithmus so angepasst wurde, dass eine Verarbeitung von diskreten Signalwerten möglich ist. Der Hauptanwendungsbereich liegt, im Gegensatz zur CWT, in der Datenreduktion und Entstörung von Signalen. Im Falle der Datenreduktion ist es das Ziel, durch die Transformation die Datenmenge in der Weise zu ändern, dass kein wesentlicher Informationsverlust entsteht. Die CWT beziehungsweise ihre diskretisierte Variante ist dagegen hochgradig redundant und somit ungeeignet. Im Falle der Entstörung von Signalen ist zunächst einmal ein redundanter Informationsinhalt weniger dramatisch; jedoch hat auch hier die DWT klare Vorteile gegenüber der CWT, da mit Hilfe bestimmter Wavelets nahezu ideale Filter realisiert werden können, was insbesondere der exakten Rücktransformation zugute kommt. Darüber hinaus kann die Berechnung mit wesentlich schnelleren Algorithmen implementiert werden.

Die diskrete Wavelet-Transformation erlaubt die Darstellung eines beliebigen Signals  $x(t) \in L_2(\mathfrak{R})$  mittels eines orthogonalen Wavelets. Mit der Wavelet-Basis

$$\{\psi_{k,n}(t) \mid k \in \mathbf{Z} \wedge n \in \mathbf{Z}\} \quad (1.17)$$

lässt sich die DWT angeben zu:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left( \sum_{n=-\infty}^{\infty} (d_{k,n} \cdot \psi_{k,n}(t)) \right) \\
 d_{k,n} &= \langle \psi_{k,n}(t), x(t) \rangle \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \overline{\psi_{k,n}(t)} \cdot x(t) dt
 \end{aligned} \tag{1.18}$$

Dabei sind  $d_{k,n}$  die Wavelet-Koeffizienten. Vergleicht man diese Darstellung eines Signals mit der Fourier-Transformation, so kann man in beiden Fällen idealerweise jedes kontinuierliche Zeitsignal als eine Folge von Koeffizienten darstellen. Der Unterschied liegt darin, dass man mit einer Fourier-Reihe nur periodische Signale darstellen kann, mittels DWT jedoch jedes Signal im  $L_2$  in Form der Parameter  $\{d_{k,n} | k \in \mathbf{Z} \wedge n \in \mathbf{Z}\}$  darstellbar ist. Durch Dehnen bzw. Stauchen der Wavelets können verschiedenen feine „Details“ im Signal analysiert werden. Man erhält somit durch Anwendung mehrerer verschieden skaliertes Wavelets eine Aufteilung des Signals in feine Details und grobe Anteile. Daher spricht man auch des Öfteren von einer Multi-Skalen-Analyse im Zusammenhang mit der DWT.

Obwohl also die Strategie der DWT sich von der der CWT unterscheidet, ist die Grundidee jedoch die Gleiche: In beiden Fällen ist es das Ziel, eine wichtige, jedoch mehr oder weniger „versteckte“ Information aus dem restlichen Signal hervorzuheben. Der Unterschied liegt lediglich in der Vorgehensweise: Bei der CWT wird das Wavelet über das Signal hinweggeschoben und zu jeder Verschiebung das Faltungsintegral berechnet, d.h. man ermittelt zu jedem Zeitpunkt die Korrelation zwischen der „Musterfunktion“ Wavelet und dem zu untersuchenden Signal. Diese Prozedur wird mit verschiedenen skalierten Wavelets durchgeführt und man erhält eine so genannte Time-scale-plane, die das Signal repräsentiert. Bei der DWT wird das Wavelet zwar ebenfalls verschoben, jedoch nutzt man hier die Tief- und Bandpasseigenschaften der Skalierungsfunktion und des Wavelets um eine Kette von Tief- und Bandpässen verschiedener Eckfrequenzen zu erhalten, mit denen das Signal in verschiedene Frequenzbereiche logarithmisch aufgespalten wird. Die so erhaltenen Frequenzbänder können anschließend unterschiedlich gewichtet werden, um dann nach der Rücktransformation ein möglichst störungsfreies Signal zu erhalten. Diese Kette von Filtern wird als Multiraten-Filterbank (Multiresolution filterbank) bezeichnet.

### 3.6.4 Multiskalen-Analyse (MSA)

Der Begriff MSA wird allgemein für eine Zerlegung eines Signals in verschiedene Skalen bzw. Frequenzbänder benutzt. Algorithmen für eine Multiskalen-Zerteilung wurden zunächst auf der Basis von digitalen Filtern implementiert, also bereits vor Einführung der Wavelet-Theorie. Die Entwicklung eines Algorithmus mit Wavelets durch *S. Mallat* brachte dann allerdings erhebliche Vorteile gegenüber den Algorithmen mit Filtern. Bei diesem iterativen Verfahren wird ein Signal  $x(t) \in L_2(\mathfrak{R})$  mittels einer Skalierungsfunktion auf verschiedene Skalen projiziert. Die Auflösung dieser Skalen halbiert sich bei jedem Schritt. Man spricht daher auch von einer dyadischen Dilatation. Der Faktor zwei ist dabei im Hinblick auf eine schnelle Berechnung willkürlich gewählt. Mittels der Wavelets werden lediglich



die Unterschiede zwischen zwei solcher Skalen kodiert. Weiter unten wird gezeigt, dass die Anwendung von Wavelet und Skalierungsfunktion der Anwendung von Hoch- und Tiefpassfiltern entspricht.

Nachfolgend werden einige mathematische Grundlagen und Herleitungen zur MSA dargestellt. Dabei wird stets von Funktionen aus dem  $L_2(\mathfrak{R})$  ausgegangen.

### 3.6.4.1 Hilbert-Raum $L_2(\mathfrak{R})$

Als  $L_2(\mathfrak{R})$  bezeichnet man den Hilbert-Raum der quadratisch integrierbaren Funktionen mit der Bedingung:

$$L_2(\mathfrak{R}) := \left\{ f; \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt < +\infty \right\} \quad (1.19)$$

Für das Skalarprodukt des Hilbert-Raum gilt:

$$\langle f, g \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \overline{g(t)} dt \quad (1.20)$$

Damit folgt die Bedingung für Orthogonalität zweier Funktionen  $f(t)$ ,  $g(t)$ :

$$\langle f, g \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \overline{g(t)} dt = 0 \quad (1.21)$$

Wavelets mit orthogonalen Basen sind insofern von großem Interesse, als dass Veränderungen eines bestimmten Wavelet-Koeffizienten sich nicht auf die anderen Koeffizienten auswirken. Es ist somit möglich, ganz bestimmte Skalen bzw. Signalanteile zu verändern, ohne dass davon andere Skalen betroffen sind. Dieser Umstand wird sich später im Abschnitt über Thresholding als sehr nützlich erweisen.

Die Norm der Funktion  $f(t)$  erhält man über die Wurzel aus dem Skalarprodukt:

$$\|f\| = \sqrt{\langle f, f \rangle} = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \overline{f(t)} dt} \quad (1.22)$$

Die Energie errechnet sich aus dem Quadrat der Norm:

$$E(f) = \|f\|^2 \quad (1.23)$$

Für alle Funktionen  $f \in L_2(\mathfrak{R})$  ist dabei die Energie endlich und bleibt bei einer Wavelet-Transformation erhalten:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt = \sum_{j,k \in \mathbf{Z}} |d_{j,k}|^2 \quad (1.24)$$

Dies ergibt eine wichtige Eigenschaft für die Rücktransformation: Durch die Energieerhaltung bei der Transformation erhält man durch Rücktransformation wieder exakt das Ausgangssignal. Weiterhin bleibt bei den Transformationen der Informationsinhalt des Signals konstant.

Mit diesen Vorgaben lässt sich die Multiskalen-Analyse des  $L_2(\mathfrak{R})$  als eine Folge von abgeschlossenen linearen Teilräumen  $\{V_j\}_{j \in \mathbf{Z}}$  aus dem  $L_2(\mathfrak{R})$  formulieren, wobei folgende Bedingungen erfüllt sein müssen:

- **Schachtelung**

Jeder Teilraum ist Unterraum des übergeordneten Teilraumes.

$$V_j \subset V_{j-1}, \quad j \in \mathbf{Z}$$

- **Skalierungseigenschaft**

Ein Unterraum wird durch Multiplikation der Elemente aus dem übergeordneten Raum mit dem Faktor 2 gebildet.

$$f \in V_j \Leftrightarrow f(2\Box) \in V_{j+1}, \quad j \in \mathbf{Z}$$

- **Verschiebungsinvarianz**

Wird eine Funktion  $f$  in einem Raum verschoben, so sind auch alle dyadischen Verschiebungen in diesem Raum enthalten.

$$f \in V_j \Leftrightarrow f(\Box \Leftrightarrow 2^{-j}k) \in V_j, \quad j, k \in \mathbf{Z}$$

- **Vollständigkeit**

Der  $L_2$ -Abschluß der Vereinigung aller Teilräume ergibt den Raum  $L_2(\mathfrak{R})$ . Wählt man  $j$  genügend groß, so lassen sich alle Funktionen des  $L_2(\mathfrak{R})$  durch Funktionen aus einem Raum  $V_j$ ,  $j \in \mathbf{Z}$  beliebig genau approximieren.

$$\overline{\bigcup_{j \in \mathbf{Z}} V_j} = L_2(\mathfrak{R})$$

- **Keine Redundanz**

Der Durchschnitt aller Räume ist der Raum  $\{0\}$ . Die Nullfunktion ist damit die einzige Funktion, die in allen Teilräumen enthalten ist.

$$\bigcap_{j \in \mathbf{Z}} V_j = \{0\} \tag{1.25}$$

- **Riesz-Basis Eigenschaft**

Es sei  $\phi \in V_0$  eine Funktion, deren ganzzahlige Verschiebungen eine *Riesz*-Basis des  $V_0$  bilden. Dies bedeutet, dass jede Funktion  $f$  im Raum  $V_0$  als Linearkombination der Skalierungsfunktion  $\phi \in V_0$  dargestellt werden kann:

$$f = \sum_{k \in \mathbf{Z}} c_k \cdot \phi(\Box \Leftrightarrow k) \tag{1.26}$$

$\phi \in V_0$  wird als scaling function oder Skalierungsfunktion bezeichnet.

Weiterhin gibt es Schranken mit  $0 < A < B < \infty$ , so dass gilt:

$$A \cdot \sum_{k \in \mathbf{Z}} |c_k|^2 \leq \left\| \sum_{k \in \mathbf{Z}} c_k \cdot \phi(\cdot \leftrightarrow k) \right\|^2 \leq B \cdot \sum_{k \in \mathbf{Z}} |c_k|^2 \quad (1.27)$$

Die *Riesz*-Eigenschaft stellt somit sicher, dass die Zerteilung und Rekonstruktion eines Signals numerisch stabil ist.

Wie bereits erwähnt, enthält ein Raum  $\{V_j\}_{j \in \mathbf{Z}}$  alle Elemente vorhergehender Räume  $\{V_{j-k}\}_{j, k \in \mathbf{Z}; k > 0}$ .

Die Umkehrung gilt nicht, da in diesem Fall Elemente (in unserem Fall jedes zweite Element) verloren gehen. Dies bedeutet, dass eine Approximation der Funktion  $f$  mit jedem weiteren Teilraum nur noch halb so genau ist. Allerdings kann  $V_j$  durch  $V_{j-1}$  unter Hinzunahme eines zu  $V_{j-1}$  orthogonalen geeigneten Wavelet-Raumes  $W_{j-1}$  dargestellt werden:

$$V_j = V_{j-1} \oplus W_{j-1} \quad (1.28)$$

Diese Eigenschaft lässt sich folgendermaßen interpretieren: Die Darstellung eines Signals aus dem Raum  $V_j$  kann mit Hilfe eines Signals in halber Auflösung unter Zuhilfenahme der im Wavelet-Raum kodierten Details erfolgen. Somit lässt sich  $V_{j-1}$  als niederfrequenter und  $W_{j-1}$  als hochfrequenter Anteil interpretieren.

Das Gleiche wie für  $V_j$  gilt auch für  $V_{j-1}$ :

$$V_{j-1} = V_{j-2} \oplus W_{j-2} \quad (1.29)$$

Einsetzen von (1.29) in (1.28) ergibt:

$$V_j = \underbrace{V_{j-2} \oplus W_{j-2}}_{V_{j-1}} \oplus W_{j-1} \quad (1.30)$$

Führt man dieses Einsetzen für eine komplette orthogonale MSA durch, so ergibt sich:

$$L_2(\mathfrak{R}) = \bigoplus_{j \in \mathbf{Z}} W_j \quad (1.31)$$

Dies bedeutet, dass eine MSA zu einer Wavelet-Zerlegung eines Signals im Hilbert-Raum in Form orthogonaler Summen von Wavelet-Räumen führt.

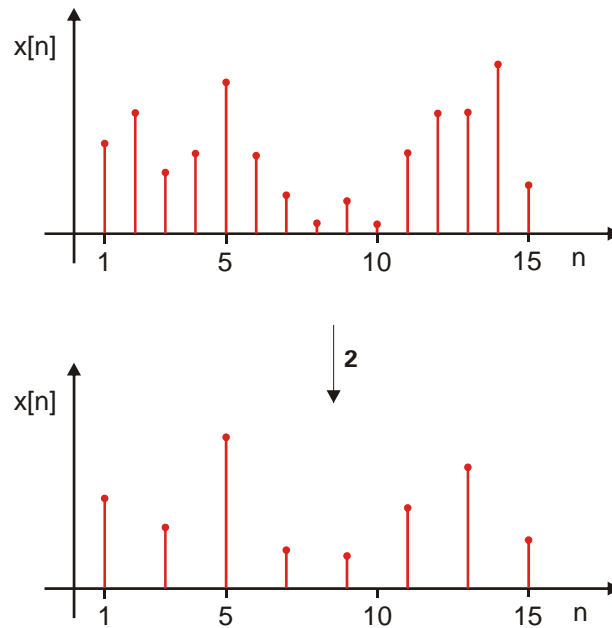
### 3.6.5 Skalierungsfunktion und Wavelet

#### 3.6.5.1 Skalierung / Filterung

Generell stehen zwei Methoden zur Verfügung, um das Eingangssignal zu verarbeiten. Mit Hilfe der Filterung des Signals durch Halbbandfilter lässt sich die Detailauflösung beeinflussen. Diese Halb-

bandfilter teilen das Spektrum eines Signals in zwei Teile: in einen Tiefpass- und einen Bandpassanteil. Oft wird (unpräziserweise) anstatt von einem Bandpassanteil auch von einem Hochpaßanteil gesprochen. Das zweite zur Verfügung stehende Hilfsmittel ist das *Subsampling* bzw. Downsampling und das *Upsampling* des Signals. Dies entspricht der Skalierung bei der CWT.

### 3.6.5.2 Subsampling



**Abbildung 3-30: Subsampling mit Faktor 2**

Beim Subsampling werden einige Stützpunkte der Signalreihe fallen gelassen, was einer Abtastung mit einer niedrigeren Abtastrate gleichkommt. Wegen der Aufteilung in zwei Spektralbereiche und der damit einhergehenden Halbierung des Spektrums findet sich in der Praxis ein Subsampling um den Faktor 2, d.h. alle geraden oder alle ungeraden Stützpunkte werden fallen gelassen, da gemäß dem Abtasttheorem nur halb so viel Stützstellen nötig sind.

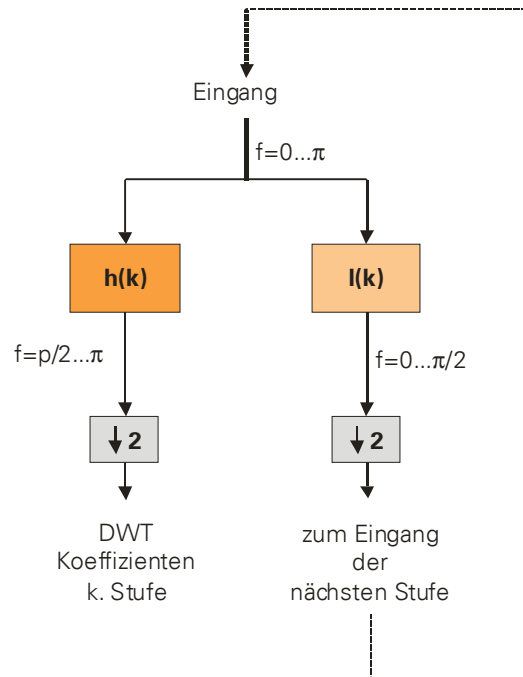
### 3.6.5.3 Upsampling

Dies ist das entgegengesetzte Verfahren. Es werden zusätzliche Stützpunkte in das Signal eingefügt, so als ob man die Abtastrate erhöhen würde. Als Wert für diese zusätzlichen Stützpunkte kommt entweder null oder ein interpolierter Wert in Frage. In der Praxis findet dabei keine künstliche Erhöhung der Abtastrate statt, sondern man fügt Hoch- und Tiefpassanteile zusammen und streckt durch das Upsampling das Signal auf die ursprüngliche Länge.

## 3.6.6 Der Mallat-Algorithmus

Die Aufteilung des Frequenzbandes durch den Mallat-Algorithmus erfolgt nach folgendem Schema: Das Eingangssignal wird durch den ersten Halbband-Tiefpass geschickt. Nach dem Theorem von Ny-

quist ist damit nur noch die Hälfte der abgetasteten Werte notwendig. Man kann deshalb durch ein Subsampling von 2 die Anzahl der Stützstellen des verbleibenden Tiefpassanteils halbieren.



**Abbildung 3-31: Pyramidal algorithm zur Analyse**

Wichtig ist dabei Folgendes: Durch die Tiefpassfilterung geht die Hälfte des Informationsgehaltes bzw. der Auflösung, nämlich der hochfrequente Anteil, verloren. Das anschließende Subsampling von 2 bedeutet dagegen *keinen* Informationsverlust sondern lediglich eine Verdoppelung der Skalierung, da nach dem Nyquist-Theorem bei der halben Bandbreite auch nur die halbe Anzahl an Stützstellen nötig ist.

Nach jedem Durchlaufen dieser Stufe halbieren sich durch Filterung und Subsampling die Anzahl der Samples und der Frequenzbereich. Dies hat zur Folge, dass die Zeitauflösung ebenfalls halbiert, die Frequenzauflösung jedoch verdoppelt wird. Der Ast  $h(k)$  in bildet die Hochpassfilterung, der Ast  $l(k)$  die Tiefpassfilterung.

Insgesamt wird die Stufe so oft durchlaufen, bis nur noch 2 Samples übrig geblieben sind. Anschließend hängt man alle DWT-Koeffizienten aneinander, wodurch man wieder die gleiche Anzahl an Punkten, die das Originalsignal beim Eintritt in die erste Stufe hatte, erhält.

### 3.6.7 Auflösung

Hinsichtlich der Auflösung des oben beschriebenen Verfahrens zur diskreten Wavelettransformation gilt es Folgendes zu beachten:

Die dominanten Frequenzen des zu untersuchenden Signals werden entsprechend ihrer Amplituden auf der Stufe der DWT erscheinen, welche diesen Frequenzbereich überdeckt. Da sich die Auflösung jedoch von Stufe zu Stufe unterscheidet ist es maßgebend, auf welcher Stufe der interessierende

Frequenzanteil des Signals erscheint. Dies bedeutet, dass höhere Frequenzanteile eine bessere Zeitauflösung besitzen, da in diesem Bereich mehr Samples vorhanden sind als in den niederfrequenten, durch Subsampling dezimierten Bereichen. Dagegen ist die Frequenzauflösung in den hochfrequenten Anteilen schlechter und in den niederfrequenten besser, da in diesem Bereich die Intervalle kleiner werden.

Es ist somit sehr wichtig, bereits bei der Datenaufnahme die richtige Abtastfrequenz zu wählen, damit die zu extrahierenden Signalanteile im Frequenzbereich mit der besten Auflösung zu liegen kommen.

### 3.6.8 Filter

Bisher wurde nur von der Filterung gesprochen, ohne etwas über deren Eigenschaften auszusagen. Eine weit reichende Einschränkung ist, dass Tief- und Bandpass nicht unabhängig voneinander sind, sondern vielmehr durch die folgende Bedingung miteinander verknüpft sind:

$$l[N-1-k] = -1^k \cdot h[k] \quad (1.32)$$

Dabei steht N für die Filterlänge, d.h. die Anzahl der Filterkoeffizienten.

Filter, die diese Bedingung erfüllen, werden in der Signalverarbeitung als *Quadratur-Mirror-Filter* (QMF) bezeichnet. In der Bezeichnung Mirror steckt die Eigenschaft, dass die beiden Filter nach der Bedingung aus (1.32) zueinander invers sind, mit alternierendem Vorzeichen. Dazu ein Beispiel: Sei N = 5, k = 0...4, dann ist:

**Tabelle 3-1: Filterkoeffizienten für N = 5**

Tiefpasskoeffizienten	Hochpasskoeffizienten
$l[5-1-0] = l[4]$	$h[0] = l[4]$
$l[5-1-1] = l[3]$	$-h[1] = l[3]$
$l[5-1-2] = l[2]$	$h[2] = l[2]$
$l[5-1-3] = l[1]$	$-h[3] = l[1]$
$l[5-1-4] = l[0]$	$h[4] = l[0]$

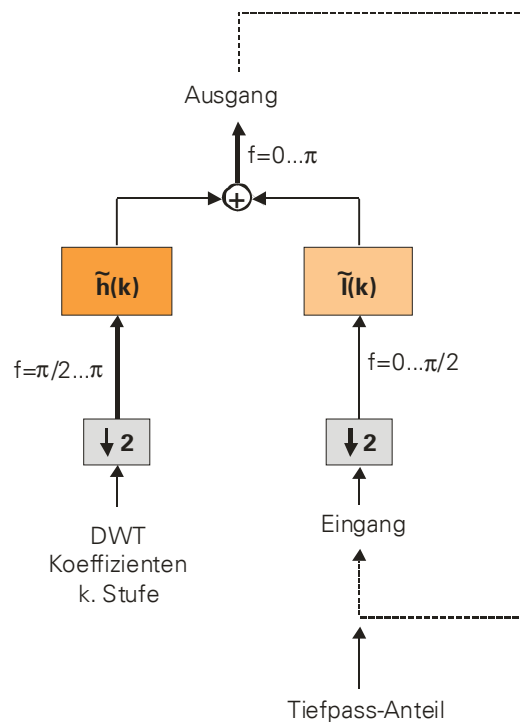
Da die Filterung einer Faltung des Signals mit der Filterfunktion entspricht, gilt für die Berechnung der Ausgangsfolgen:

$$y_{Tiefpass}[k] = \sum_n x[n] \cdot l[-n + 2k] \quad (1.33)$$

$$y_{Hochpass}[k] = \sum_n x[n] \cdot h[-n + 2 \cdot k] \quad (1.34)$$

Die Rekonstruktion des Signals erfolgt in umgekehrter Reihenfolge: Die Signalfolgen werden auf jeder Stufe einem Upsampling unterzogen, durch die Synthesefilter geleitet und anschließend addiert. Dabei werden zur Synthese die gleichen Filter benutzt wie zur Analyse, nur dass im Tiefpasspfad der Analyse-Hochpass benutzt wird und umgekehrt. Dies funktioniert deshalb, weil die als ideal angenommenen Halbbandfilter eine Orthonormalbasis bilden. Als Formel geschrieben lautet dies:

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ y_{\text{Hochpass}}[k] \cdot l[-n+2k] + y_{\text{Tiefpass}} \cdot h[-n+2k] \right] \quad (1.35)$$



**Abbildung 3-32: Synthese**

Genau an dieser Stelle befindet sich der Haken an der DWT bezüglich der Rekonstruktion des ursprünglichen Signals, da eine genaue Rekonstruktion nur unter Verwendung eines idealen Halbbandfilters gelingt! Es ist natürlich offensichtlich, dass ein ideales Filter nicht realisiert werden kann. Aber: Betrachtet man die Filter als Wavelets, so lassen sich Wavelets finden, mit denen eine vollständige Rekonstruktion möglich ist!





## 4 Experimenteller Aufbau

Im Rahmen der Entwicklung neuer Algorithmen zur Bestimmung des arteriellen Blutdruckes stand sehr früh fest, dass eine Entwicklung nur dann Erfolg versprechend ist wenn genügend reale Messdaten und geeignete Tools für die Auswertung zur Verfügung stehen. Dies führte zu dem in Abbildung 4-1 gezeigten Systemkonzept.

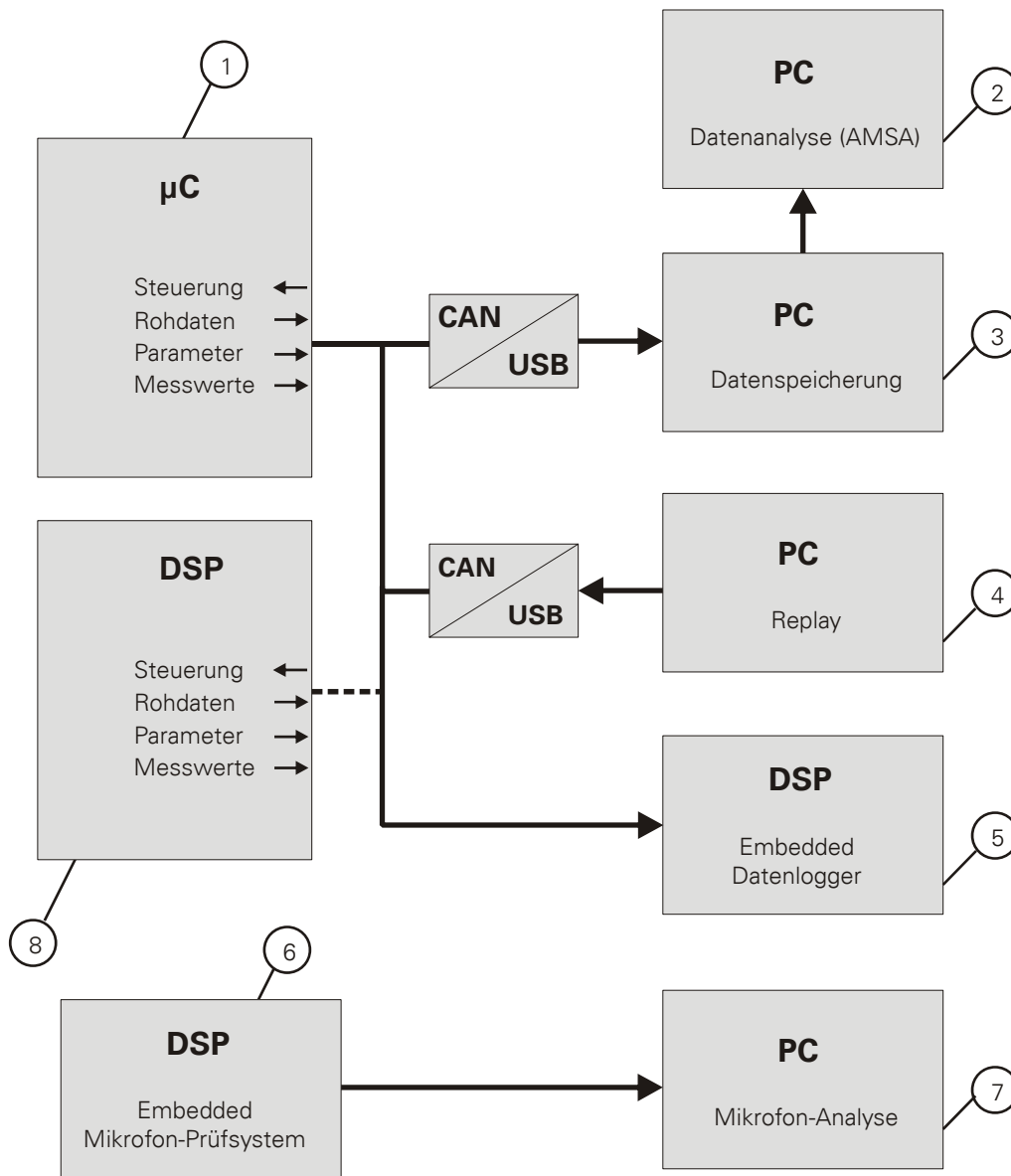


Abbildung 4-1: Gesamtsystemkonzept

Die Komponenten 1 bis 7 werden in den nachfolgenden Abschnitten genauer dargestellt. Hier lediglich ein kurzer Überblick zum Signalfluss:

Die Daten (Rohdaten der Signale, Parameter) werden aus einem bestehenden System (1) über eine CAN-Schnittstelle auf dem PC (3) oder einem Datenlogger (5) erfasst und für eine spätere Analyse

gespeichert. Die Auswertung der Daten mittels der neu entwickelten Algorithmen erfolgt über die PC-Applikation (2). Für eine spätere Implementierung der Algorithmen in ein Embedded-System wurde ein Modul (4) entwickelt das es ermöglicht beliebig Messdatensätze in das Embedded-System einzuspeisen. Das Modul (8) ersetzt in einem späteren Schritt das System (1) komplett.

Unabhängig von diesen Modulen wurde ein DSP basiertes Mikrophon-Analyse-System (8) aufgebaut. Die Auswertung der Daten erfolgt mit einer PC-Applikation (7).

## 4.1 Körperschall-Sensor

Zur nicht-invasiven Bestimmung des Blutdruckes nach dem Verfahren von Korotkoff bedarf es zweier Sensoren. Dies ist zum einen ein Drucksensor auf Halbleiterbasis, der den absoluten Manschetten-Druck registriert und in Verbindung mit dem im DSP integrierten Analog-Digital-Wandler die Druckwerte zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung stellt. Hier kann ein Standard-Drucksensor mit einem Druckbereich von 0 bis 0,5 bar zum Einsatz kommen.

Beim zweiten Sensor handelt es sich um ein Körperschallmikrophon zur Registrierung der Korotkoff-Geräusche, da Charakteristik und Qualität dieses Sensors entscheidend sind für gute Messergebnisse. Bereits erste Untersuchungen haben gezeigt, dass am Markt verfügbare Körperschallmikrofone erhebliche Schwankungen aufweisen. Somit wurde die Entwicklung eines geeigneten Sensors zur Registrierung des Korotkoff-Signals mit zu einem Schwerpunkt dieser Arbeit, weshalb nachfolgend ein eigenes Kapitel zu diesem Sensor folgt. Zuvor sind jedoch einige Überlegungen zum Thema Körperschall nötig, um genügend Informationen zum zu erwartenden Messsignal zu erhalten.

Alle am Markt erhältlichen Geräte zur Messung nach dem auskultatorischen Verfahren benutzen seit Jahren mehr oder weniger das gleiche Mikrophon. Es handelt sich dabei um eine Metallkapsel, bestehend aus Ober- und Unterschale, mit einem integrierten Impedanzwandler und einer aufgeklebten Piezo-Scheibe. Hergestellt wird dieses Mikrophon von einem nicht bekannten Hersteller in Fernost.

Untersuchungen an einer Reihe von Mikrofonen haben gezeigt, dass es sehr große Schwankungen bezüglich Arbeitspunkt und Verstärkung gibt. Da hierbei Serienprodukte geprüft wurden liegt der Verdacht nahe, dass die Hersteller von Blutdruckmessgeräten der Qualität dieses Sensors nur eine untergeordnete Aufmerksamkeit schenken. Im Wesentlichen werden die Mikrofone wohl ohne Einzelprüfung ausgeliefert. Nachforschungen haben ergeben, dass vielfach überhaupt keine geeigneten Prüfmittel vorhanden sind.

### 4.1.1 Optimierung des mechanischen Aufbaus

Wie bereits einleitend erwähnt besteht die Mikrophonkapsel aus einer Ober- und Unterschale aus Metall, wie beispielsweise in Abbildung 4-2 dargestellt. Die Unterschale dient zur Aufnahme der Leiterplatte mit dem Impedanzwandler, die Oberschale trägt das Piezo-Plättchen, das auf der Innenseite aufgeklebt ist. Da es im praktischen Einsatz immer wieder zu starker Korrosion sowohl innen als auch außen bei der Unterschale kommt, lag eine Untersuchung der verwendeten Materialien nahe. Das Ergebnis zeigte, dass es sich bei der Unterschale um ein gewöhnliches Weißblech handelt, während

die Oberschale mit dem Piezo-Plättchen aus einer Messing-Legierung besteht. Darüber hinaus ist die Korrosion im Inneren der Unterschale ein Indiz dafür, dass das Gehäuse gegen Körperschweiß nicht ausreichend dicht ist.

Ein weiteres Problem bei diesen allgemein gebräuchlichen Mikrofonen ist ein Abscheren des Kabels an der Stelle der Durchführung der Mikrofonkapsel. Ursache hierfür sind die geringe Materialstärke und die fehlende Zugentlastung.



**Abbildung 4-2: Mikrofon mit Original-Blechgehäuse**

Eine Weiterentwicklung in mechanischer Hinsicht musste sich somit auf die Kriterien Dichtigkeit, korrosionsfeste Materialien sowie ausreichender mechanischer Schutz des Kabels konzentrieren. Dies führte zur Entwicklung folgender zwei Mikrofonkapseln:

a) Mikrofonkapsel 1

Der Aufbau ist in Abbildung 4-3 gezeigt. Die Unterschale wurde durch ein PVC-Drehteil ersetzt, die Oberschale durch einen PVC-Ring mit eingelegter Messingscheibe und aufgeklebtem Piezo-Plättchen. In der Unterschale wurde außerdem eine Zugentlastung vorgesehen.



**Abbildung 4-3: Mikrofon mit PVC / Messing-Oberschale**

Längere Tests in der Praxis zeigten eine ausreichende Dichtigkeit sowie keinerlei Probleme mit dem Kabel. Allerdings ergaben sich Nachteile aufgrund der veränderten mechanischen Eigenschaften der Oberschale. Diese wurde zwar ebenfalls aus Messing gefertigt, jedoch ergaben sich hinsichtlich des Signals große Abweichungen verglichen mit den bisherigen Oberschalen. Eine mögliche Erklärung dafür ist, dass im Gegensatz zu der tiefgezogenen Oberschale die Messingscheibe am Rand keine mechanische Einspannung besitzt und somit der Trommeleffekt verloren geht.

b) Mikrofonkapsel 2

Aufgrund der oben beschriebenen Unzulänglichkeiten hinsichtlich der Übertragungseigenschaften der Messingscheibe wurde im zweiten Versuch eine Mikrofonkapsel entwickelt, die die bisherige bewährte Oberschale nutzt und nur die korrosionsempfindliche Unterschale durch PVC ersetzt. Den Aufbau zeigt Abbildung 4-4.



**Abbildung 4-4: Modifiziertes Mikrofon mit PVC-Unterschale**

Zahlreiche Messreihen zeigten, dass sich keine Änderung in der Übertragungseigenschaft ergibt. Gleichzeitig wurde jedoch eine hervorragende Dichtigkeit dadurch erzielt, dass Ober- und Unterschale mit Silikon verklebt werden. Durch eine um ca. 0,2 mm kleinere Dimensionierung des Bohrdurchmessers zur Kabeldurchführung im PVC-Teil gegenüber der inneren Metall-Oberschale wurde der Kontakt des Kabels mit dem dünnwandigen Metall völlig vermieden und somit einem Abscheren wirkungsvoll vorgebeugt.

Aufgrund der guten Erfahrungen wurden im weiteren Verlauf alle Messungen mit dieser Variante durchgeführt.

#### **4.1.2 Optimierung des elektrischen Aufbaus**

Ebenso wie der mechanische Aufbau unterscheidet sich bei fast allen Mikrofonen auch die Elektronik nicht. Ausnahme bilden nur zwei Typen aus jüngerer Zeit.

Es handelt sich um einen JFET-Verstärker in Source-Schaltung. Entscheidend ist dabei, dass sich der Drainwiderstand nicht im Mikrofon, sondern im Messgerät befindet. Dies bietet zwar den Vorteil, mit einer Zweidrahtleitung auszukommen, jedoch mit dem gravierenden Nachteil, dass sowohl Arbeitspunkt als auch Verstärkung lediglich über den Sourcewiderstand einstellbar sind. Da jedoch aufgrund der Beschaltung des Messgerätes ein Arbeitspunkt von ca. 2,5 Volt erwartet wird ergeben sich keine Möglichkeiten einer Verstärkungseinstellung über den Sourcewiderstand, d.h. Fertigungsstreuungen des JFET können nicht kompensiert werden. Die nahe liegende Lösung einer Arbeitspunkteinstellung mittels Spannungsteiler scheidet aus, weil dazu eine dritte Leitung mit Versorgungsspannung nötig wäre. Aufgrund der nötigen Kompatibilität mit vorhandenen Geräten scheidet diese Möglichkeit jedoch aus.

Somit lag das Ziel einer Optimierung der Elektronik darin eine Schaltung zu entwickeln, die eine getrennte Einstellung des Arbeitspunktes erlaubt und darüber hinaus Fertigungstoleranzen der JFET-Transistoren bezüglich Vorwärtsverstärkung mittels geeigneter Rückkopplung kompensiert.

Die Lösung lag im Einsatz eines MOSFET-Transistors mit geeigneter Rückkopplung und einer Schaltung zur Arbeitspunktgenerierung unabhängig von den Transistorparametern. Eine Messreihe mit 100 Mikrofonen hat gezeigt, dass die für diese Kriterien entwickelte Schaltung die bislang bestehenden Probleme lösen konnte. Die maximalen Arbeitspunktabweichungen liegen bei ca. 0,2 Volt, die maximalen Schwankungen der Verstärkung bei ca. +/- 5 Prozent, was mehr als ausreichend ist.

## 4.2 Mikrofon-Prüfsystem

Für alle zuvor ausgeführten Überlegungen bezüglich einer Optimierung des Mikrofons stellt sich das Problem, dass derzeit kein kommerzielles Prüfgerät zur Verfügung steht, das es erlaubt nicht nur die elektrischen, sondern auch die mechanischen Eigenschaften reproduzierbar zu messen. Ohne dies ist jedoch eine Optimierung bzw. ein Vergleich zwischen verschiedenen Mikrofonen nicht möglich.

Die Aufgabe eines zu entwickelnden Prüfsystems ist es vor allem, eine Ankopplung des Mikrofons zu realisieren, die den realen Bedingungen möglichst gut entspricht. Dies bedeutet, dass nicht nur das eigentliche Signal aufgebracht werden muss, sondern es muss auch die Vorspannung infolge des Manschettendrucks nachgebildet werden. Was das Signal selbst angeht, so ist es eigentlich nur möglich, eine Art Impuls aufzubringen und die Signalantwort zu registrieren, da wie in dem Kapitel über die Hypothesen der Entstehung des Korotkoff-Phänomens der für das Signal verantwortliche Effekt bis heute nicht klar erforscht ist.

Die anfängliche Überlegung das gemessene Signal aufzuzeichnen und als Ansteuerung eines Aktors zu benutzen, der das zu messende Mikrofon anregt, scheitert daran, dass das registrierte Signal bereits durch Gewebe und Charakteristik des Messaufnehmer in seinem Frequenzspektrum verändert ist. Somit wurde versucht, das Frequenzverhalten dadurch zu messen, indem man den Prüfling mit einem Rechteckimpuls beaufschlagt und die zugehörige Impulsantwort registriert auswertet.

### 4.2.1 Mikrofon-Prüfsystem 1

In einem ersten Versuchsaufbau wurde der Prüfling auf einen Piezo-Lautsprecher, der als Aktor diente, aufgelegt und mit einem definierten Gewicht als Gegenkraft beschwert. Die Ansteuerung erfolgte mit Hilfe eines Funktionsgenerators und einem NF-Verstärker. Dieser Aufbau erwies sich jedoch rasch als nicht geeignet, da für die Kopplung zwischen Sensor und Aktor die Oberflächengeometrie des Prüflings entscheidend war. Aufgrund von Fertigungstoleranzen der Blechoberteile der Mikrofonkapsel ist diese mal mehr, mal weniger konvex gebogen.

Diese Problematik führte schließlich zu dem in gezeigten Versuchsaufbau.

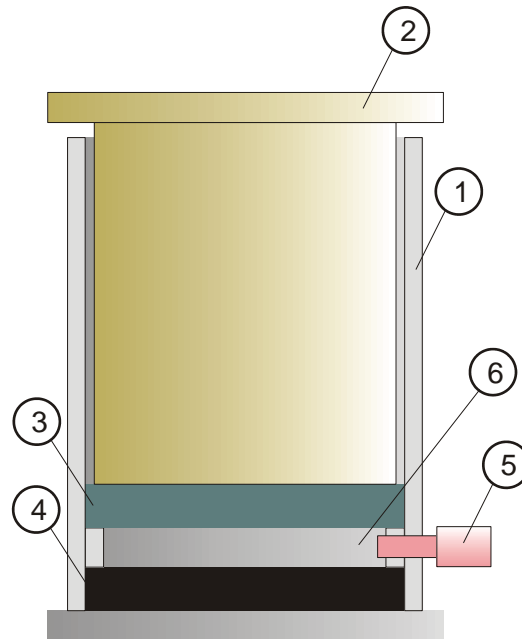


**Abbildung 4-5: Mikrofonprüfgerät im geöffneten Zustand**

Die Prüfvorrichtung besteht aus einem Aluminiumzylinder, in dessen Bodenplatte ein Referenzmikrofon eingebaut ist, sowie einer Druckkammer, einer Aufnahme für den Prüfling, sowie einem Gegengewicht aus Messing.

Der Aufbau soll anhand Abbildung 4-5 erläutert werden: Der äußere Zylinder (1) dient zur Aufnahme von Referenzmikrofon (4) und Prüfling (3). Der Zylinder (1) besitzt zwischen den beiden Mikrofonen einen verringerten Durchmesser, der die Druckkammer (6) bildet und gegen die beiden Mikrofone mittels O-Ringen abgedichtet ist. Das Referenzmikrofon (4) ist dabei durch die Bodenplatte mit dem Zylinder fest verschraubt. Der Prüfling wird mit Hilfe des Gegengewichtes (2) gehalten. Dieser Aufbau hat den entscheidenden Vorteil, dass der Prüfling nur im Randbereich des Gehäuses gehalten wird und die mechanische Beaufschlagung mittels Luft erfolgt. Dadurch geht die Geometrie der Gehäuseoberfläche nicht in die mechanische Ankopplung ein.

Zur Funktionsweise: Nach Einlegen des Prüflings (3) und Einsetzen des Gegengewichtes (2) wird die Druckkammer über den Luftanschluss (5) zunächst mit einem statischen Druck zur Simulation des Manschettendrucks beaufschlagt. Anschließend wird mittels eines elektronisch gesteuerten Ventils für einen kurzen Zeitraum Luft abgelassen, wodurch ein Impuls an den beiden Mikrofonen entsteht. Mit Hilfe des dabei registrierten Signals kann das Amplituden- und Frequenzverhalten bestimmt werden.



**Abbildung 4-6: Längsschnitt Mikrofonprüfgerät, Schematischer Aufbau Druckzylinder**

#### 4.2.2 Mikrofon-Prüfsystem 2

Als weiteres System zur Überprüfung und Bewertung von Mikrofonen soll ein Prüfaufbau der PTB vorgestellt werden. Es handelt sich dabei um einen Schwingungsgenerator mit einer Art künstlichen Arm zum Anlegen der kompletten Manschette mit Mikrofon. zeigt den Aufbau.

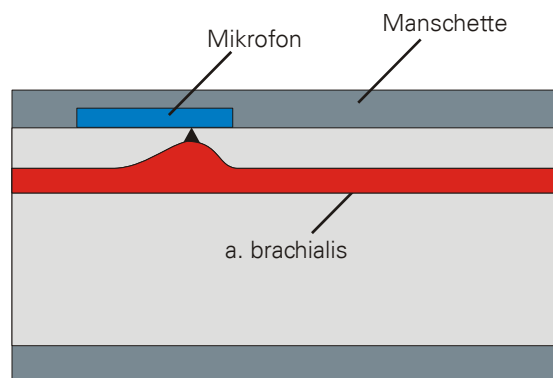
Der Arm besteht aus einem mit einem mit Silikon ummantelten Rohr. Dieser ist über eine Metall-Verbindungsstange mit einem Vibrations-Exzenter verbunden. Die Anregung des Exzenters erfolgt über einen Leistungsverstärker, dem ein zuvor aufgezeichnetes Mikrofonsignal zugeführt wird. Praktische Versuche mit den hier vorgestellten Mikrofontypen haben gezeigt, dass eine sehr starke Anregung erfolgen muss, um ein Messsignal am Mikrofon zu erhalten, das der Amplitude einer normalen Messung am menschlichen Probanden gleichkommt. Eine nähere Betrachtung der Funktionsweise ergab, dass die geringe Empfindlichkeit insbesondere dadurch begründet ist, dass eine zur normalen Messung konträre Anregung des Mikrofans erfolgt: Der Exzenter regt das komplette System aus Manschette und Mikrofon bestehend an. Bei einer realen Messung wird dagegen lediglich die Mikrofonkapsel durch Schwingungen im Arm angeregt. Anders betrachtet misst man mit dem hier vorgestellten Prüfsystem keine Druckschwingungen an der Mikrofonkapsel, sondern eine Beschleunigung.





**Abbildung 4-7: Prüfvorrichtung PTB**

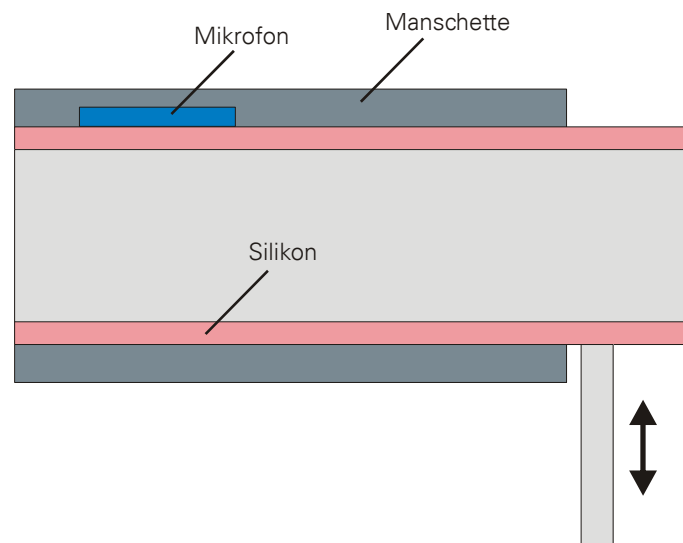
zeigt schematisch die Funktionsweise der Messung mit Manschette und Mikrofon am Oberarm. Der Messeffekt beruht dabei auf einer Druckschwankung im Gefäß, die sowohl (über das Medium Gewebe) einen Druck und somit eine Kraft auf die Fläche der Mikrofonkapsel aufbringt als auch einen Körperschall erzeugt.



**Abbildung 4-8: Schematischer Ausschnitt Oberarm mit Manschette**

Im Vergleich dazu ist in das Messprinzip des Simulators, bestehend aus Vibrations-Exzenter-Anschluss und künstlichem Arm, schematisch dargestellt. Hier wirkt keine direkte Kraft auf die Mikro-

fonkapsel, sondern es wird lediglich die Beschleunigung des Gesamtsystems gemessen. Aufgrund der geringen Masse der Mikrofonskapsel erfolgt eine dementsprechend schwache Anregung des Piezo-Aufnehmers in der Kapsel.



**Abbildung 4-9: Schematischer Ausschnitt künstlicher Arm mit Manschette**

Zusammengefasst ergeben sich bei dieser Simulationsvorrichtung zwei entscheidende Nachteile:

- a) Dem Messsignal aus dem Mikrofon liegt ein völlig anderer Effekt zugrunde als im realen System. Es wird anstatt einer Druckschwankung bzw. eines Körperschalls eine Beschleunigung gemessen.
- b) Die Anregung des Exzenters erfolgte mit einem realen Messsignal, das zuvor mit einem Mikrofon an einem Probanden aufgezeichnet wurde, was nach obigen Ausführungen keinen direkten kausalen Zusammenhang ergibt. Davon abgesehen handelt es sich bei dem anregenden Signal nicht um das reale Signal, das durch das Gefäßsystem an der Stenose im Oberarm erzeugt wird, sondern bereits um ein durch das ursprüngliche Mikrofon „transformiertes“ Signal.

Dies bedeutet, dass selbst bei mechanisch korrektem Simulationsmodell das ursprünglich zur Aufzeichnung benutzte Mikrofon mit seinem Übertragungsverhalten bekannt sein müsste und ein entsprechend rücktransformiertes, d.h. um das Übertragungsverhalten des Mikrofons bereinigtes Signal zur Anregung des Exzenters benutzt werden müsste. verdeutlicht diesen Zusammenhang.



Abbildung 4-10: Puls und elektrisches Signal

## 4.3 PC-Applikationen

### 4.3.1 PC-Applikation Mikrofon-Analyse

Zeigt die Ansicht des Programms zur Analyse der Parameter aus der Mikrofonvermessung. Es werden dabei eine Amplitude und zwei Zeitintervalle dargestellt. Durch diese drei Parameter kann eine schnelle qualitative Kontrolle einer Vielzahl von Mikrofonen erfolgen.

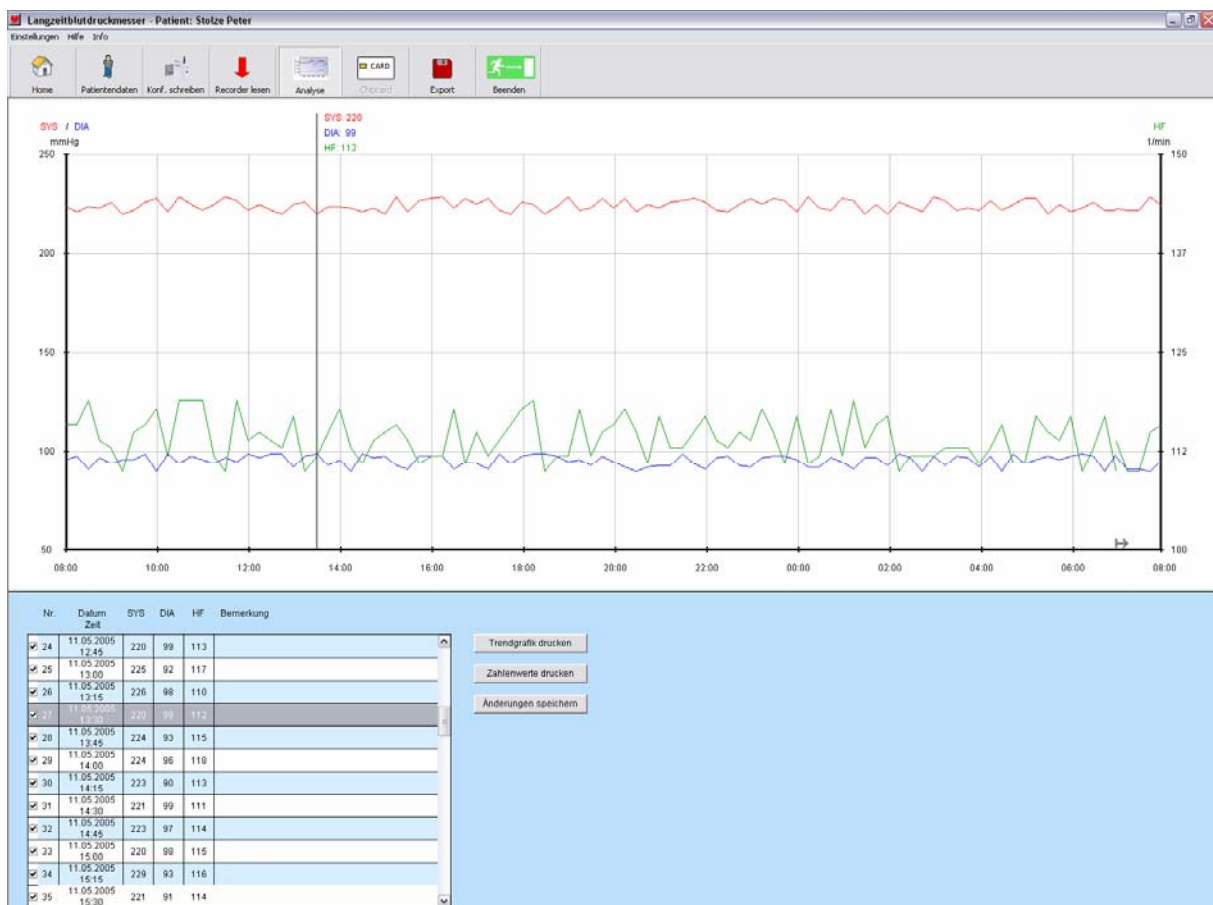


Abbildung 4-11: PC-Applikation MikroAnalyzer

### 4.3.2 PC-Applikation zur Datenspeicherung

Eines der Hauptziele dieser Arbeit war es Algorithmen zu entwickeln, die unter erschwerten Bedingungen eine möglichst hohe Messsicherheit unter Belastung erzielen. Wie sich sehr schnell zeigte sind dazu langwierige Optimierungen notwendig, da die gemessenen Signale sowohl aufgrund unterschiedlicher Patienten als auch aufgrund stark schwankender Störungen extrem unterschiedlich sind. Um häufige Änderungen bzw. Optimierungen an Algorithmen zur Blutdruckmessung zu testen ist es somit wünschenswert die Messdaten so aufzuzeichnen, dass offline alle notwendigen Informationen zur Verfügung stehen, um eine Messung beliebig oft einer erneuten Auswertung zu unterziehen. Nur so kann eine Aussage darüber erfolgen, ob ein veränderter Algorithmus tatsächlich die gewünschte Verbesserung bringt oder nicht.

Dies bedeutet, dass alle Sensorsignale im Rohformat zur Verfügung stehen müssen. zeigt den Signalfluss der dafür entwickelten Anwendung.

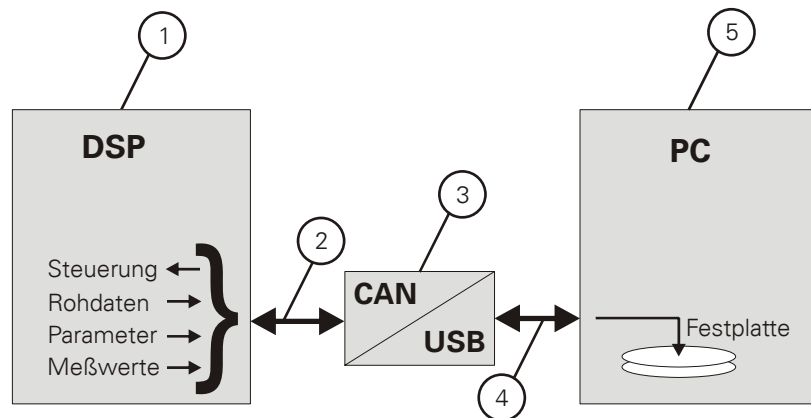


Abbildung 4-12: Signalfluss

Druck- und Mikrofonsignal werden mit einer Abtastrate von 800 Hz digitalisiert und mit gleicher Frequenz über den CAN-Bus (2) verschickt. Die Anbindung des CAN-Bus an den PC erfolgt mit Hilfe eines CAN-USB-Adapters (3), der die Daten an eine speziell dafür entwickelte Applikation weiterleitet. Diese Applikation speichert die Daten auf Festplatte zur späteren Verwendung. Zusätzlich zu diesen Signaldaten werden zu Anfang und Ende einer Messung Informationen bezüglich Offset und sonstiger Einstellungen im Gerät sowie der vom Gerät ermittelten Ergebnisse für Systole, Diastole und Herzfrequenz übertragen und gespeichert. Dies erleichtert die spätere Auswertung bzw. den Vergleich zwischen ursprünglichem und modifiziertem Algorithmus.

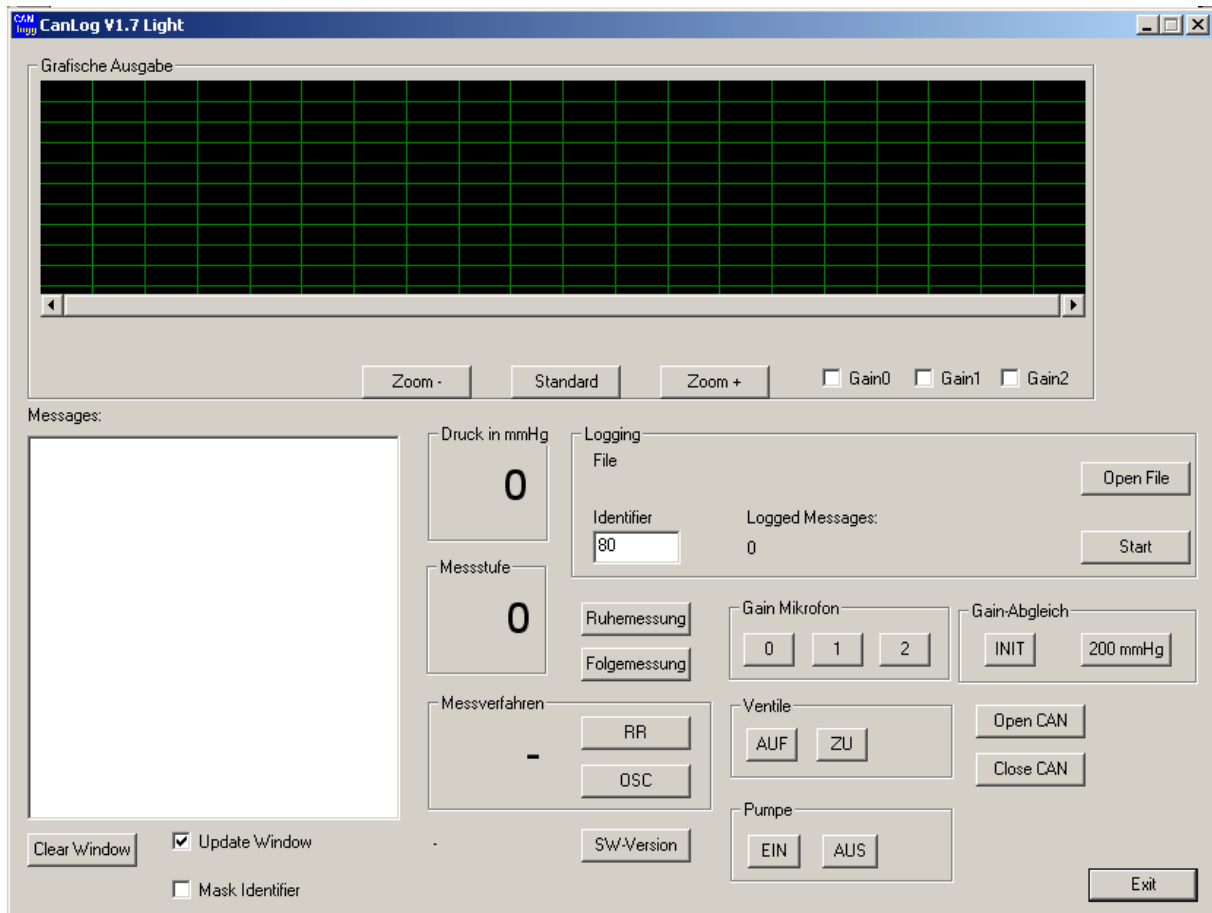


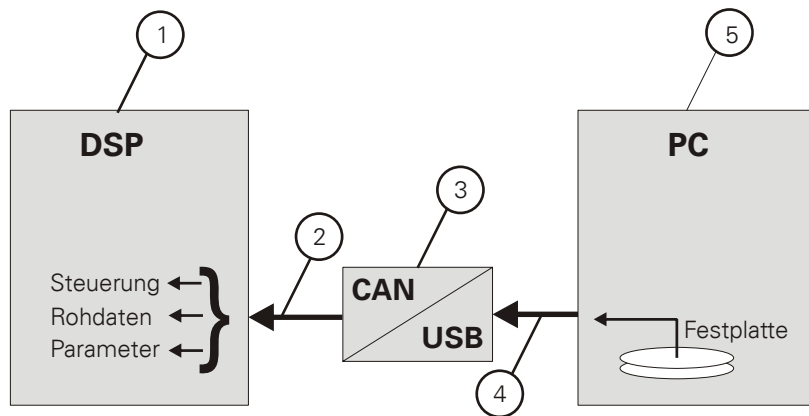
Abbildung 4-13: GUI

Diese Methode der Aufzeichnung hat sich technisch zwar bewährt, jedoch bereitet der dazu nötige PC bzw. Notebook in der Praxis des Öfteren Probleme. So gibt es immer wieder Kliniken mit erhöhten Fehlerraten oder sonstigen Problemen bei der Messung. Diese treten jedoch nur sporadisch auf, sodass es sehr schwierig ist, die Ursache für solche Fehlmessungen zu untersuchen. Andererseits sind aber gerade solche Messungen für die Optimierung der Algorithmen von großer Bedeutung. Dies führte zur Entwicklung eines kleinen, kompakten Gerätes zur vollautomatischen Speicherung der Daten.

#### 4.3.3 PC-Applikation zur Datenrückspeisung

Im zweiten Schritt wurde ein System benötigt, das es erlaubt die gespeicherten Daten möglichst ohne größere Eingriffe in die Software des DSP erneut auszuwerten. Dazu wurde ein CAN-Kanal im Remote-Request Betrieb betrieben und die Daten auf dem PC entsprechend zum Abruf zur Verfügung gestellt. Lediglich die ADC-Routine wurde dazu gegen eine Routine zum Einlesen der Signale über den CAN-Bus ausgetauscht. Alle anderen Abläufe im DSP werden dafür nicht modifiziert, sodass bis auf die Pneumatikregelung für den Aufpump- und Ablassvorgang alle Schritte ausgeführt werden, als ob die Daten in Echtzeit über den ADC digitalisiert würden.

Die prinzipielle Funktionsweise zeigt die nachfolgende Abbildung.



**Abbildung 4-14: Signalfluss Offline-Messdaten**

Die dazu entwickelte PC-Anwendung zeigt Abbildung 4-15. Sie erlaubt es zum einen, einzelne Messungen zu laden und den Messvorgang im DSP über ein spezifiziertes CAN-Kommando auszulösen, und zum anderen lassen sich komplette Messreihen laden, sodass eine automatische Wiederholung beliebig vieler Messungen erfolgen kann. Die Ergebnisse dieser Wiederholmessungen werden wiederum vom Blutdruckmesser zum PC übertragen und in einer Datei gespeichert. Eine weitere Applikation auf dem PC erlaubt es dann, nach Abschluss aller Messungen, alle Ergebnisse in einer Tabelle im Vergleich zu den ursprünglich gemessenen Werten darzustellen. Somit erhält man selbst bei größeren Datenmengen einen schnellen Überblick über die Qualität neuer bzw. modifizierter Algorithmen. zeigt die PC-Applikation.

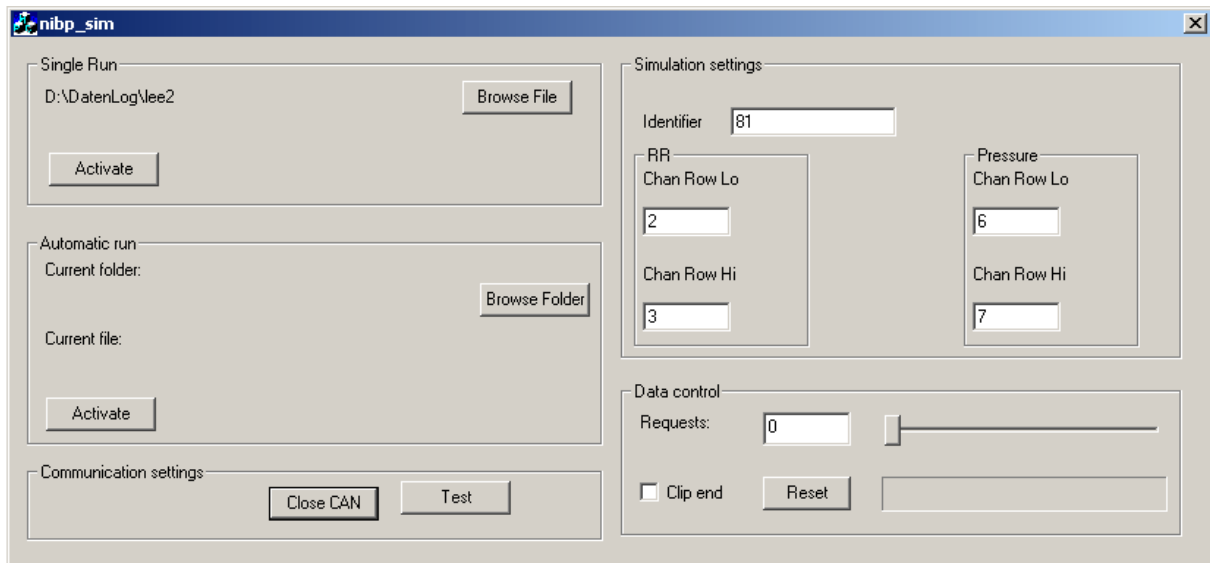


Abbildung 4-15: PC-Applikation

#### 4.3.4 PC-Applikation zur Messdaten-Analyse

Die Messdaten, die mit Hilfe des Datenloggers bzw. des oben gezeigten PC-Tools erfasst wurden bedurften einer Auswertung auf dem PC. Diese umfasst:

- Einlesen der Dateien
- Signalverarbeitung
- Visualisierung
- Dokumentation

Die anfängliche Auswertung der Messdaten mit Hilfe von MatLab und der darin enthaltenen Wavelet-Toolbox stieß bald an ihre Grenzen. Insbesondere die Verarbeitungsgeschwindigkeit des interpreterbasierten Systems war für die Fülle von Messdaten nicht sinnvoll einsetzbar. Vom Einlesen der Daten über Signalverarbeitung mittels MSA bis hin zum Ausdruck waren je nach Dauer der Messung bis zu 3,5 Minuten notwendig. Bedenkt man, dass im Rahmen eines einzelnen Tages einer Validierung im Mittel 100 Messungen anfallen so ist dieser Zeitbedarf keineswegs tolerierbar. Dies führte zur Entwicklung einer speziellen Applikation, welche den Zeitbedarf von 3,5 auf bis zu 0,6 Minuten reduzieren konnte und darüber hinaus in einem speziellen Automatik-Modus eine komplette Messreihe vollautomatisch verarbeiten kann. Insgesamt bietet das Programm drei verschiedene Ansichten:

- Normale Darstellung mit vergrößerten systolischen und diastolischen Bereichen in der unteren Hälfte (Abbildung 4-16)
- Darstellung der MSA, d.h. obere Hälfte Originalsignal, untere Bildhälfte Mikrofonsignal nach der MSA.
- Darstellung von ausgewähltem Wavelet und Skalierungsfunktion.

Bei der Implementierung dieser Applikation in C++ zeigte sich das Problem, dass völlig andere Signalverläufe nach der MSA erhalten wurden als mit der MatLab Wavelet-Toolbox. Dieses Problem schien zunächst nicht lösbar, da auch mehrfache Kontrolle der betroffenen Programm-Module keinen Fehler zu Tage brachte. Erst durch detailliertes Debugging der MatLab-Toolbox stellte sich heraus, dass in MatLab-GUI ein Fehler in der Grafikanzeige vorliegt. Somit erwies sich die Entwicklung der eigenen hier vorgestellten Applikation nicht nur aus Laufzeitgründen als sehr sinnvoll!

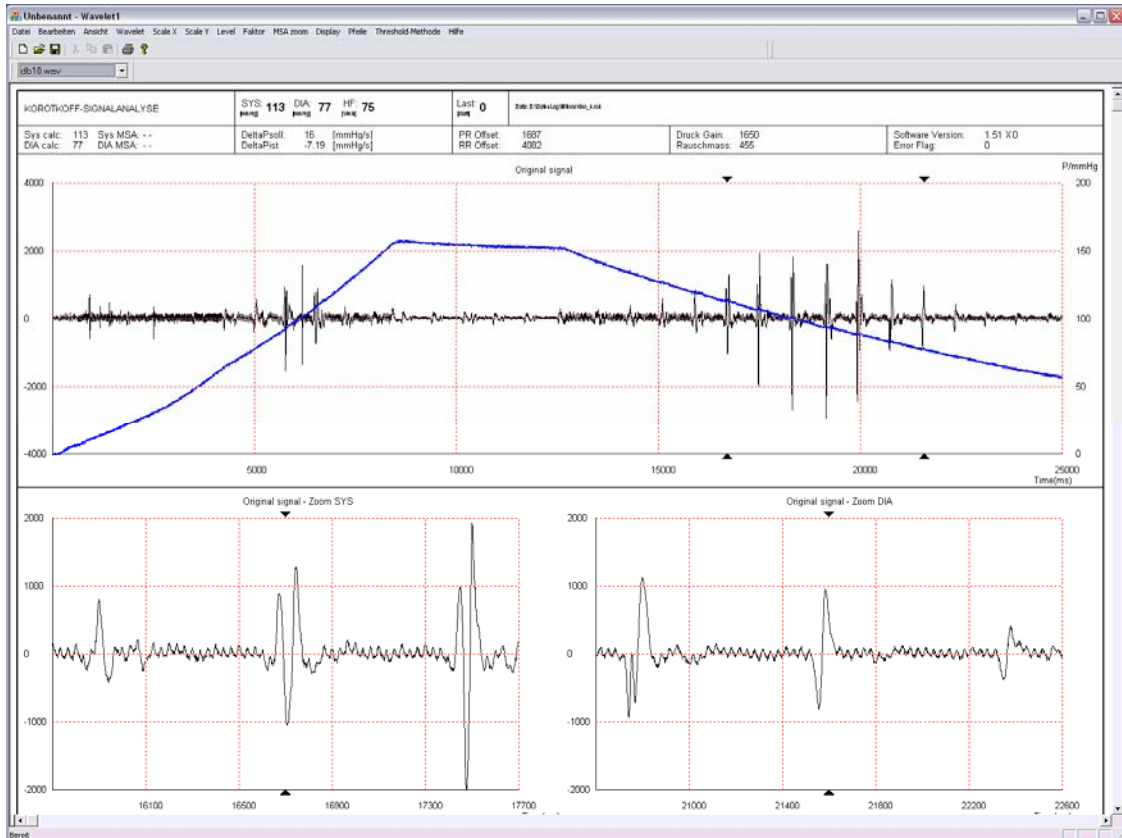


Abbildung 4-16: PC-Applikation



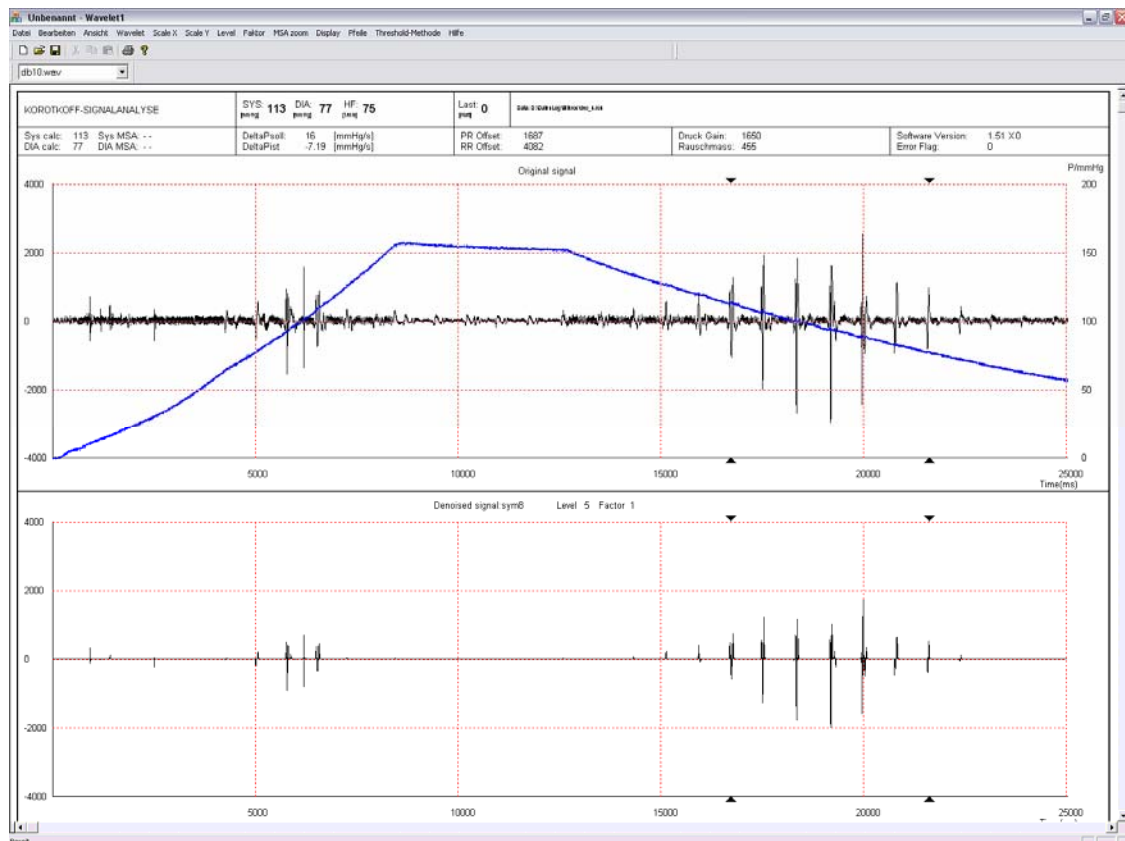


Abbildung 4-17: MSA-Ansicht PC-Applikation

## 4.4 CAN-Datenlogger

Wie im vorangegangenen Kapitel erläutert bedurfte es eines kompakten Gerätes zur Datenaufzeichnung der Rohsignale von Mikrophon und Drucksensor. Die Anforderungen waren im Wesentlichen:

- Kompakter und robuster Aufbau
- Stand-Alone-Betrieb
- Universelle Schnittstellen (RS232, CAN, USB)
- Standard-Speichermedien, austauschbar.

Dies führte dann zur Entwicklung des in gezeigten Datenloggers. Mit Hilfe des Benutzerinterfaces ist es möglich eine einfache Parametrierung bezüglich der zu speichernden Daten vorzunehmen. Für die Aufzeichnung der Signale im Rahmen der Validierung der in dieser Arbeit entwickelten Algorithmen wurde die CAN-Schnittstelle benutzt. Sie ermöglichte es an jedem beliebigen Ergometer der Baureihe ergoselect (Fa. Ergoline) gezielt Daten zu speichern, indem über das Benutzerinterface die notwendigen CAN-Identifizierer ausgewählt wurden und diese dann während des klinischen Alltags im Hintergrund aufgezeichnet wurden. Der Datenaustausch mit der jeweiligen Klinik erfolgte durch Austauschen der CompactFlash-Speichermedien.



**Abbildung 4-18: Datenlogger**

Eine weitere Vorgabe war es die CompactFlash-Medien an jedem PC mittels Kartenlesegerät ohne zusätzliche Software auslesen zu können. Dies legte die Beschreibung der Karten mit einem Dateisystem nahe. Dazu wurde ein standardisiertes FAT-32-Dateisystem im Microcontroller des Datenloggers implementiert. Damit war es möglich alle gespeicherten Messungen sofort mit dem entsprechenden Datenauswertungs-Tool am PC zu verarbeiten. Zusätzlich zu den digitalisierten Signalen von Mikrofon und Drucksensor war es nötig zur Auswertung der Daten verschiedene Parameter im Header einer jeden Datei zu speichern. Der Aufbau ist in Tabelle 4-1 Dargestellt.

Zeile 1	Software-Vers.		0		0		0	
	LB	HB						
Zeile 2	PR_OFFSET		DRUCK_GAIN_F.		RR_OFFSET		OSC_OFFSET	
	LB	HB	LB	HB	LB	HB	LB	HB
Zeile 3	0		0		0		0	
Zeile 4... n-4	ADC_RR_KL		ADC_RR_GR		SUMA_OSC		ADC_PR	
	LB	HB	LB	HB	LB	HB	LB	HB
Zeile n-3	SYS orig.		DIA orig.		HF orig.			
	LB	HB	LB	HB	LB	HB	00	AA
Zeile n-2	SYS mod.		DIA mod.					
	LB	HB	LB	HB			00	BB
Zeile n-1	MIN_RR_HUB...		ErrorFlags		DeltaPsoll			
	LB	HB	LB	HB	LB	HB	00	CC
Zeile n	ZeigerSYS		ZeigerDIA					
	LB	HB	LB	HB	LB	HB	00	DD

**Tabelle 4-1: Dateiaufbau Datenlogger-Dateien**

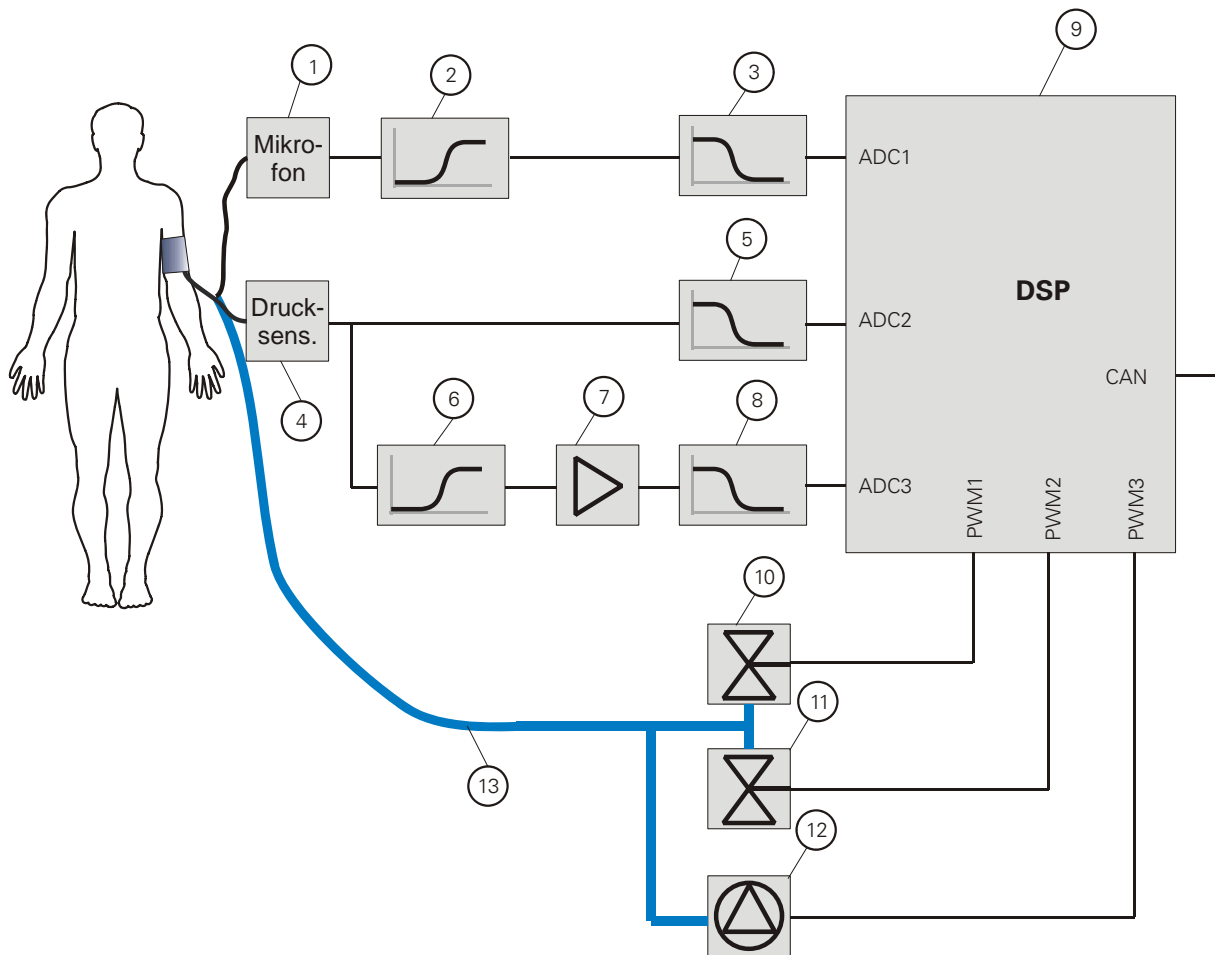
Da die Speicherung der Daten mangels RAM zur Zwischenspeicherung sequentiell und in Echtzeit auf der CompactFlash-Karte erfolgt war es nötig den Header auf Anfang und Ende der Datei zu verteilen, da bestimmte Parameter erst am Ende des Messablaufs verfügbar sind. So werden beispielsweise die im Gerät gemessenen Blutdruckwerte zum späteren Vergleich am Ende der Datei gespeichert. Ebenso eventuell aufgetretene Fehler in Form von Errorflags.

## 4.5 DSP-Modul

Wie aus den vorangehenden Kapiteln hervorgeht ist die Hauptmotivation, ein System zu entwickeln, das eine zuverlässige Messung unter Belastung erlaubt. Belastung bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die Signale aus den Sensoren mit Störungen beaufschlagt sind, die in aller Regel in ähnli-

chen Frequenzspektren liegen wie das Nutzsignal. Somit entscheidet die digitale Signalverarbeitung wesentlich über Erfolg oder Misserfolg der Messung.

Aufgrund dieser Anforderungen erschien für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Versuche ein digitaler Signalprozessor (DSP) als geeignete Plattform. zeigt das Blockschaltbild des Hardwareaufbaues des Messsystems.



**Abbildung 4-19: Systemaufbau Sensorsignalverarbeitung / Pneumatik**

Das Mikrofonsignal (1) wird über den Hochpass (2) zunächst bandbegrenzt und offsetbereinigt. Danach folgt ein Tiefpass (3) zur Begrenzung des Frequenzspektrums zur Einhaltung des Abtasttheorems. Das so bandbegrenzte Signal wird zum AD-Wandler des DSP (9) geführt.

Der zweite Analogblock dient der Aufbereitung des vom Drucksensor gelieferten Manschettendrucksignals. Der Drucksensor (4) ist ein Halbleiter-Drucksensor, der bereits ein entsprechend aufbereitetes Signal von 0 bis 5 Volt liefert. Auch hier erfolgt wieder eine Bandbegrenzung (5) vor Einkopplung des Signals in den AD-Wandler des DSP.

Zusätzlich wird das Drucksignal über einen Hochpass (6) ausgekoppelt. Dies dient zur offsetbereinigten Verstärkung der Druckschwankungen in der Manschette. Somit ist es möglich, Vergleichsmessungen nach dem oszillometrischen Verfahren zu Vergleichszwecken zeitsynchron durchzuführen.

### 4.5.1 Pneumatik

In sind neben der Signalkonditionierung die Komponenten des pneumatischen Systems gezeigt. Jeder vollautomatische Blutdruckmesser benötigt eine Pumpe (12) und ein Ventil zum geregelten Druckablass (10). Zusätzlich ist aufgrund von normativen Bestimmungen (DIN EN 6061-1) ein gesondertes Schnellablassventil (11) vorzusehen. Es hat sowohl die Aufgabe einer Redundanz bei Ausfall des Regelventils als auch die Aufgabe, die Manschette am Ende der Messung möglichst schnell zu entlüften, um den Patienten zu schonen.

Weitere Komponenten im pneumatischen System sind die Manschette und das Totvolumen. Letzteres dient dazu, Druckschwankungen aufgrund von Armkontraktionen sowie Druckschwankungen durch den Pumpvorgang zu kompensieren.

#### 4.5.1.1 Pumpenregelung

Ziel eines korrekten Aufpumpvorganges ist es, dass die Manschette möglichst schnell gefüllt wird, jedoch kein wesentliches Überschwingen des Druckes auftritt. Diese hat zur Folge, dass eine leistungsstarke Pumpe zum Einsatz kommt und ein Überschwingen des Druckes mit Hilfe einer geeigneten Regelung vermieden wird. Erschwert wird diese Regelaufgabe dadurch, dass das Volumen starken Schwankungen unterliegt. Ursache hierfür sind Schwankungen des Manschettenvolumens in Abhängigkeit vom Armumfang und Gewebekonsistenz in Größenordnungen von in der Regel +/- 0,8 Liter. Dieser Umstand macht sich auch in der Ventil-Regelung für das Ablassen der Luft aus der Manschette mit einer konstanten Druckabfallrate bemerkbar und muss mit geeigneten Regelalgorithmen möglichst gut kompensiert werden.

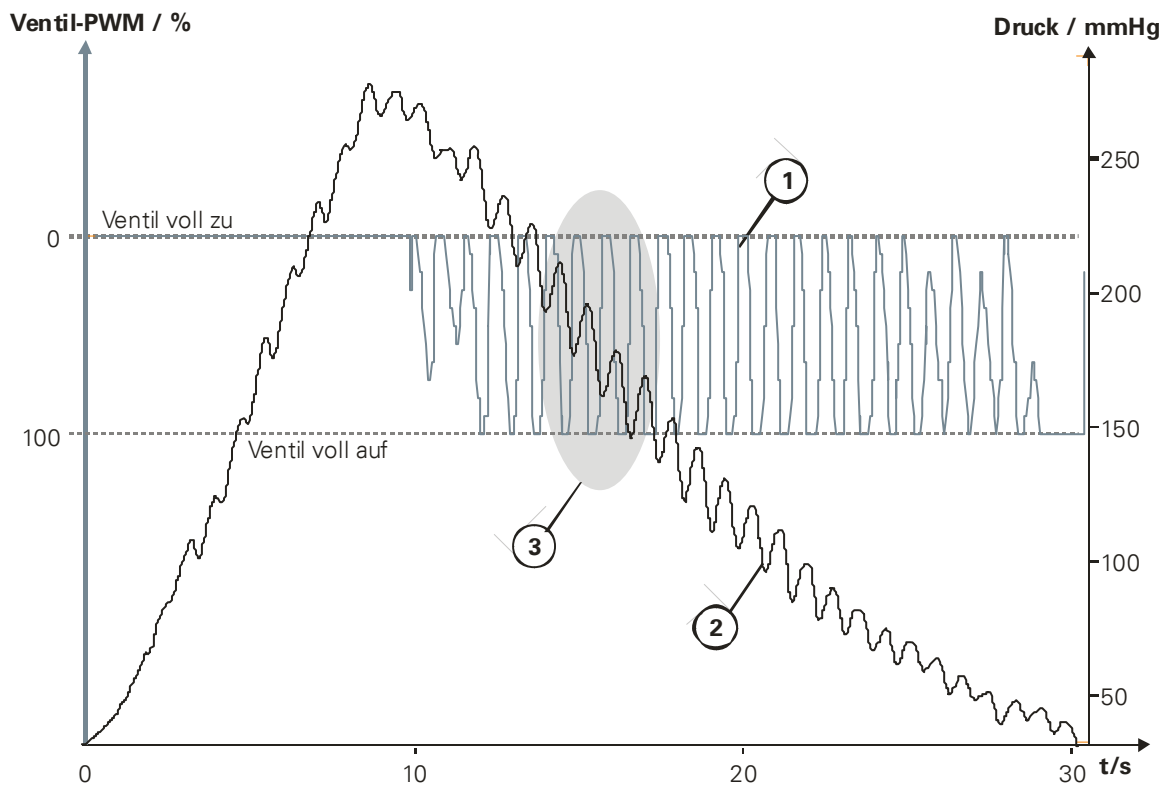
#### 4.5.1.2 Ventilregelung

Zum geregelten Luftablass kommt ein Miniaturventil der Fa. Lee zum Einsatz. Dieses wird vom DSP mit Hilfe eines PWM-Signals angesteuert. Als Grundfrequenz wurden 30 Hz gewählt, was der maximal möglichen Frequenz aufgrund der Mechanik des Ventils entspricht. Niedrigere Frequenzen würden zwar die Lebenszeit des Ventils erhöhen, jedoch nimmt umgekehrt die Regelgüte mit fallender Frequenz stark ab. Zur Verdeutlichung dieses Sachverhaltes: Eine Frequenz von 30 Hz entspricht einer Periodendauer von ca. 30 ms, d.h. eine Änderung des Tastverhältnisses des PWM-Steuersignals kann frühestens nach 30 ms erfolgen. Somit hat man aufgrund dieser Grundfrequenz eine Regelverzögerung von 30 ms!

Würden nur Ruhemessungen durchgeführt, wären Regelverzögerungen bis zu 500 ms tolerabel bzw. würden kaum ins Gewicht fallen. Bei Belastungsmessungen erfolgt jedoch durch die Kontraktion des Oberarms eine starke Druckschwankung in der Manschette. Diese Schwankungen liegen in Größenordnungen von bis zu 25 mmHg. Geht man weiter von einer Trittfrequenz von 60 U/min aus, so ergibt sich als Periodendauer für diese Druckschwankungen 1000 ms. Dies wiederum bedeutet, dass bei einer Grundfrequenz von 30 Hz insgesamt 30 Regelschritte je Periode möglich sind. Bezieht man dies auf die zu erwartenden Druckgradienten, so kann von einer ausreichend genauen Regelung ausgegangen werden. Dagegen würde bereits eine Grundfrequenz von 20 Hz nicht mehr zu dem ge-

wünschten Ergebnis führen, wie Tests ergeben haben. Dies liegt insbesondere daran, dass bei Kontraktion des Arms ein starker positiver Druckgradient auftritt, was bei konstanter Ventilöffnung zum Ablass einer größeren Luftmenge führt und sich dann bei Entspannung des Arms als ein zu hoher Druckabfall bemerkbar macht. Daher ist es notwendig, im Moment der Armkontraktion ausreichend schnell die Ventilöffnung zu verringern.

Abbildung 4-20 zeigt diesen Sachverhalt anhand einer realen Messung. Man erkennt deutlich die Druckschwankungen im Signal des Manschettendrucks (2). Signal 1 gibt das PWM-Signal und somit die prozentuale Öffnung des Ventils an.



**Abbildung 4-20: Druckschwankungen durch Armkontraktion**

Abbildung 4-21 zeigt den vergrößerten Ausschnitt (3) aus Abbildung 4-20. Man erkennt nun deutlich, dass zu Phasen des Druckanstiegs infolge einer Armkontraktion das Ventil geschlossen wird, damit aufgrund des jetzt herrschenden größeren Gegendrucks zu viel Luft entweichen würde, um eine konstante Druckabfallrate einzuhalten. Dies bedeutet, dass der Regler so ausgelegt werden muss, dass er bei kurzfristigem Druckanstieg das Ventil schließt und im Normalfall für einen konstanten mittleren Druckabfall (3) sorgt.

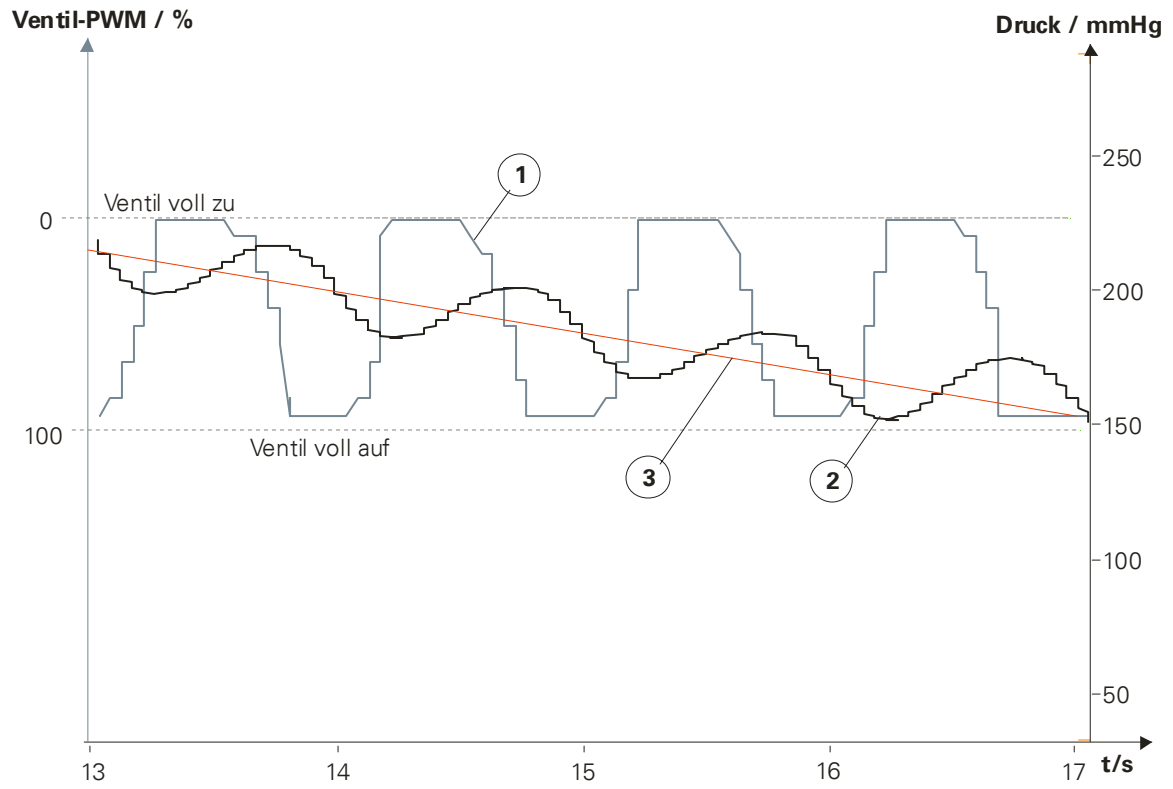


Abbildung 4-21: Detail der Regelung





## 5 Signalverarbeitung

### 5.1 Problemstellung

Aufgrund der in den vorangegangenen Kapiteln beschriebenen Schwierigkeiten bei der Blutdruckmessung während Belastung und den dadurch entstehenden Artefakten ist es notwendig, entsprechende Maßnahmen zu treffen, um diese Störungen auszublenden. In den ersten Generationen vollautomatischer Blutdruckmessgeräte in der 80er Jahren kamen zu diesem Zweck teils sehr komplexe analoge Filterschaltungen zum Einsatz. Teilweise konnten sogar die Eckfrequenzen während des Betriebes verstellt werden, um diese optimal an die jeweiligen Störbedingungen anzupassen. Zwar waren zu diesem Zeitpunkt digitale Filter schon hinlänglich bekannt, jedoch stand die dazu nötige Rechenkapazität mit den damaligen 8-Bit-Mikroprozessoren für kleine, kompakte Geräte nicht zur Verfügung. Erst mit der Verbreitung leistungsfähiger 16- und 32-bit Mikrokontroller, bzw. digitaler Signalprozessoren wurde es nach und nach möglich, die analogen Filter durch digitale Signalverarbeitung zu ersetzen. Diese Veränderung ermöglichte zum einen den Bau wesentlich kompakterer Geräte, zum anderen erreichte man damit eine zuvor nie da gewesene Flexibilität hinsichtlich der Signalverarbeitung. Bei der Auswahl geeigneter Verfahren bzw. Algorithmen ist es wichtig, die Besonderheiten des zu verarbeitenden Signals zu kennen und zu beachten. Das hier betrachtete Mikrofonsignal ist mit Frequenzanteilen bis maximal 100 Hz relativ niederfrequent. Eine weitere wichtige Eigenschaft ist, dass das Signal nicht periodisch ist. Dadurch scheiden Verfahren wie die diskrete Fouriertransformation aus. Geeignete Verfahren sind dagegen die Short-Time Fouriertransformation (STFT) sowie die Wavelet-Transformation. Daneben kommen natürlich die klassischen FIR- und IIR-Filter in Betracht.

### 5.2 Artefakte

Bei der Messung von Biosignalen ist sehr oft die Rede von Artefakten. Aber was genau ist ein Artefakt? Wie unterscheidet er sich etwa von dem Begriff Rauschen?

In Abbildung 5-1 ist eine mögliche Klassifizierung angegeben, wobei eine klare Trennung zwischen Rauschen und Artefakten nicht immer möglich ist. Störungen wurden dabei in Rauschen und Artefakte unterteilt. Das Unterscheidungskriterium ist dabei, ob ein Störprozess andauernd in das Messsignal einfließt (Rauschen) oder ob er nur gelegentlich im Signal vorhanden ist bzw. durch geeignete Maßnahmen vermieden werden könnte (Artefakte). Artefakte lassen sich weiter in physiologische und technische Artefakte unterteilen.

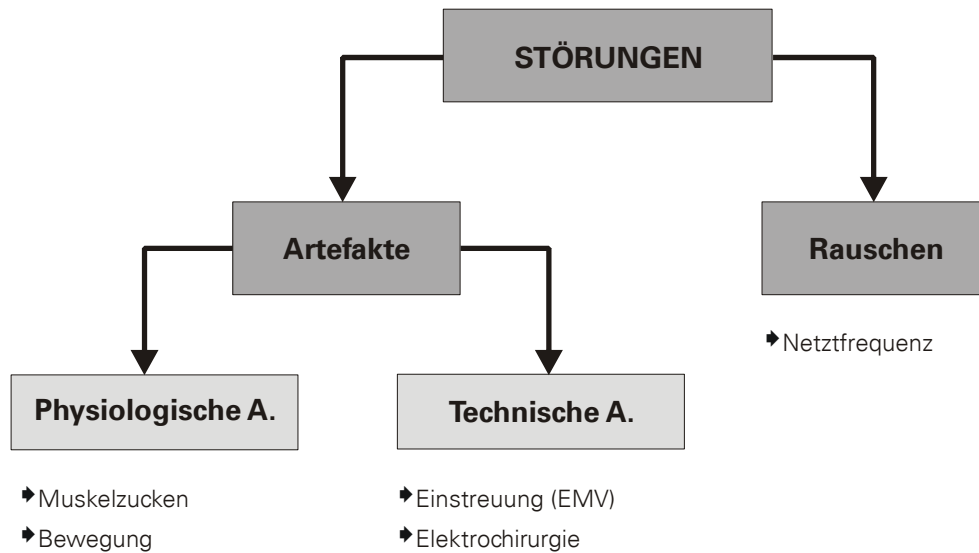


Abbildung 5-1: Klassifikation von Störungen

Auch bei der Blutdruckmessung liegt die Problematik bei der Bestimmung von systolischem und diastolischem Zeitpunkt vorwiegend in der Überlagerung der Signale von Mikrofon und Drucksensor durch Artefakte. Dazu kommen Störungen in Form von Rauschen, insbesondere wenn beim Schaltungsdesign nicht auf eine gute Störfestigkeit geachtet wurde.

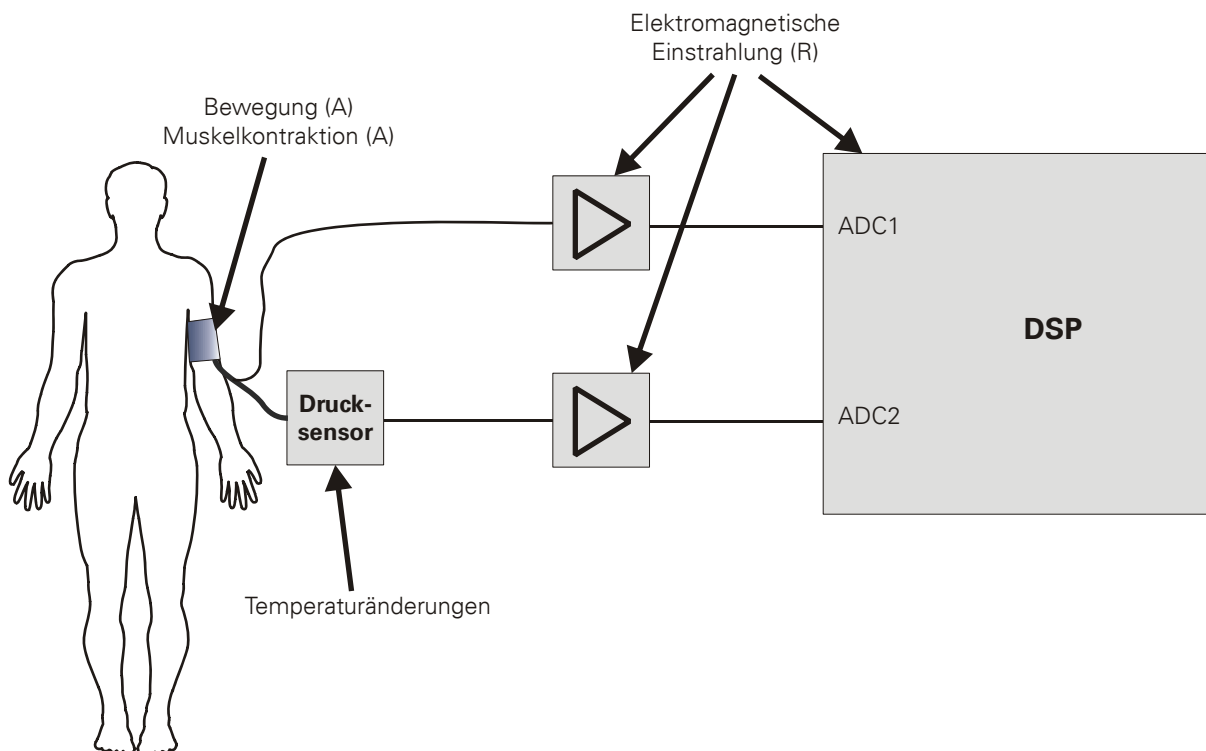
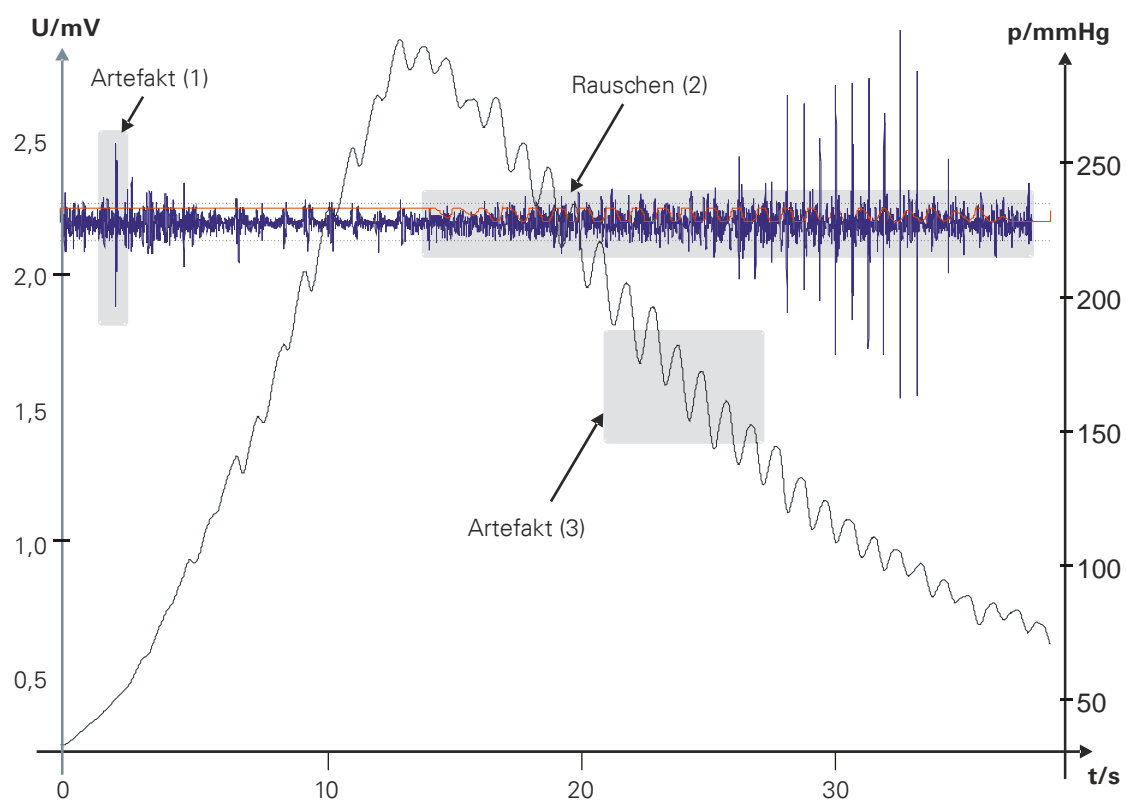


Abbildung 5-2: Störungen bei der Blutdruckmessung

Abbildung 5-2 zeigt mögliche Einflüsse von Störungen bei der Blutdruckmessung nach dem auskultatorischen Verfahren. So kommt es durch Bewegung des Patienten und Geräusche in der Manschette aufgrund von Stoffreiben und Knacken im Klettverschluss zu Störungen im Mikrofon. Das Drucksignal wird dagegen durch starke Armbewegung bzw. Muskelkontraktionen mit zunehmender Belastung des Patienten gestört. Es handelt sich in beiden Fällen um Artefakte. Elektromagnetische Einstrahlungen in Teile der analogen Signalaufbereitung sowie in DSP nebst Peripherie gehören dagegen zum Rauschen. Temperaturänderungen sind ein Beispiel dafür, dass eine klare Unterscheidung zwischen Rauschen und Artefakten nicht immer möglich ist. So kann sich eine Temperaturerhöhung temporär auf den Nullpunkt und die Linearität des Drucksensors auswirken oder aber zu einem erhöhten thermischen Rauschen führen.

### 5.2.1 Beispiele für Artefakte

In Abbildung 5-3 sind Mikrofon- und Drucksignal einer realen Messung auf einem Fahrradergometer an einem Hochdruckpatienten bei einer Leistung von 40 Watt dargestellt. Beide Signale sind durch Störungen überlagert.



**Abbildung 5-3: Störungen am Beispiel einer Blutdruckmessung**

So entsteht beispielsweise beim Aufpumpen durch knackende Geräusche im Klettverschluss der Manschette der Artefakt (1). Während des gesamten Ablassvorgangs ist das Mikrofon-Signal von einem Rauschen (2) aufgrund des getakteten Ablassventils überlagert. Das Drucksignal ist durch Artefakte (3) in Form von Druckschwankungen überlagert. Ursache dafür sind starke Armbewegungen.

### **5.2.2 Vermeidung von Artefakten**

Im Prinzip sind die meisten Artefakte im Gegensatz zum Rauschen vermeidbar. So wäre beispielsweise der Artefakt (3) in Abbildung 5-3 durch eine ruhigere Armhaltung vermeidbar. Artefakte im Mikrofonsignal sind oftmals durch eine Fixierung des Kabels zur Manschette vermeidbar.

Die klinische Praxis zeigt allerdings, dass selbst einfache Hinweise hinsichtlich des Verhaltens während der Messung nicht befolgt werden. Insofern scheidet die Vermeidung von Artefakten in der Regel weitestgehend aus. An ihre Stelle muss die intelligente Unterdrückung von Artefakten durch die digitale Signalverarbeitung erfolgen.

### 5.3 Lösungsansätze

Zur Lösung der zuvor genannten Probleme bei der Messung des Blutdruckes erscheinen prinzipiell zwei Ansätze als geeignet. Zum einen kann versucht werden die Störungen mit Hilfe digitaler Filter zu dämpfen, zum anderen gibt es den Ansatz über eine Wavelet-Transformation und eine Multi-Skalen-Analyse. Letztere Methode wurde zum wesentlichen Bestandteil der hier vorliegenden Arbeit, da erste Versuche mit beiden Methoden eindeutig zu Gunsten der MSA ausfielen.

Im Laufe der Untersuchungen an realen Signalen ergab sich, dass die Qualität der MSA entscheidend von einem geeigneten Thresholding und einer optimalen Koeffizientenauswahl abhängt. Die dazu eingesetzten Methoden und die dadurch erhaltenen Ergebnisse werden nachfolgend dargestellt.

## 5.4 Multi-Skalen-Analyse

### 5.4.1 Koeffizientenauswahl und Thresholding

Die Unterdrückung von Störungen in einem Signal ist neben der Kompression von Daten eine der wichtigsten Anwendungen der Wavelet-Transformation. Dabei bestehen nicht nur die Ergebnisse, sondern auch die Einfachheit des Verfahrens im Vergleich zu komplexen Filterverfahren.

Geht man von der Darstellung einer Funktion in der Form

$$f(x) = \sum_{k \in \mathbf{Z}} c_k \psi_k \quad (1.36)$$

aus, so lässt sich das Verfahren folgendermaßen darstellen:

$$f(x) \xrightarrow{\text{Transformation}} \{c_k\}_{k \in \mathbf{Z}} \xrightarrow{\text{Thresholding}} \{\tilde{c}_k\}_{k \in \mathbf{Z}} \xrightarrow{\text{Rücktransformation}} \hat{f}(x) \quad (1.37)$$

Thresholding bedeutet nun, dass alle Koeffizienten, deren Betrag kleiner als ein vorgegebener Schwellwert sind zu null gesetzt werden:

$$\tilde{c}_k := \begin{cases} 0 & \text{falls } |c_k| \leq \tau \\ 1 & \text{falls } |c_k| > \tau \end{cases} \quad (1.38)$$

Nach der Rücktransformation erhält man somit eine Schätzung des unbekanntem wahren Signals  $f'$  in der Form:

$$\hat{f} = \sum \tilde{c}_k \psi_k \quad (1.39)$$

Ziel ist es nun dass die Schätzung eine möglichst gute Näherung der wahren Funktion ist. Betrachtet man die (gemessene) Funktion  $f$  als die Summe aus wahrer Funktion  $f'$  und dem Rauschen  $r$

$$f = f' + r \quad (1.40)$$

so ist dieses Ziel durch folgende Bedingungen zu erreichen [6]:

- Das *wahre Signal* stammt aus einer Klasse von Funktionen, die in der Basis  $\{\psi_k\}_{k \in \mathbf{Z}}$  durch relativ wenige Koeffizienten in guter Näherung dargestellt werden können. Hier zeigt sich auch die Verwandtschaft mit dem Kompressionsproblem, bei dem die gleiche Voraussetzung für gute Resultate notwendig ist.
- Das *Rauschen* ist von solcher Art, dass es durch die Basis  $\{\psi_k\}_{k \in \mathbf{Z}}$  nicht komprimiert wird. Als Beispiel hierfür sei erwähnt, dass weißes Rauschen nachweislich durch keine orthonormale Basis komprimiert wird. Allgemeiner kann erwartet werden, dass ein wirklich zufälliges Rauschen ohne deterministische Merkmale in der gewählten Basis nicht komprimiert wird.
- Der Pegel des Rauschens (also die Norm) ist genügend klein, verglichen mit dem Pegel des wahren Signals.

Sind all diese Voraussetzungen mehr oder weniger erfüllt, so besteht die Hoffnung einen Schwellwert zu finden, der die signifikanten Koeffizienten der wahren Funktion beibehält und die des Rauschens möglichst ausblendet. Zu beachten ist, dass das Thresholding keine lineare Operation ist. Um das Denoising-Verfahren effizient zu gestalten muss in erster Linie eine Basis gewählt werden, welche rauschfreie Signale der zu erwartenden Art möglichst gut komprimiert.

Eine erfolgreiche Entstörung eines Signals hängt wesentlich vom Thresholding ab.

Um ein geeignetes Verfahren zu finden bietet MatLAB ein sehr flexibles GUI an. Damit lassen sich sehr schnell unterschiedlichste Modelle und Verfahren auf ihre Eignung zur Entstörung der Mikrofon-signale überprüfen.

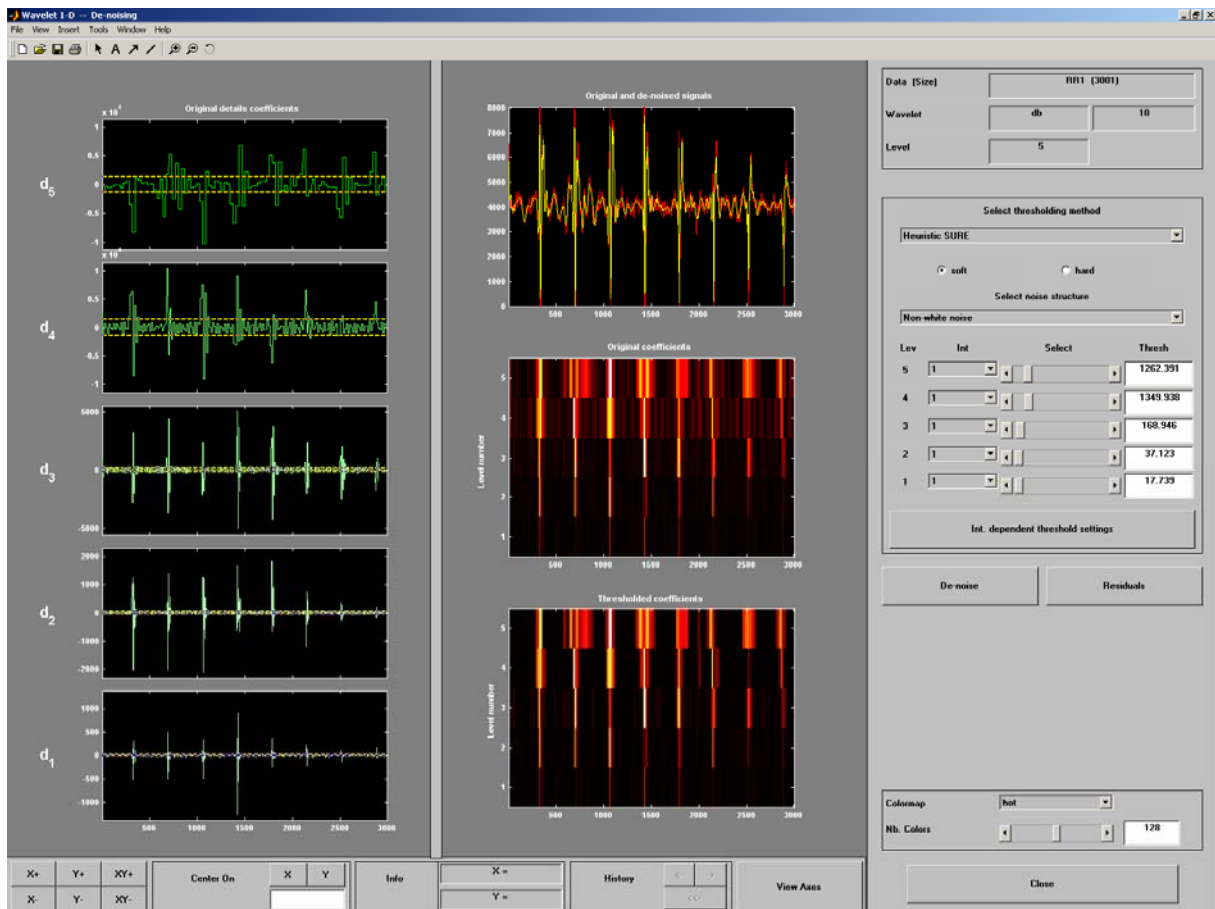
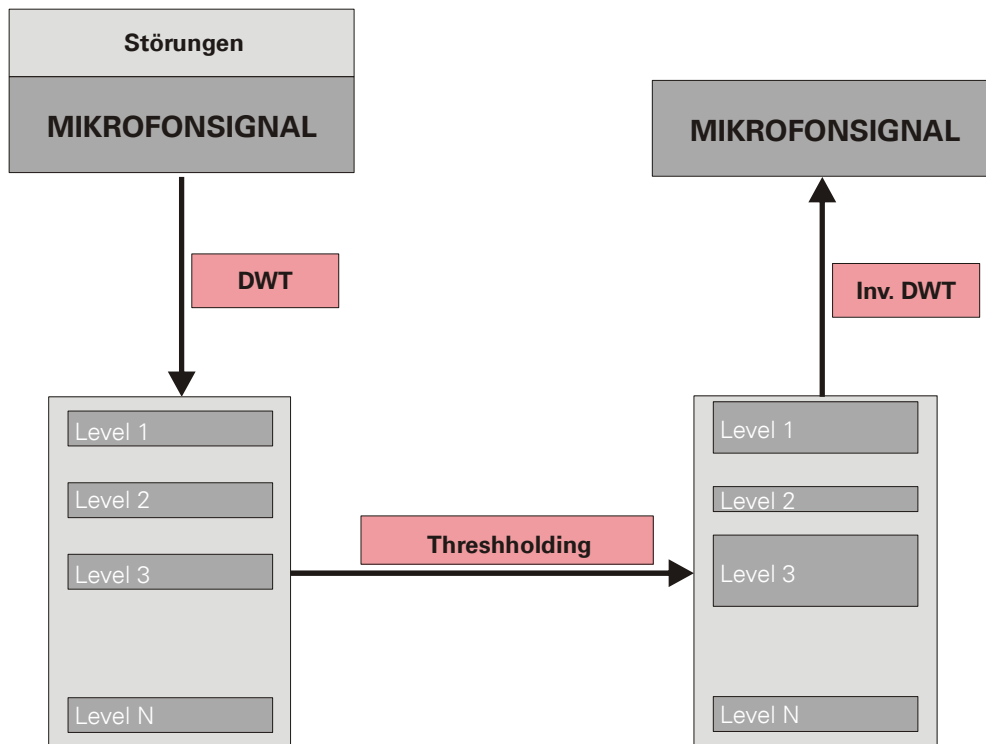


Abbildung 5-4: MatLAB-GUI für Denoising

Die grafische Oberfläche zeigt beispielhaft die Entstörung eines Mikrofon-Signals mit einem Daubechies-Wavelet auf 5 Levels. Die Koeffizienten ( $d_1$  bis  $d_5$ ) der fünf Zerlegungsstufen sind in der linken Bildhälfte dargestellt. Der mittlere Bildteil zeigt von oben nach unten das Originalsignal (rot) mit dem überlagerten entstörten Signal (gelb), darunter die Originalkoeffizienten und schließlich die Koeffizienten nach dem Thresholding.

Abbildung 5-5 zeigt den Signalfluss dieses Denoising-Prozesses.



**Abbildung 5-5: Signalfuss Denoising-Prozess**

Zur praktischen Demonstration des Denoising-Prozesses sei das nachfolgende MatLAB-Beispiel gezeigt.



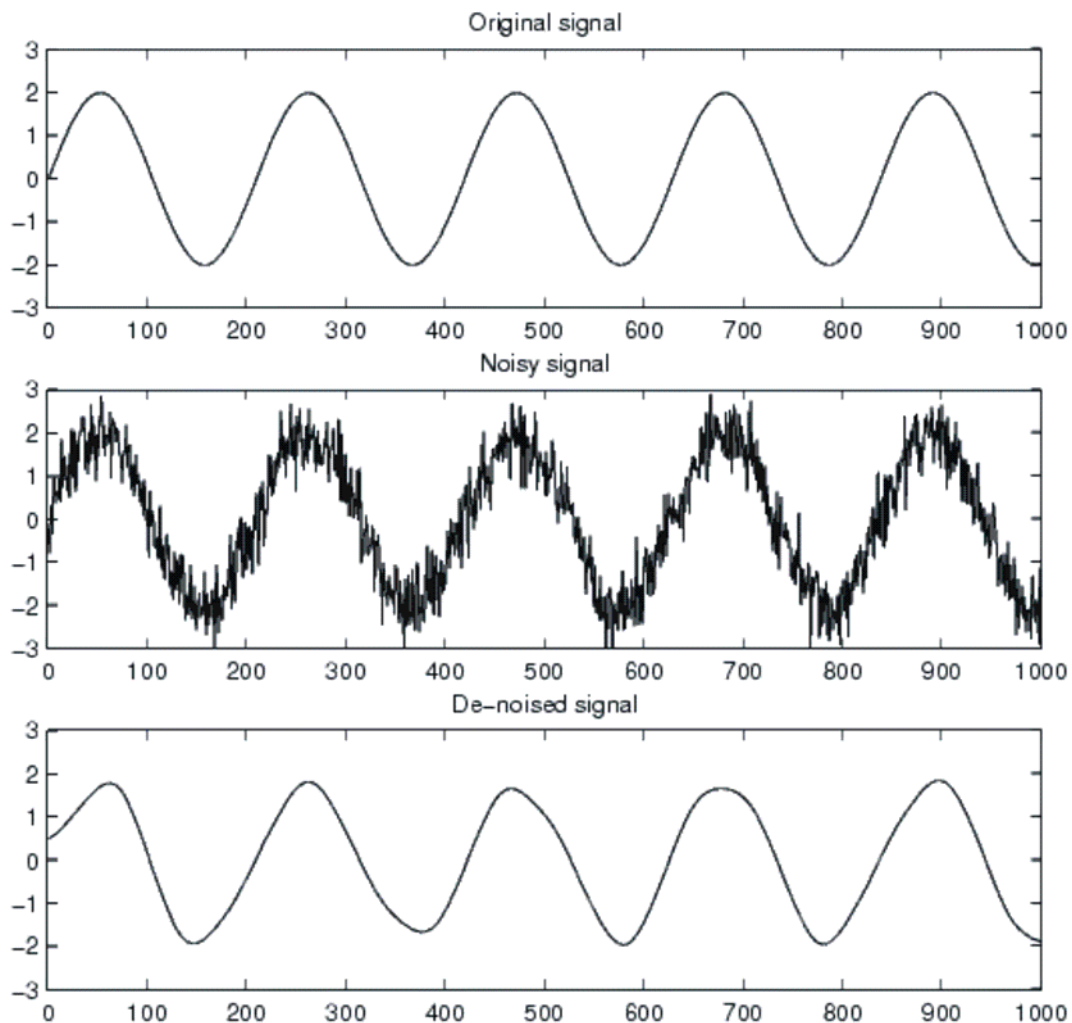


Abbildung 5-6: Beispiel Denoising [56]

In Abbildung 5-6 ist ganz oben das Originalsignal dargestellt, das idealerweise nach dem Denoising zu erwarten wäre. Das mittlere Signal repräsentiert die tatsächliche Registrierung und der untere Graf stellt das Signal nach dem Denoising dar.

Mathematisch kann zur Darstellung des Problems das eindimensionale Modell der Form

$$s(n) = f(n) + \sigma \cdot e(n) \quad (1.41)$$

herangezogen werden. Es geht davon aus, dass  $n$  äquidistante Zeitabstände sind.  $e(n)$  ist ein weißes Rauschen mit dem Rauschpegel  $\sigma = 1$ .

Ziel des Prozesses ist es nun, den Rauschanteil des Signals  $s$  zu unterdrücken und die Funktion  $f$  zu gewinnen. Der Prozess ist insbesondere dann effizient, wenn es sich bei  $f$  um Funktionen handelt, die nur wenige von null verschiedene Wavelet-Koeffizienten haben. Ein Beispiel hierfür wäre eine weitgehend glatte Funktion, die nur an wenigen Stellen abrupte Änderungen besitzt. Statistisch gesehen ist das Modell ein Regressions-Modell über der Zeit und die Methode kann als eine nichtparametrische Schätzung der Funktion  $f$  mit einer orthonormalen Basis betrachtet werden.

Der Denoising-Prozess läuft im Wesentlichen in drei Schritten ab:

1. **Analyse**  
Auswahl eines Wavelets und eines geeigneten Level N. Berechnung der Wavelet-Koeffizienten von  $s(n)$ .
2. **Thresholding**  
Auswahl eines Threshold für jeden Level (1...N) und Anwendung auf die Detail-Koeffizienten des entsprechenden Levels.
3. **Synthese**  
Rekonstruktion des Signals unter Verwendung der modifizierten Koeffizienten aus (2)

An dieser Stelle sei nun auf zwei wichtige Aspekte beim Thresholding eingegangen: Wie wählt man den Threshold und wie wird das Thresholding durchgeführt.

#### 5.4.2 Auswahl des Threshold

Generell ist zwischen Soft und Hard Thresholding zu unterscheiden. Hard Thresholding ist die einfachste Methode. Geht man von einem Signal  $x(n)$  aus, so lässt sich das Hard Thresholding folgendermaßen beschreiben:

$$x(n) = \begin{cases} x(n) & \text{falls } |x(n)| > t \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (1.42)$$

Beim Soft Thresholding dagegen lautet die Rechenvorschrift:

$$x(n) = \begin{cases} \text{sign}(x(n)) \cdot (|x(n)| - t) & \text{falls } |x(n)| > t \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (1.43)$$

Zum besseren Verständnis zeigt die Abbildung 5-7 diese Methoden graphisch.

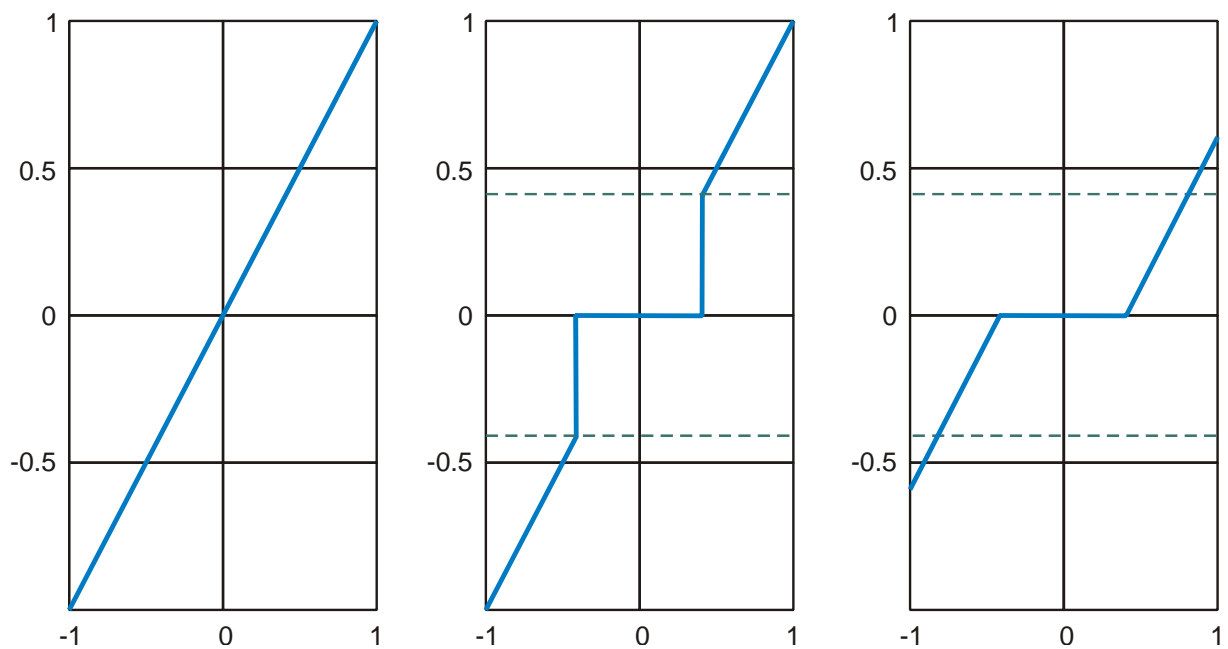


Abbildung 5-7: Originalsignal, Hard-Thresholding, Soft-Thresholding

Hard Thresholding kann einfach als Methode beschrieben werden, die alle Elemente, deren Betrag kleiner ist als die Schwelle  $t$  zu null setzt. Soft Thresholding ist dann quasi eine Erweiterung dieser Methode indem sie erst alle Elemente deren Betrag kleiner  $t$  ist zu null setzt und anschließend die nicht zu null gesetzten Werte an null annähert.

Wie man leicht sieht hat das Hard Thresholding den entscheidenden Nachteil, dass an der Stelle  $x(n) = \pm t$  Unstetigkeiten auftreten. Beim Soft Thresholding tritt dies nicht auf.

In Anlehnung an das grundlegende Rauschmodell sind in MatLAB beispielsweise vier Auswahlregeln für den Threshold implementiert:

- Stein's unbiased Estimate of Risk (SURE):  
Basiert auf der Funktion der kleinsten Quadrate und gibt quasi eine Einschätzung des Risikos für einen bestimmten Threshold  $t$  an. Die Schwelle wird mittels einer Minimierung des Risikos in  $t$  bestimmt.
- Gewichteter fester Threshold:  
Die Gewichtung erfolgt über die Länge  $n$  des zu gewichtenden Koeffizienten-Vektors:

$$\sqrt{2 \cdot \log(n)} \quad (1.44)$$

- Kombination aus den beiden ersten Verfahren:
- MiniMaxi  
Benutzt einen festen Threshold um eine so genannte MiniMaxi-Performance im Hinblick auf einen minimalen quadratischen Fehler zu erreichen.  
Falls die Länge  $n$  kleiner 32 ist wird der Threshold zu null gesetzt, in allen anderen Fällen berechnet zu:

$$thr = 0.3936 + 0.1829 \cdot \frac{\log(n)}{\log(2)} \quad (1.45)$$

Die Detail-Koeffizienten entsprechen der Superposition der Koeffizienten von  $f$  und  $e$  und die Analyse von  $e$  führt zu den Detail-Koeffizienten, die einem Weißen Rauschen entsprechen.

Die Threshold-Bestimmung mittels SURE oder minimax ist in diesem Zusammenhang konservativer und für Funktionen mit kleinen Details im Bereich des Rauschens besser geeignet. Die beiden anderen Methoden beseitigen dagegen das Rauschen effektiver. Welche der vier Methoden die beste ist hängt von der jeweiligen Anwendung ab.

### 5.4.3 Anwendungen mit Nicht-Weißen Rauschen

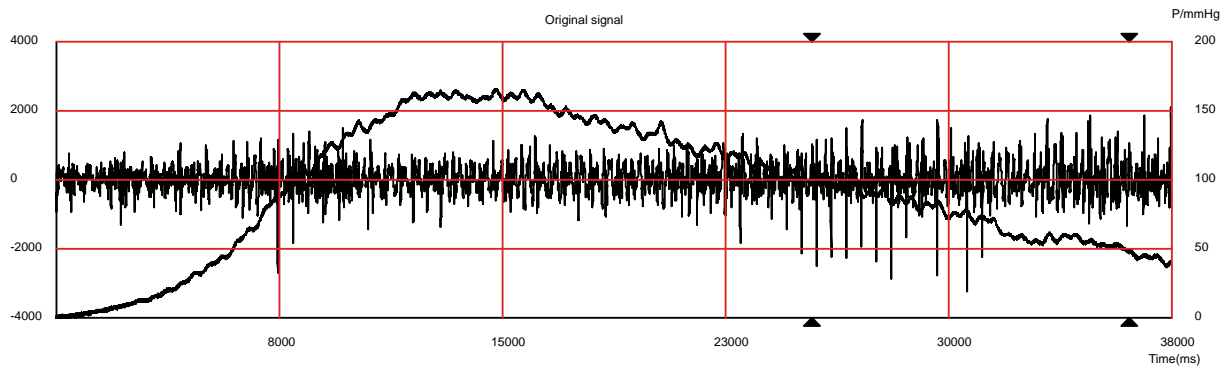
In der Praxis kann das zuvor verwendete Grundmodell für Nicht-Weißen Rauschen nicht direkt angewendet werden. Es muss vielmehr eine weitere Skalierung des Threshold durchgeführt werden. MATLAB bietet dazu drei verschiedene Verfahren an:

- Basismodell ohne Neuskalierung („one“)
- Basismodell, erweitert um nicht normiertes Weißes Rauschen  
Skalierung des Threshold mit: dem gewichteten Mittelwert der ersten Zerlegungsstufe.
- Basismodell, erweitert um Nicht-Weißen Rauschen

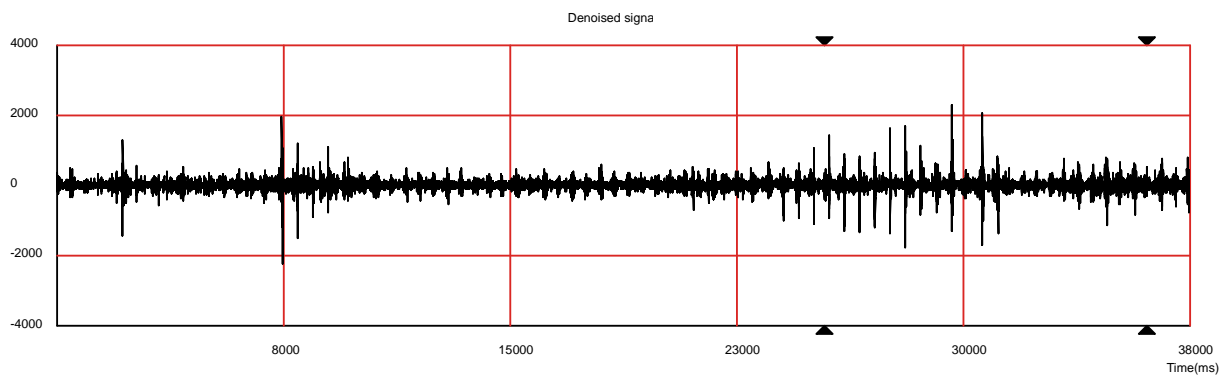
Im Falle von Nicht-Weißen Rauschen muss die Skalierung des Threshold für jeden Level individuell berechnet werden. Ansonsten erfolgt die Skalierung des Threshold wie beim vorangegangenen Verfahren: Mit dem Mittelwert.

Gerade bei der hier vorliegenden Aufgabenstellung, Störungen im Mikrofon-Signal zu dämpfen, handelt es sich überwiegend um Nicht-Weißen Rauschen, d.h. hier ist die Auswahl eines geeigneten Modells zur Skalierung des Threshold von besonderem Interesse.

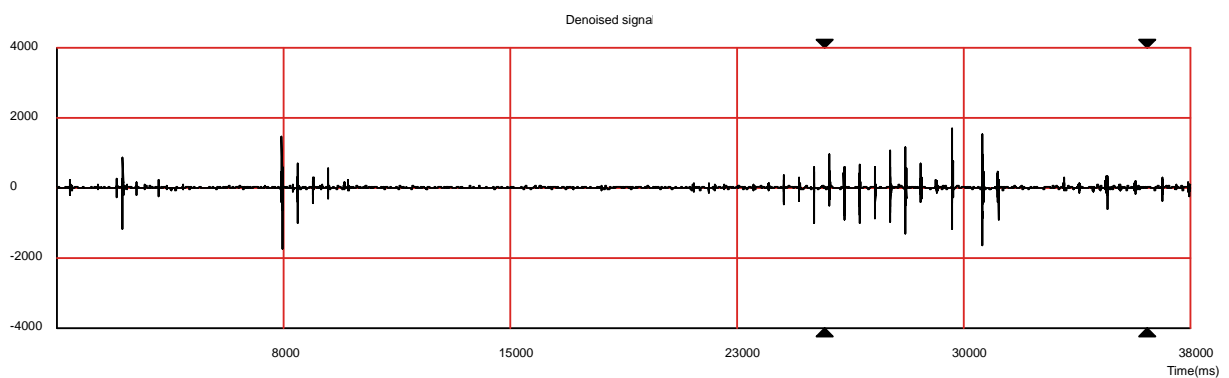
Wie sich die unterschiedlichen Modelle auswirken soll an dem nachfolgenden Beispiel demonstriert werden. Dazu wurde ein reales Messsignal sowohl mit dem Modell für Weißes Rauschen (Abbildung 5-9) als auch mit dem Modell für Nicht-Weißen Rauschen (Abbildung 5-10) mittels Multiskalen-Analyse entstört. Man erkennt in den Ergebnissen deutlich die Unterschiede bzw. die Unzulänglichkeiten der Entstörung bei der Anwendung des Modells für weißes Rauschen auf Störungen anderer Art.



**Abbildung 5-8: Originalsignal**



**Abbildung 5-9: Entstörung mit Modell Weißes Rauschen**



**Abbildung 5-10: Entstörung mit Modell für Nicht-Weißes-Rauschen**

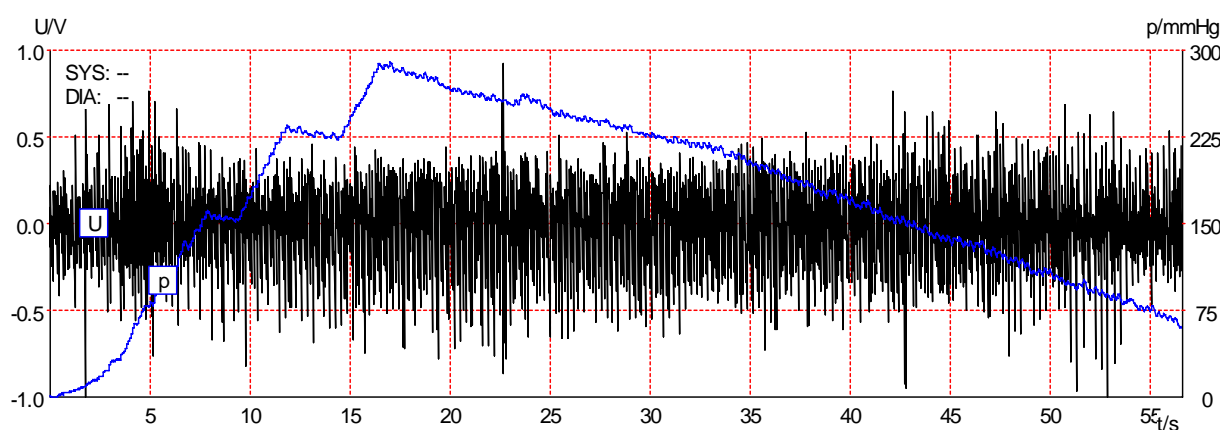
#### 5.4.4 Advanced MSA (AMSA)

Wie die Beispiele zuvor gezeigt haben konnte durch eine MSA mit einem geeigneten Thresholding eine deutliche Unterdrückung der Störungen erreicht werden. Das Maß der Störunterdrückung hängt dabei im Wesentlichen vom gewählten Wavelet, sowie der Anzahl der Zerlegungsstufen ab. Generell führten höhere Zerlegungsstufen (bis zu zehn) zu besseren Ergebnissen. Es blieb dabei jedoch das Problem bestehen, dass für die über dreitausend Messdatensätze keine allgemein gültige Vorschrift gefunden werden konnte. Vielmehr führen unterschiedliche Einstellungen zu optimalen Ergebnissen. Dies ist jedoch für eine automatisierte, autonome Messvorrichtung nicht tolerierbar.

Die Lösung dieser Problematik gelang durch eine Modifikation der klassischen MSA in der Art, dass nicht nur die Detail-Koeffizienten einem Thresholding unterzogen wurden, sondern auch die Approximations-Koeffizienten einem der jeweiligen Zerlegungsstufe adaptierten Thresholding unterzogen wurden. Es gehen dadurch zwar Informationen bezüglich der exakten Signalform verloren, jedoch werden die für das hier untersuchte Messverfahren interessanten Information besonders stark hervorgehoben und alle anderen Informationen nahezu komplett ausgeblendet.

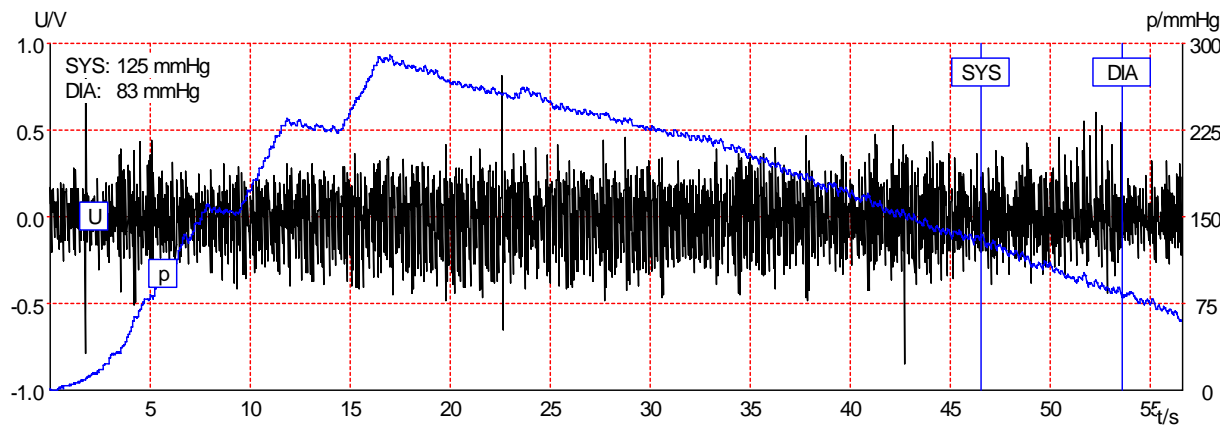
Dieser Sachverhalt soll am Beispiel einer extrem mit Störungen überlagerten Messung demonstriert werden.

Abbildung 5-11 zeigt das Originalsignal einer Messung unter Belastung.



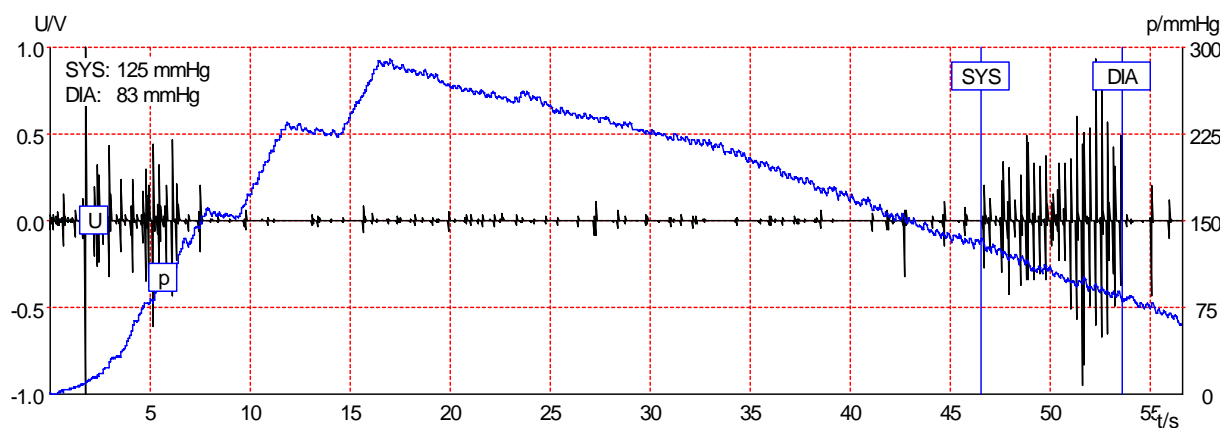
**Abbildung 5-11: Originalsignal**

Nach einer klassischen MSA mit 5 Zerlegungsstufen mit einem diskreten Meyer-Wavelet und einem Soft-Thresholding nach dem MiniMax-Prinzip ergibt sich das Signal in Abbildung 5-12. Man erkennt, dass die Störungen zwar deutlich abgenommen haben, jedoch eine klare Bestimmung von systolischem und diastolischem Zeitpunkt weiterhin schwierig sind.



**Abbildung 5-12: Denoising mittels klassischer MSA, Level 5**

Zeigt das Signal nach einem Denoising mittels AMSA und sonst gleichen Einstellungen für Level und Wavelet. Man erkennt sehr deutlich die Vorteile dieser Methode. Eine Bestimmung des systolischen und diastolischen Zeitpunktes ist jetzt sehr einfach möglich. Darüber hinaus kann bereits in der Aufpump-Phase eine Bestimmung der Herzfrequenz erfolgen, was der Optimierung der Messzeit zu Gute kommt.



**Abbildung 5-13: Signal nach Denoising mittels AMSA**

Das Beispiel zeigt sehr deutlich die Vorzüge der modifizierten MSA. Die Methode wurde für mehr als 3000 Messungen verifiziert und lieferte bis auf 32 Messungen stets sehr gute Ergebnisse. Die wenigen Ausreißer waren durch besonders widrige Umstände wie Messabbrüche und dergleichen gegeben, sodass die Methode der MSA zusammenfassend als sehr sicher zur Bestimmung des Blutdruckes gelten kann.





## 6 Auswertung / Evaluierung der Methoden

Nachfolgend werden die vorgestellten Verfahren zur Signalverarbeitung und Bestimmung des Blutdruckes anhand praktischer Messungen evaluiert.

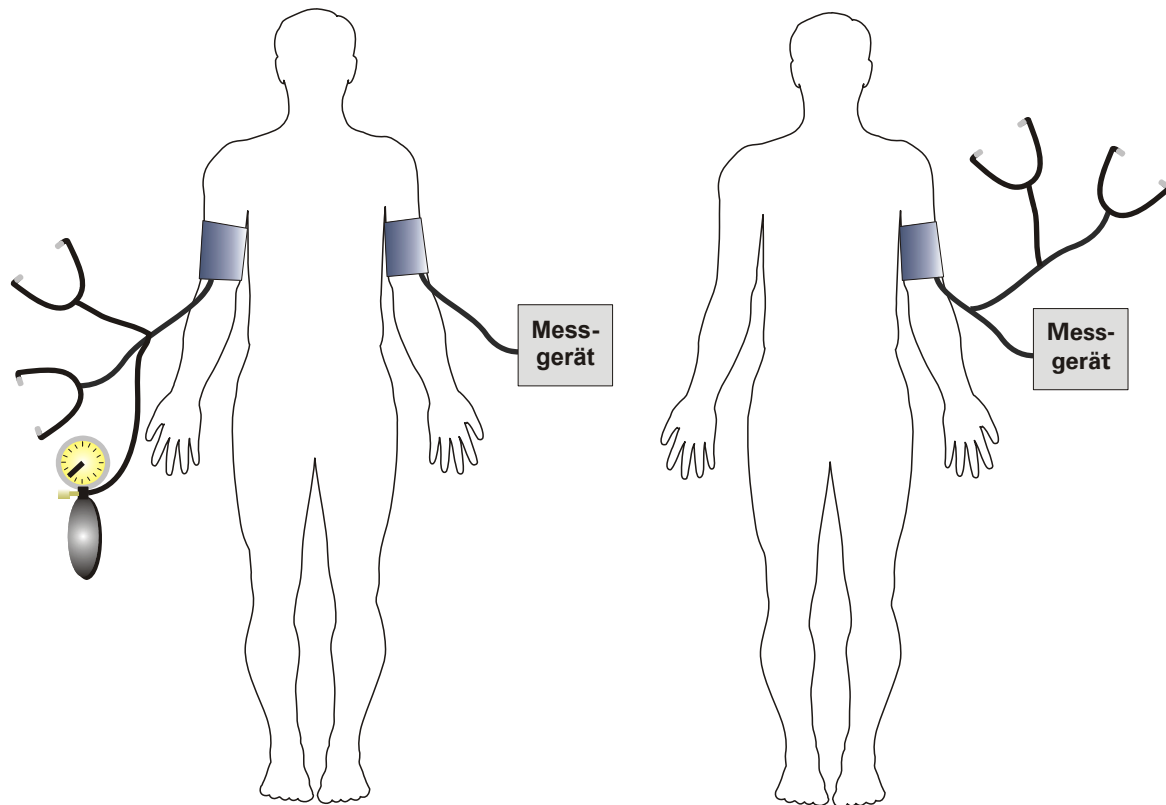
### 6.1 Validierungsverfahren

In den nunmehr über 100 Jahren nicht-invasiver Blutdruckmessung wurde eine Vielzahl von Verfahren und Geräten entwickelt. Allerdings wurde bis auf den heutigen Tag kein sinnvolles System zur Validierung von Blutdruckmessungen etabliert. Aber gerade dies wäre die Voraussetzung, um all die vorhandenen Geräte sinnvoll auf Ihre Tauglichkeit im klinischen Alltag zu überprüfen.

#### 6.1.1 Validierung gemäß Norm DIN EN 1060-4

Die einzige Möglichkeit zur Zeit ist der Vergleich eines zu prüfenden Messsystems mit einem anderen bzw. mit den Ergebnissen einer gleichzeitig durchgeführten händischen Messung, beispielsweise durch einen Arzt. Diese Vorgehensweise hat jedoch mehrere entscheidende Nachteile:

- a) Es gibt kein Messgerät, welches eine *hundertprozentige* Messgenauigkeit gewährleistet und somit als Eichnormal dienen könnte.
- b) Alle parallel durchgeführten Vergleichsmessungen beeinträchtigen entweder den eigentlichen Messvorgang durch Störgeräusche und erlauben kein manuelles Ablassen (Abbildung 6-1, rechtes Bild) oder sie finden am gegenüberliegenden Arm statt (Abbildung 6-1, linkes Bild) und sind somit nicht absolut vergleichbar.
- c) Jeder menschliche Untersucher mit Stethoskop hört anders.
- d) Jede Handmessung hat Abweichungen aufgrund einer gewissen Verzögerung zwischen Hören der Töne im Stethoskop und Ablesevorgang am Manometer.

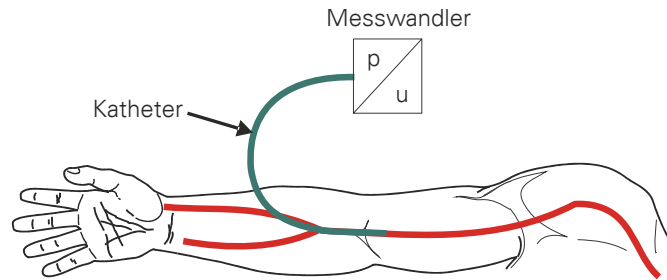


**Abbildung 6-1: manuelle Validierungsverfahren**

Somit wird recht schnell deutlich, dass eine Verifikation bzw. Validierung nur sehr eingeschränkt möglich ist. Des Weiteren kommt hinzu, dass bei all diesen Verfahren eine Messung nicht wiederholt werden kann für den Fall, dass der parallel messende menschliche Untersucher bei dem Gehörten nicht sicher ist. Dieses Problem versuchte man in der Vergangenheit durch Tonaufzeichnungen zu umgehen, wobei jedoch wieder auf den Frequenzgang solcher Geräte zu achten war.

Der Normentwurf DIN EN 1060-4 versuchte die beschriebenen Unzulänglichkeiten zu umgehen, indem gefordert wird, dass zusätzlich zu dem zu prüfenden Gerät gleichzeitig zwei Untersucher mittels Y-Verteiler und Stethoskop mitmessen. Weichen beide Untersucher mehr als 5 mmHg bei Systole oder Diastole voneinander ab, wird die Messung verworfen. Ausserdem ist vorgesehen, die Belastung des Probanden für den Messvorgang auszusetzen. Dies hat jedoch zur Folge, dass Messungen unter schwierigen Bedingungen fast ausnahmslos verworfen werden dürfen, was letzten Endes bedeutet, dass ein Messgerät nur im Hinblick auf gute Messbedingungen validiert wird. Somit ist es wahrscheinlich, dass ein streng nach Norm validiertes Gerät im späteren Praxiseinsatz unter Belastungsbedingungen oder sonstigen Artefakten nicht oder nur sehr eingeschränkt tauglich ist.

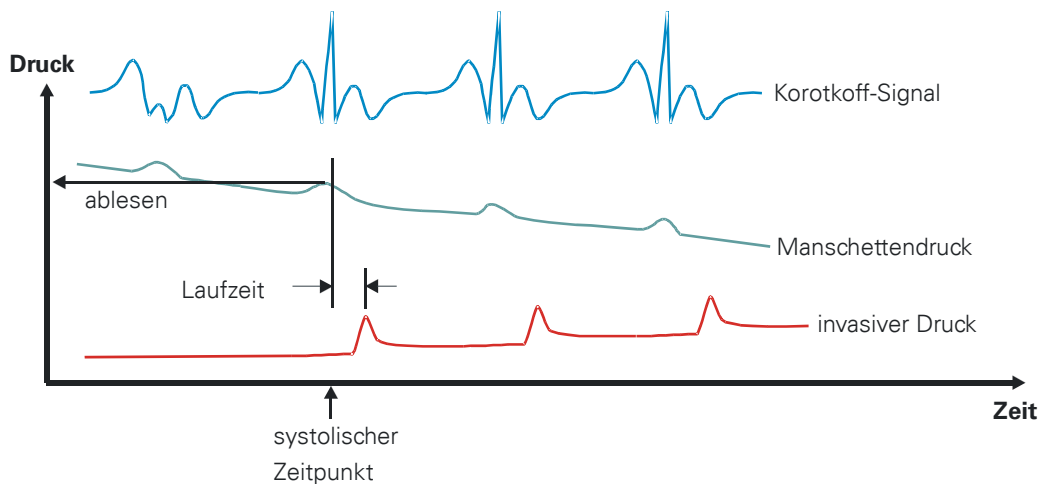
Neben diesen Verfahren gibt es noch die Möglichkeit einer invasiven Vergleichsmessung, was quasi als *Gold-Standard* angesehen werden kann. Dazu wird ein arterieller Zugang benötigt, durch den der Druck direkt mittels eines Katheters gemessen wird. Man erhält dadurch zum einen genaue Absolutwerte und zum anderen Messwerte von Schlag zu Schlag. Die nachfolgende Abbildung zeigt die invasive Druckmessung in der a. brachialis.



**Abbildung 6-2: Invasive Druckmessung**

Auch hier hat man wiederum die Möglichkeit einer invasiven Messung auf der gleichen Seite wie die nicht-invasive Messung oder am gegenüberliegenden Arm. Der entscheidende Unterschied liegt darin, dass bei der Messung am gleichen Arm bei Manschettendrücken über dem systolischen Wert kein Signal mehr erfasst werden kann, da der Blutfluss distal der Manschette unterbrochen ist. Somit ist eine Bestimmung des systolischen Druckes nur indirekt über das Ablesen des Manschettendruckes beim ersten Einsetzen des Drucksignals am Katheter bestimmbar (siehe Abbildung 6-3).

Aufgrund der Invasivität ist dieses Verfahren mit Katheter zwar nicht geeignet, um ein Messgerät im Rahmen eines umfassenden klinischen Tests mit hundert oder mehr Probanden unter Belastung zu testen, jedoch hat sich gezeigt, dass es sehr gut zur Verifizierung nicht-invasiver Validierungsverfahren herangezogen werden kann.



**Abbildung 6-3: Seitengleiche invasive Druckregistrierung**

### 6.1.2 Grafische Validierung

Wie die obigen Betrachtungen gezeigt haben, sind die üblichen Validierungsverfahren nicht besonders aussagekräftig. Insbesondere wenn es darum geht, ein Messsystem unter Belastungsbedingungen

einzusetzen bzw. zu validieren scheiden all diese Verfahren aus, da sie keine sicheren und vor allem keine nachprüfbaren Ergebnisse liefern.

Zur automatischen Bestimmung des Blutdruckes nach dem auskultatorischen Verfahren nach Korotkoff ist es notwendig, das digitalisierte Mikrofonsignal hinsichtlich bestimmter Charakteristika zu vermessen, wie dies bereits im Kapitel 3.2.2 ausführlich erläutert wurde. Zur Entwicklung solcher Algorithmen war es nötig, zunächst eine Vielzahl von Signalen visuell zu begutachten, um Gemeinsamkeiten herauszufinden und dementsprechend Verfahren zur Analyse zu implementieren.

Dabei fiel auf, dass das menschliche Auge selbst bei solchen Messungen, bei denen sowohl automatische Geräte als auch manuelle Messung Probleme hatten, kaum Schwierigkeiten hatte, systolischen und diastolischen Zeitpunkt im Mikrofonsignal zu erkennen. Dass die für das Auge markanten Signaländerungen tatsächlich diesen beiden Punkten entsprechen, wurde durch mehrere invasive Vergleichsmessungen während Herzkatheter-Untersuchungen verifiziert. Dazu wurde bei zehn Patienten sowohl invasiver Druck als auch Mikrofonsignal zeitsynchron registriert. Eine Auswertung dieser Messungen ergab, dass die vom Auge als systolischer und diastolischer Zeitpunkt erkannten Stellen im Mikrofonsignal tatsächlich korrekt sind.

Nachfolgend soll exemplarisch diese Verifizierung gezeigt werden.

Abbildung 6-4 zeigt die Gesamtansicht eines Mikrofonsignals. Die beiden vertikalen Marker geben die Punkte an, die visuell als systolischer und diastolischer Zeitpunkt erkannt wurden. Diese Zeitpunkte sind als Ausschnitte nochmals in dargestellt. Bestimmt man zu diesen beiden Zeitpunkten den Manschettendruck, so erhält man für die Systole 99 mmHg, für die Diastole 75 mmHg. Zum Nachweis, dass durch die visuell mit dem menschlichen Auge festgelegten Punkte tatsächlich der korrekte Blutdruck bestimmt wurde, sind in die zeitsynchron registrierten Drücke in der Manschette und in der a. brachialis dargestellt.

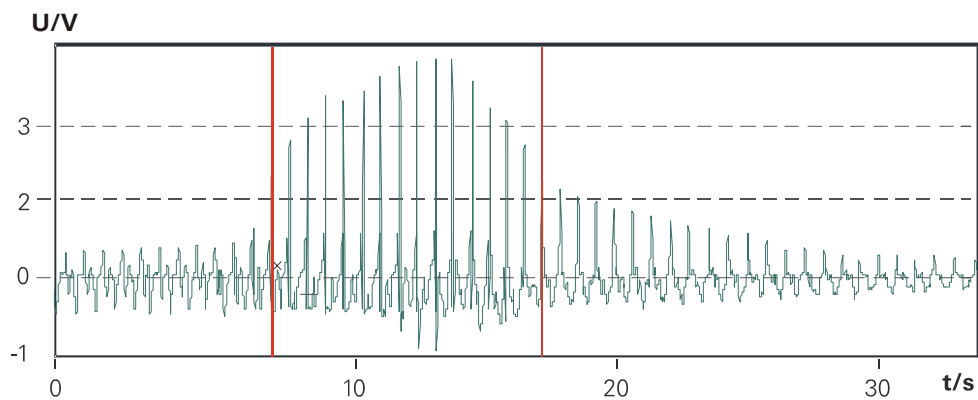


Abbildung 6-4: Gesamtansicht Mikrofonsignal

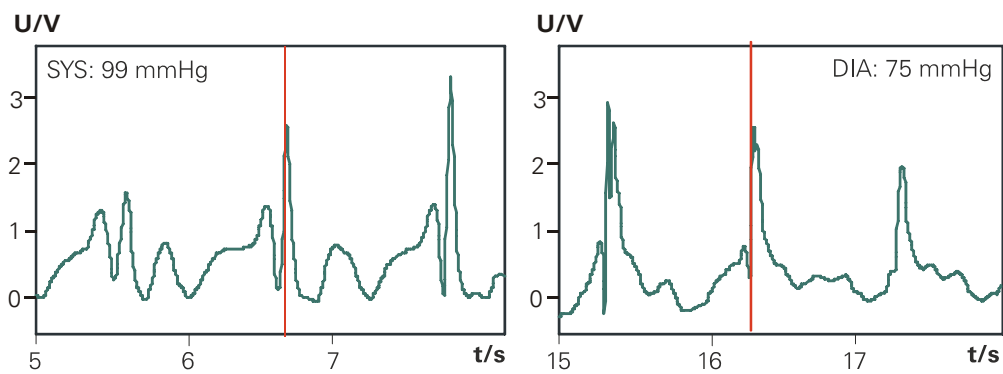


Abbildung 6-5: Detailansicht von systolischem und diastolischem Zeitpunkt (Marker)

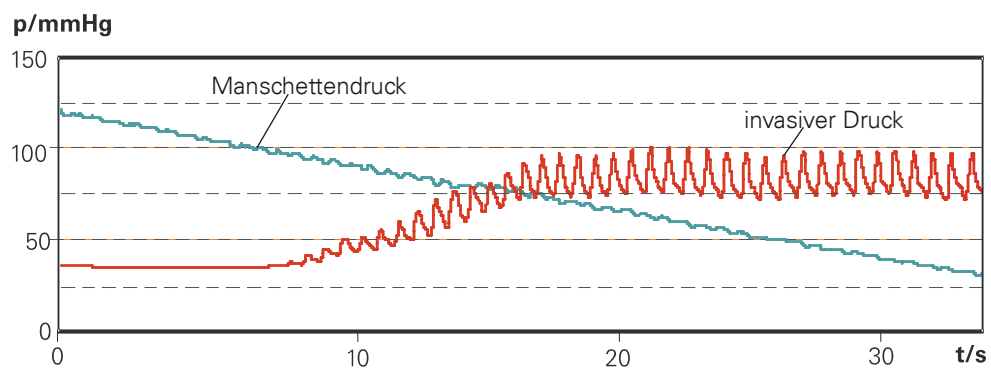


Abbildung 6-6: Invasiver- und Manschettendruck

Zum Verständnis ist zu beachten, dass die invasive Druckregistrierung im linken Arm, distal der Manschette erfolgte.

Solange der Manschettendruck über dem systolischen Druck liegt, ist demnach kein invasives Drucksignal zu registrieren, da durch die Stenose im Oberarm die Blutzirkulation im Unterarm unterbrochen ist. Folglich lässt sich der systolische Druck sehr genau bestimmen, indem man den Manschettendruck

druck langsam erniedrigt, bis erstmals wieder Pulsationen am invasiven Drucksensor registrierbar sind. Diese zunächst noch stark bedämpften Pulsationen kommen dadurch zustande, dass der systolische Druck jetzt erstmals für kurze Zeit über dem Manschettendruck liegt und somit wieder Blut in die Arterie distal der Manschette gelangt. Je weiter man den Druck in der Manschette absenkt, desto länger werden diese Zeitintervalle, bis schließlich keine Bedämpfung der Pulswelle mehr auftritt und somit der diastolische Druck in der Manschette unterschritten ist.

Daraus lassen sich folgende Kriterien zur invasiven Validierung von Systole und Diastole herleiten:

- Zum Zeitpunkt des Einsetzens der Pulsationen im invasiven Drucksignal kann der *systolische Druck* als aktueller Manschettendruck abgelesen werden (indirekte Messung).
- Sobald keine Bedämpfung dieser Pulsationen mehr auftritt, kann der *diastolische Druck* aus dem Manschettendruck ermittelt werden.

Wie man in leicht nachvollziehen kann, entspricht der anhand des Mikrofonsignals bestimmte Blutdruck den tatsächlichen Werten für Systole und Diastole, die invasiv ermittelt wurden.

## 6.2 Klinische Tests / Auswertung

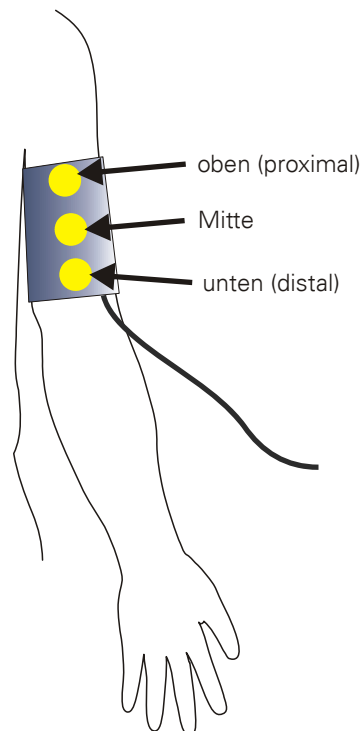
Im Rahmen dieser Arbeit wurden – wie in den vorangegangenen Kapiteln eingehend dargestellt – verschiedene Verfahren der digitalen Signalverarbeitung implementiert. Um deren Anwendbarkeit zur Lösung der Problemstellung zu bewerten ist es notwendig, ausreichend Tests durchzuführen, d.h. die möglichen Algorithmen müssen mit realen Messdaten getestet werden. Spricht man in diesem Zusammenhang von realen Messdaten, so sind damit insbesondere Messungen an Patienten unter klinischen Bedingungen gemeint und nicht Messungen im Labor. Die Erfahrung mit solchen Validierungsverfahren von Algorithmen hat nämlich sehr schnell gezeigt, dass ein im Labor erfolgreich getesteter Algorithmus im klinischen Alltag selten Bestand hat, da hier zum einen Probanden mit kardiovaskulären Erkrankungen vorhanden sind und zum anderen Störeinflüsse auftreten, mit denen im Vorfeld oft nicht gerechnet wird. Dabei handelt es sich sowohl um direkte Störeinflüsse auf das Signal durch Umgebungsgeräusche (die oft nicht unerheblich sind!) als auch um Einflüsse durch eine falsche Anwendung. So wird häufig die Manschette nicht sorgfältig platziert und somit kommt das Mikrofon nicht exakt über der Arterie zu liegen. Allen Störungen gemeinsam ist die Tatsache, dass sie sich im klinischen Alltag kaum vermeiden lassen und nicht reproduzierbar sind.

Diese fehlende Reproduzierbarkeit sowohl der Messung selbst als auch der Störungen erschwert den Test neuer Algorithmen in erheblichem Maße. Jeder Proband und jede Messung ist anders, sodass Erfolg oder Misserfolg von Optimierungen in der Signalverarbeitung nicht sinnvoll bewertbar ist. Dies führt zu dem Wunsch jede Messung so aufzuzeichnen, dass sie jederzeit mit neuen Algorithmen ausgewertet werden kann.

### 6.3 Mikrofon-Platzierung

Die vielfältigen Erklärungen zur Entstehung der Korotkoff-Geräusche führten zu der Idee, zunächst die Signale in Abhängigkeit von der Position des Mikrofons näher zu untersuchen.

Dazu wurden an mehreren Probanden Messungen mit jeweils drei verschiedenen Positionen des Mikrofons durchgeführt. Der Sensor wurde dazu am oberen sowie am unteren Rand der Manschette platziert, was annähernd einer Platzierung distal und proximal der Stenose entsprechen soll und des Weiteren mittig unter der Manschette platziert.



**Abbildung 6-7: Mikrofonpositionen**

Die Ergebnisse der Messungen sind in den drei nachfolgenden Grafiken dargestellt. Sie zeigen drei aufeinander folgende Messungen am gleichen Probanden mit verschiedenen Mikrofon-Positionen.

Man erkennt dabei deutlich, dass die Platzierung des Mikrofons am unteren Manschettenrand die besten Ergebnisse mit dem besten SNR liefert. Das Grundrauschen bzw. die Artefakte durch den Aufpump- sowie den Ablassvorgang sind über alle drei Positionen hinweg relativ konstant. Die maximalen Amplituden der Nutzsignale nehmen um den Faktor vier ab. Zusätzlich ist in der oberen Position keine klare Abgrenzung des systolischen Zeitpunktes mehr möglich. So wurde mit dem herkömmlichen Algorithmus in dem unten gezeigten Beispiel die Systole um über 20 mmHg überschätzt. Dies lässt sich dadurch deuten, dass proximal der Stenose (also in der oberen Position) ständig Pulswellen auftreten und entsprechende Signale im Mikrofon erzeugen. Dies ist auch ein Hinweis darauf, dass die Nutzsignale tatsächlich durch Druckschwankungen und nicht durch das Korotkoff-Phänomen entstehen.

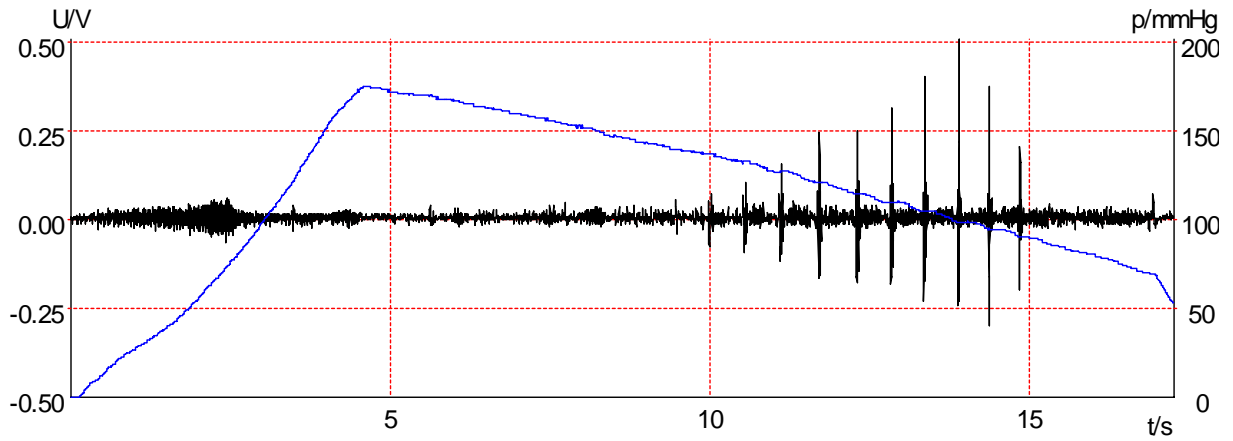


Abbildung 6-8: Mikrofon am unteren Rand platziert (distal)

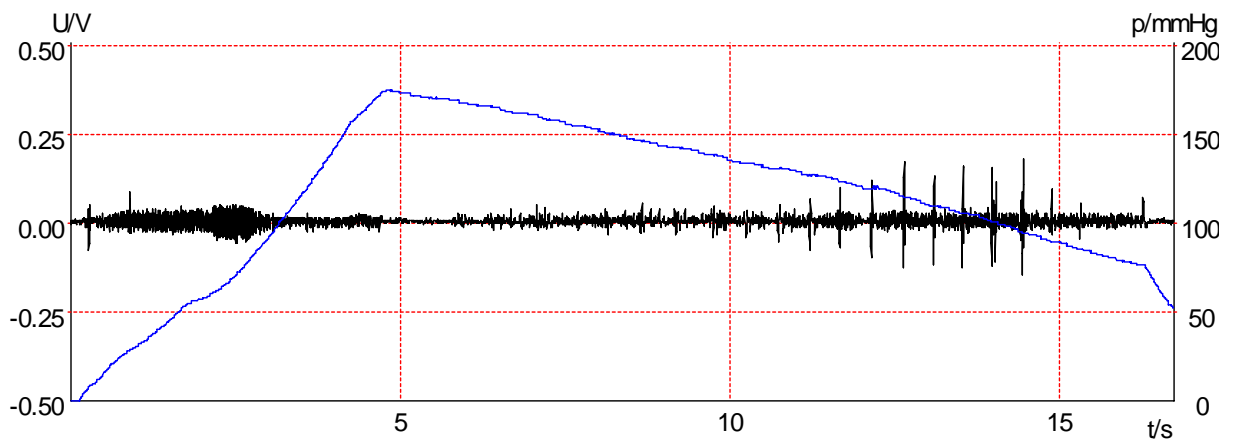


Abbildung 6-9: Mikrofon mittig platziert

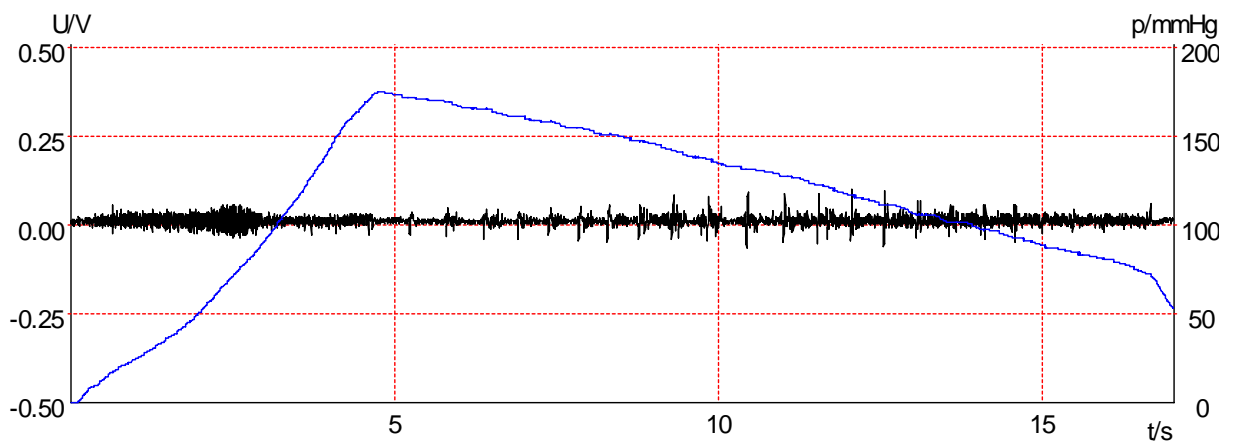


Abbildung 6-10: Mikrofon oben platziert (proximal)



## 6.4 Klassifikation der Messdaten

Im Laufe der vorliegenden Arbeit wurden Signale von über 5000 Messungen aufgezeichnet. Über 90% der Messungen erfolgten in Kliniken zur medizinischen Rehabilitation nach operativen Eingriffen am Herzen bzw. am Bewegungsapparat. Die restlichen Messungen stammen aus Labor und sportmedizinischen Trainingszentren.

## 6.5 Ergebnisse

Auf den nachfolgenden Seiten werden nun praktische Messbeispiele vorgestellt und diskutiert. Dargestellt wird jeweils Manschettendruck und Mikrofonsignal als Originalsignal, darunter der systolische und der diastolische Bereich als vergrößerte Ausschnitte, sowie schließlich das Mikrofonsignal nach der Multi-Skalen-Analyse.

### 6.5.1 Ergometer-Test

Zunächst werden einige praktische Messbeispiele gezeigt, die im Rahmen einer Ergometrie auf einem Fahrradergometer registriert wurden. Der Proband war männlich, 57 Jahre alt, Oberarmumfang: 28cm. Diese Messreihe wurde deshalb ausgewählt, weil bis auf die Ruhemessungen überdurchschnittlich starke Artefakte vorhanden waren und somit die Vorteile der AMSA besonders zum Vorteil gereichen.



**Abbildung 6-11: Ergometer mit Patient**

Die Tabelle 6-1 zeigt sowohl die von Hand gemessenen Werte für Systole und Diastole zweier gleichzeitig messenden Ärzte als auch die von dem im Ergometer eingebauten Serien-Blutdruckmesser ermittelten werte. Zusätzlich sind die mittels AMSA ermittelten Druckwerte aufgeführt.

Tabelle 6-1: Übersicht Messergebnisse

Nr.	Arzt 1		Arzt 2		Serienmessgerät		AMSA	
	SYS mmHg	DIA mmHg	SYS mmHg	DIA mmHg	SYS mmHg	DIA mmHg	SYS mmHg	DIA mmHg
1	102	64	105	65	95	63	102	67
2	110	60	120	60	194	46	115	62
3	122	65	122	65	101	46	117	70
4	122	66	122	62	162	46	125	70
5	112	68	122	65	153	46	128	64
6	99	58	95	60	100	63	103	62

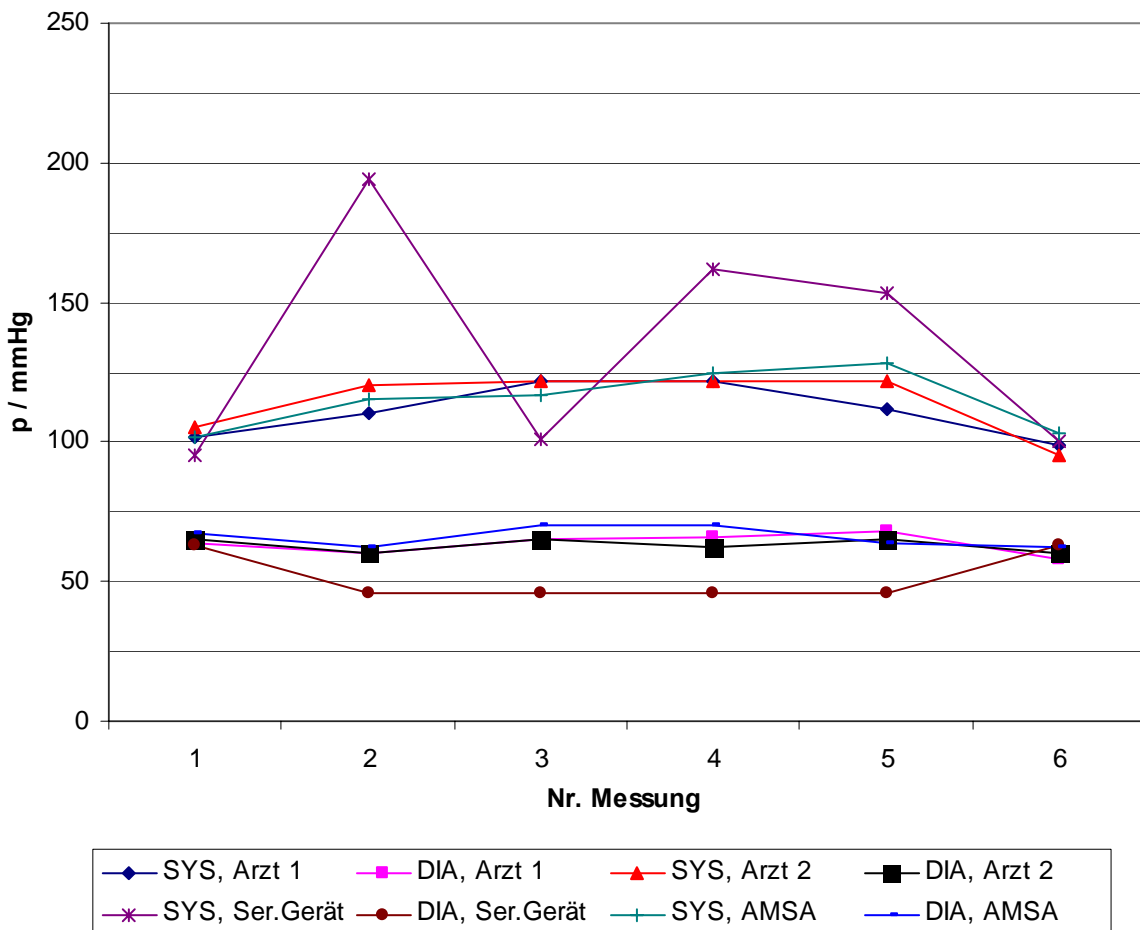


Abbildung 6-12: Messergebnisse in grafischer Darstellung

## 6.5.1.1 Messung 1 (Ruhemessung)

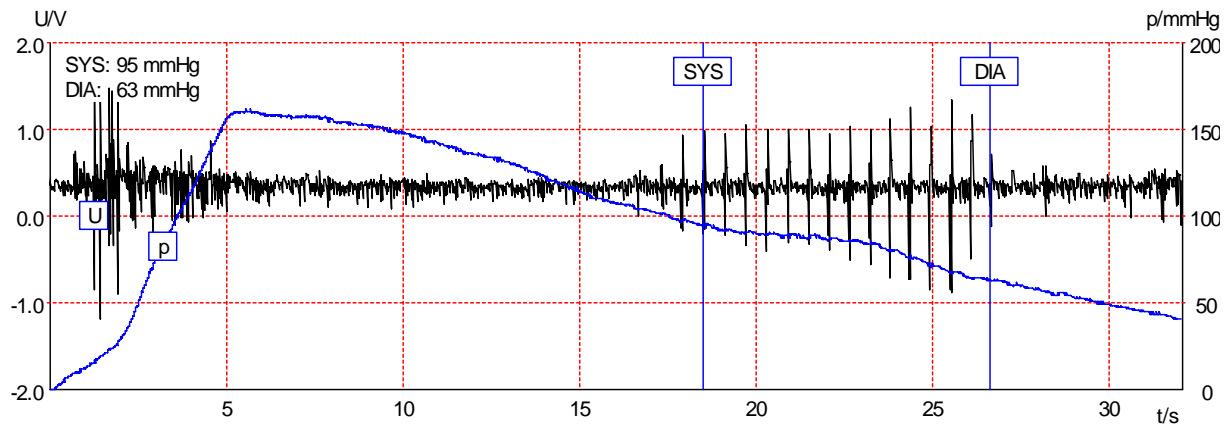


Abbildung 6-13: Ergometrie, Messung 1 (Originalsignal)

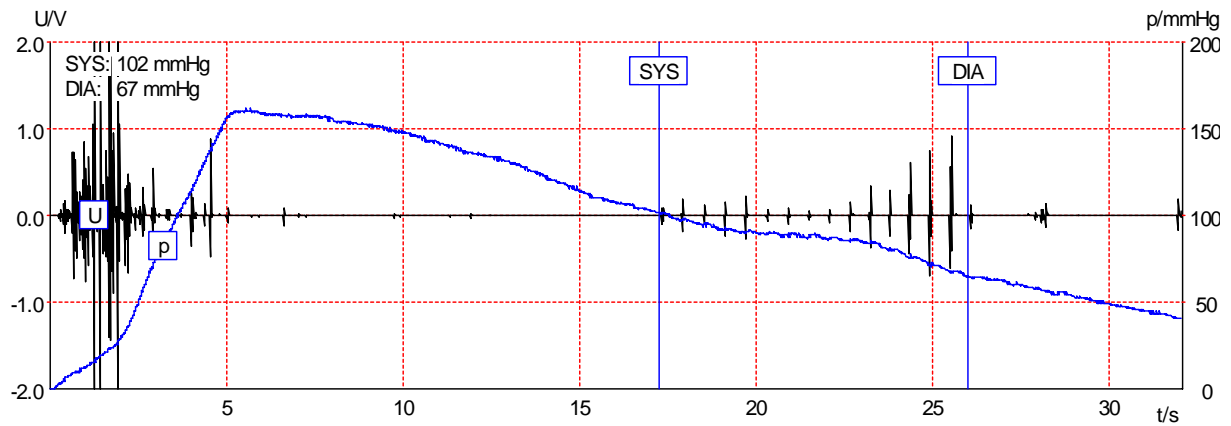


Abbildung 6-14: Ergometrie, Messung 1 (AMSA)

Anmerkungen:

Es handelt sich bei der obigen Messung um die Ruhemessung vor Beginn der Ergometrie. Das Mikrofon-Signal ist sehr gut zu analysieren und somit stimmen auch die Werte von automatischer Messung mittels Seriengerät und der AMSA recht gut überein.

### 6.5.1.2 Messung 2 (Belastung mit 70W)

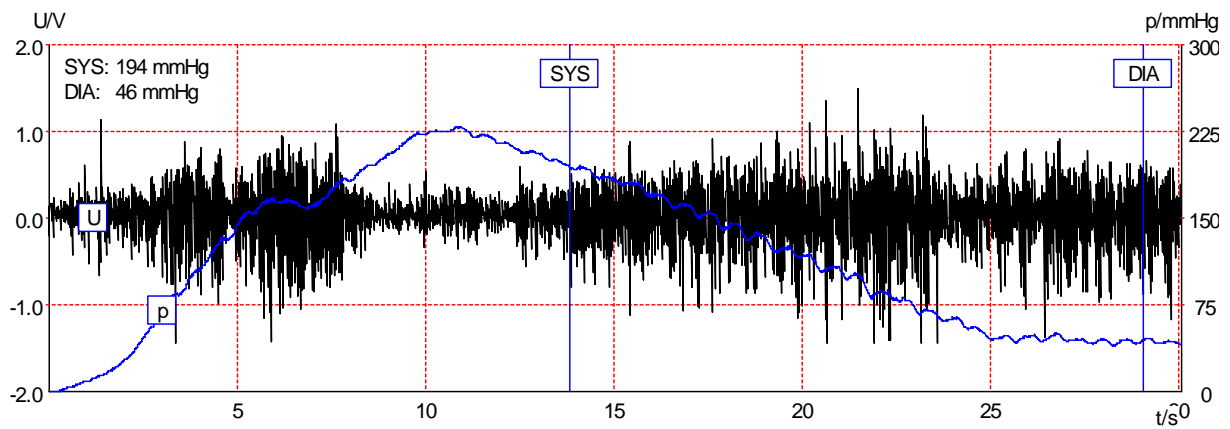


Abbildung 6-15: Ergometrie, Messung 2 (Originalsignal)

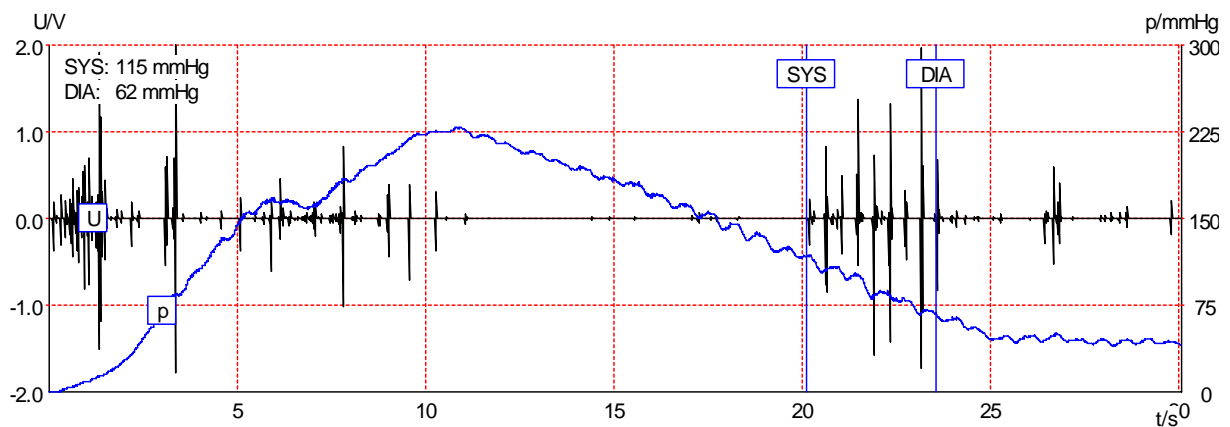


Abbildung 6-16: Ergometrie, Messung 2 (AMSA)

#### Anmerkungen:

Bereits bei einer Belastung von 70 Watt nehmen die Störungen im Signal stark zu. Selbst mit geschultem Auge können Werte für Systole und Diastole nur noch vage bestimmt werden. Folglich liefert die automatische Messung mittels im Ergometer integriertem Blutdruckmesser ein falsches Ergebnis. Die AMSA liefert dagegen sehr klare Zeitpunkte für Systole und Diastole. Die Werte stimmen sehr gut mit den von den beiden Ärzten bestimmten Messwerten überein.

## 6.5.1.3 Messung 3 (Belastung mit 100W)

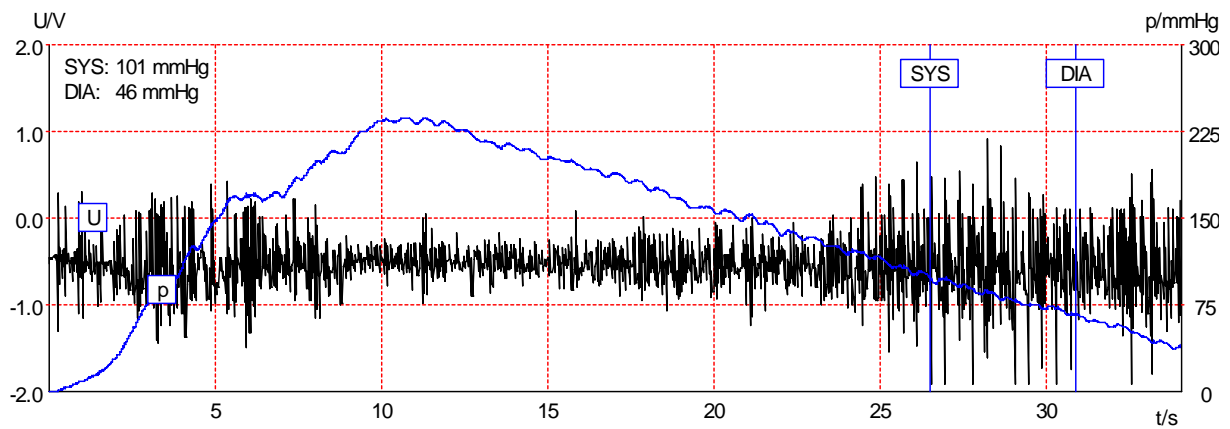


Abbildung 6-17: Ergometrie, Messung 3 (Originalsignal)

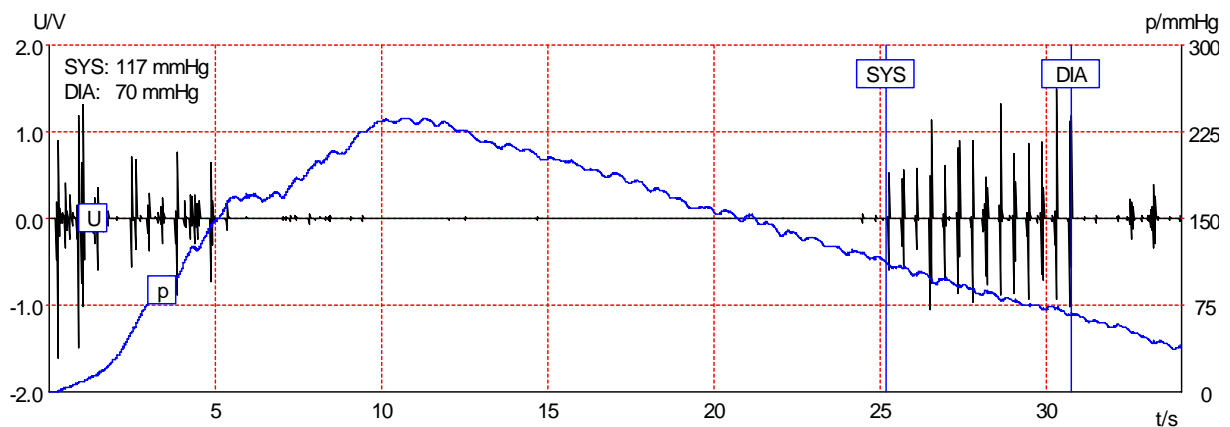


Abbildung 6-18: Ergometrie, Messung 3 (AMSA)

Anmerkungen:

In der obigen Messung hat sich der Signal-Störabstand wieder leicht verbessert. Die Diastole wurde jedoch automatisch völlig falsch bestimmt da bis zum Ende der Messung (bei Drücken unter 45 mmHg wird eine Messung generell beendet) falsche Signale erkannt wurden. Anders dagegen in der AMSA: hier ist eine Bestimmung von systolischem und diastolischem Zeitpunkt eindeutig möglich.

### 6.5.1.4 Messung 4 (Belastung mit 120W)

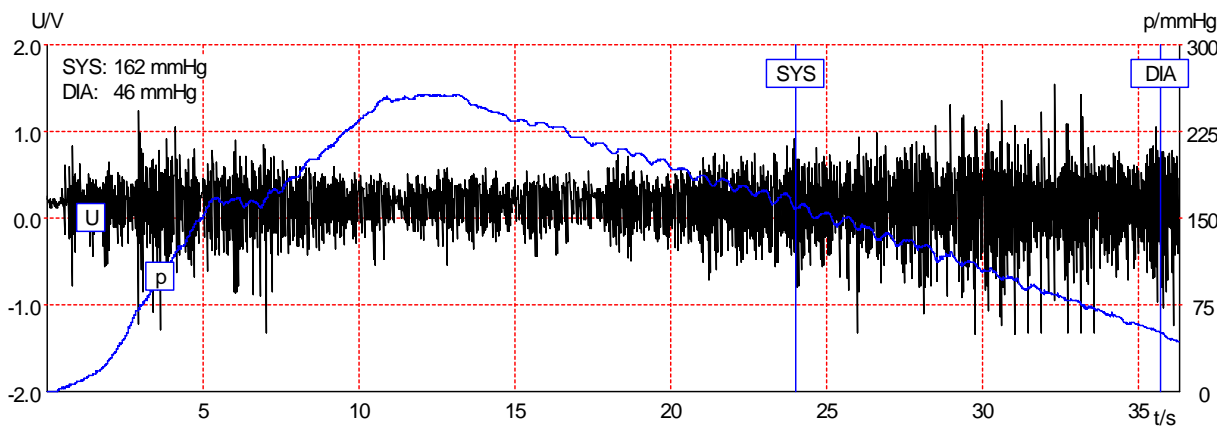


Abbildung 6-19: Ergometrie, Messung 4 (Originalsignal)

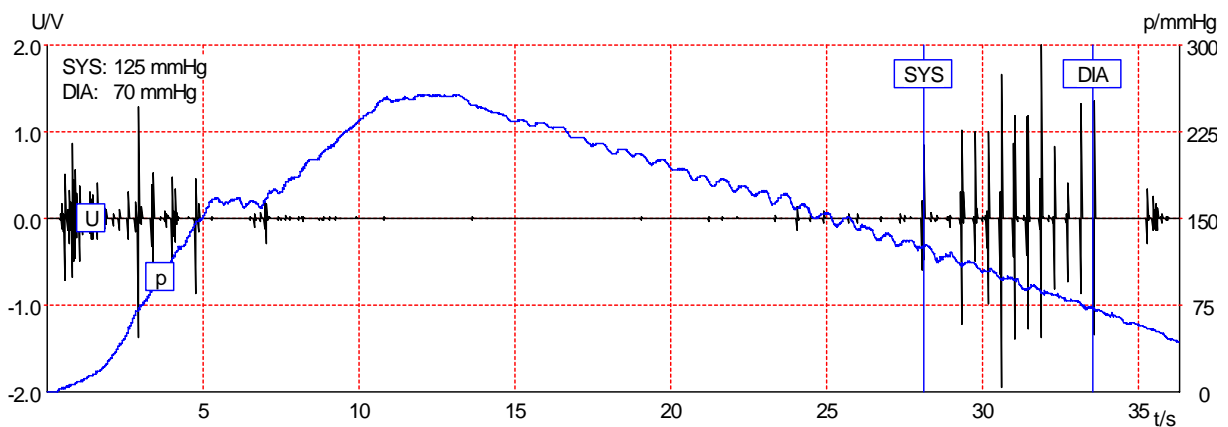


Abbildung 6-20: Ergometrie, Messung 4 (AMSA)

#### Anmerkungen:

Der Störpegel hat jetzt wieder deutlich zugenommen. Eine automatische Messung war auch in diesem Falle nicht möglich. Nach der AMSA ist eine Vermessung recht gut möglich. Einzig bei der Systole könnte der korrekte Zeitpunkt eventuell zwei Herzschläge weiter rechts liegen. In obiger Grafik wurde davon ausgegangen, dass zwei Herzzyklen fehlen. Dieser systolische Druckwert stimmt dann auch sehr gut mit dem Mittelwert der von den Ärzten bestimmten Werte überein und erscheint auch im Rahmen der anderen Messwerte plausibel.

### 6.5.1.5 Messung 5 (Belastung mit 100W)

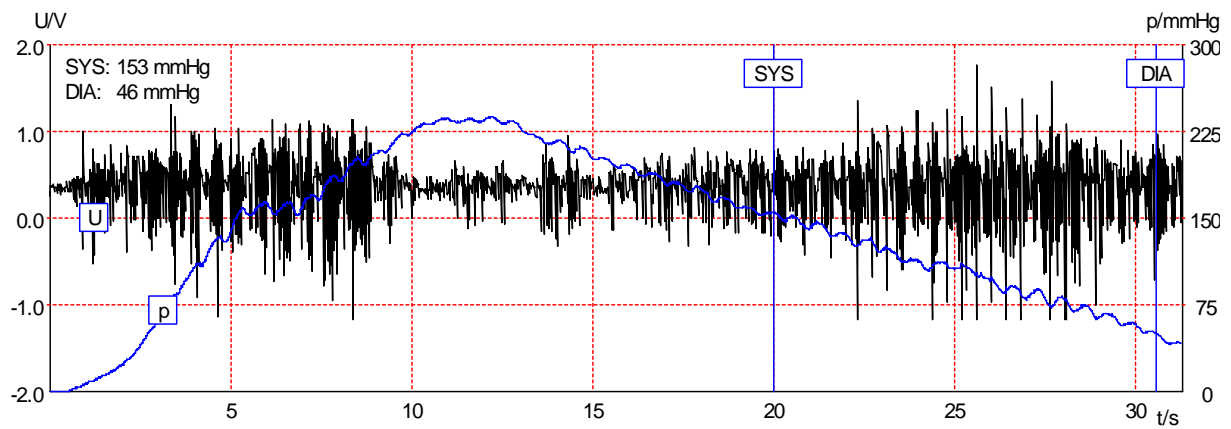


Abbildung 6-21: Ergometrie, Messung 5 (Originalsignal)

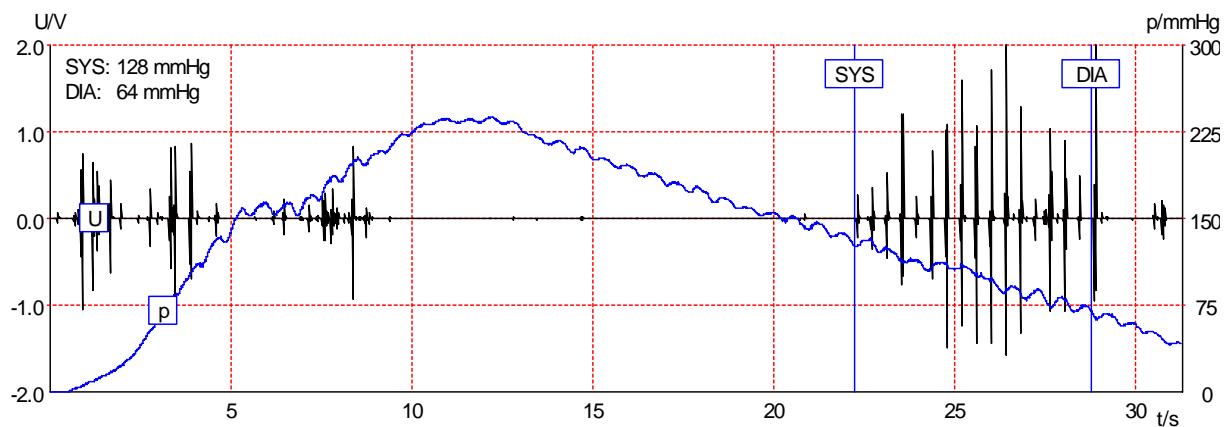


Abbildung 6-22: Ergometrie, Messung 5 (AMSA)

#### Anmerkungen:

Der Störpegel ist immer noch sehr hoch, das Signal-Rauschverhältnis jedoch etwas günstiger als bei der Messung zuvor. Mit der AMSA ist wiederum eine sehr einfache Bestimmung von systolischem und diastolischem Zeitpunkt möglich.

### 6.5.1.6 Messung 6 (Ruhemessung nach Erholphase)

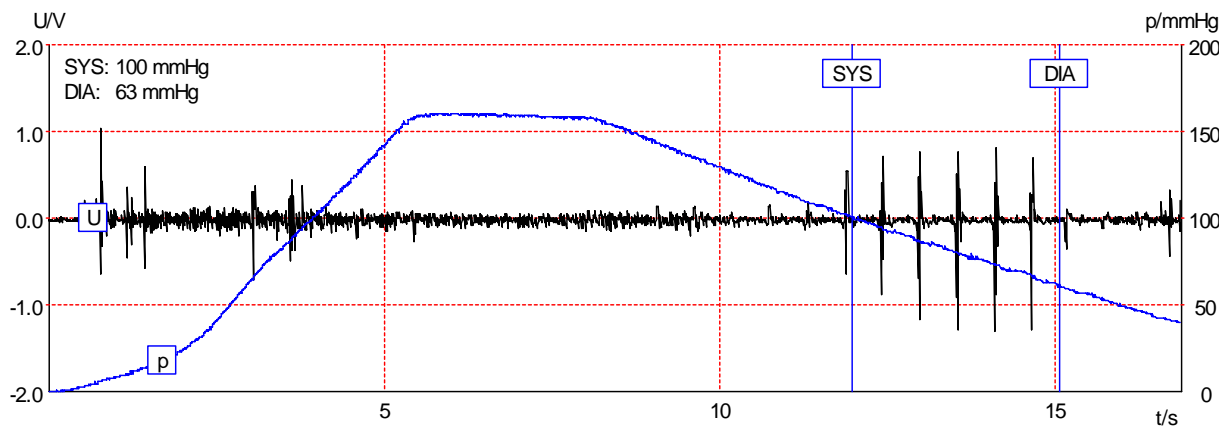


Abbildung 6-23: Ergometrie, Messung 6 (Originalsignal)

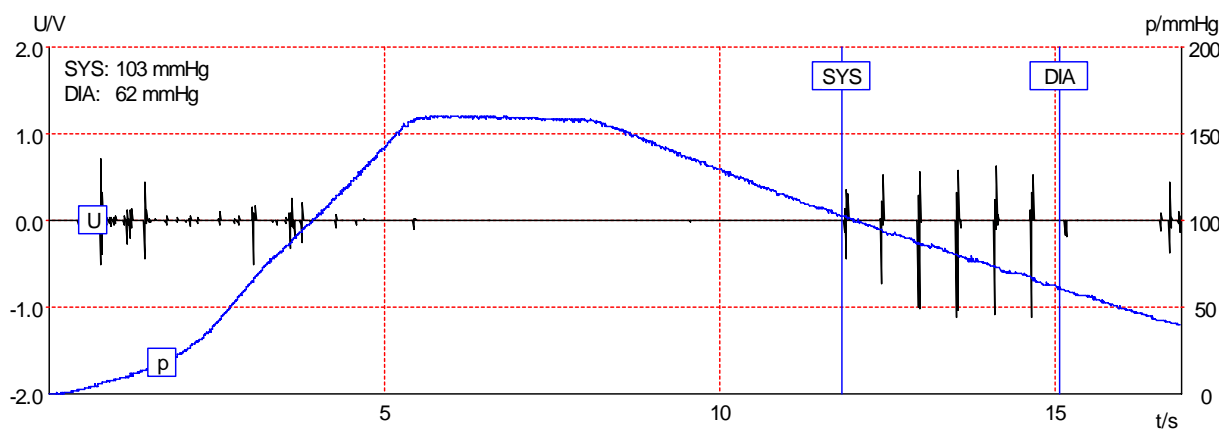


Abbildung 6-24: Ergometrie, Messung 6 (AMSA)

#### Anmerkungen:

Zum Ende der Ergometrie wurde nach kurzer Erholphase eine letzte Messung in Ruhe durchgeführt. Die Störungen ist fast völlig verschwunden. Mit allen Verfahren waren die Messwerte sehr sicher zu bestimmen.

### 6.5.1.7 Zusammenfassung

Die obigen Messungen sind sicherlich Beispiele für extrem schlechte Signal-Stör-Abstände. Diese treten jedoch im klinischen Alltag vermehrt auf und sind keineswegs Ausnahmereischeinungen. Mit dem im Ergometer integrierten Blutdruckmesser (ergoline), der sicher zu den besten am Markt gehört, waren meist keine korrekten Messungen möglich. Dagegen zeigten alle mittels AMSA ermittelten Messwerte sowohl sehr gute Übereinstimmungen mit den von den Ärzten auskultatorisch be-



stimmten Druckwerten als auch Plausibilität im Hinblick auf die gesamte Messreihe und den Trainingsablauf.

### 6.5.2 Laufband-Test

Die nachfolgenden Grafiken enthalten Signale, die unter Belastung auf einem Laufband aufgenommen wurden. Der Proband war ohne Befund. Gezeigt wird wie schon zuvor jeweils das Originalsignal mit den Markierungen für die Werte für Systole und Diastole, wie sie mit dem ergoline Laufband-Blutdruckmesser (nachfolgend als herkömmliches Gerät bezeichnet) ermittelt wurden und darunter jeweils das Signal nach der AMSA mit den Markierungen der daraus ermittelten Parameter für Systole und Diastole.

Die nachfolgende Tabelle gibt eine Übersicht über die Messergebnisse der automatischen Messung mittels des im Laufband integrierten Blutdruckmessers ( $SYS_{\text{auto}}$ ,  $DIA_{\text{auto}}$ ) und den Messwerten, die durch die MSA ( $SYS_{\text{AMSA}}$ ,  $DIA_{\text{AMSA}}$ ) errechnet wurden.

Nr.	Beschreibung	$SYS_{\text{auto}}$ / mmHg	$DIA_{\text{auto}}$ / mmHg	$SYS_{\text{AMSA}}$ / mmHg	$DIA_{\text{AMSA}}$ / mmHg
1	Ruhemessung	101	74	103	75
2	6 km/h	111	63	111	81
3	8 km/h	100	72	113	77
4	10 km/h	-	-	112	78
5	12 km/h	-	-	127	82
6	8 km/h, Erholung	99	47	118	76
7	6 km/h, Erholung	93	47	118	78

**Tabelle 6-2: Messergebnisse Laufband**

Anmerkungen zur Tabelle bzw. zu den Messwerten:

- Bei der Ruhemessung liefern beide Systeme plausible Ergebnisse. Eine Vergleichsmessung mit Stethoskop ergab einen Wert von 100 / 70 mmHg, d.h. beide Messungen liegen in einem akzeptablen Abweichungsintervall von dem per Ohr ermittelten Referenzwert. Auch die grafische Auswertung (siehe nachfolgende Signale) bestätigt die Messwerte.
- Die Messungen bei einer Laufbandgeschwindigkeit von 6 km/h und 8 km/h in der Erholphase zeigen deutliche Messabweichungen in systolischem und diastolischem Wert.
- Bei 10 km/h und 12 km/h konnte kein automatischer Messwert ermittelt werden.

Die nachfolgenden Grafiken zeigen diese Ergebnisse nochmals in grafischer Form.

### 6.5.2.1 Messung 1 (Ruhemessung)

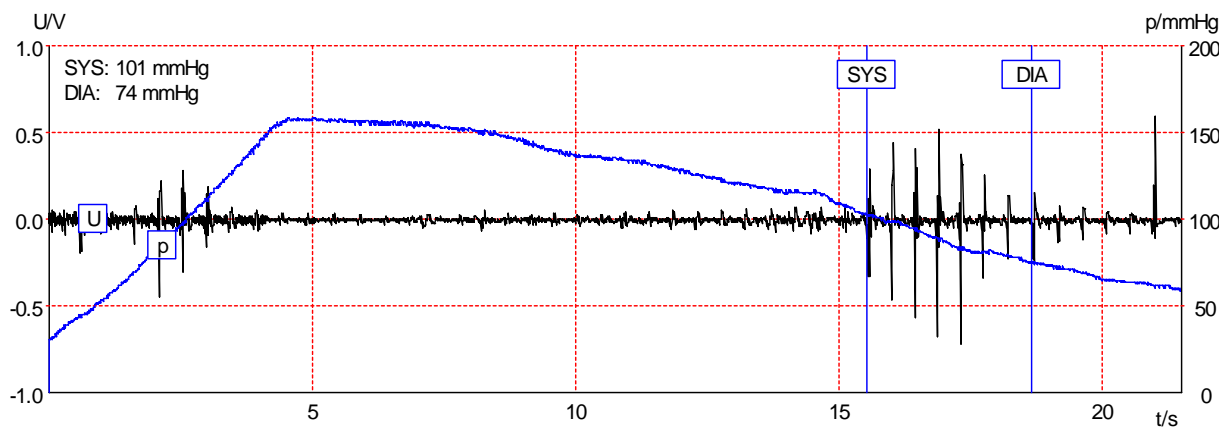


Abbildung 6-25: Originalsignal Ruhemessung

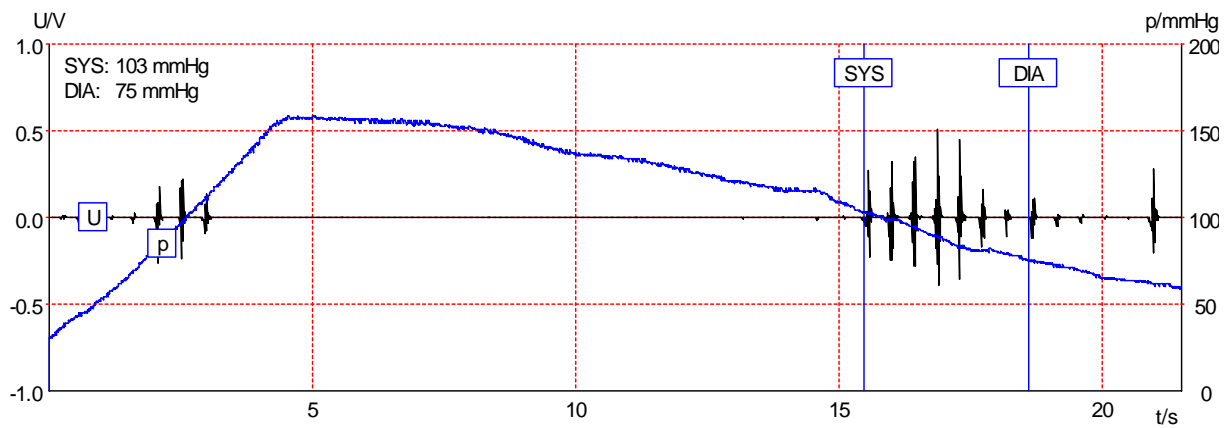


Abbildung 6-26: Signal Ruhemessung nach AMSA

#### Anmerkungen:

Erwartungsgemäß war eine Messung in Ruhe auch mit dem herkömmlichen Messgerät möglich. Die Ergebnisse für systolischen und diastolischen Druck sind identisch mit den Messergebnissen nach der AMSA.

## 6.5.2.2 Messung 2 (Belastung mit 6 km/h)

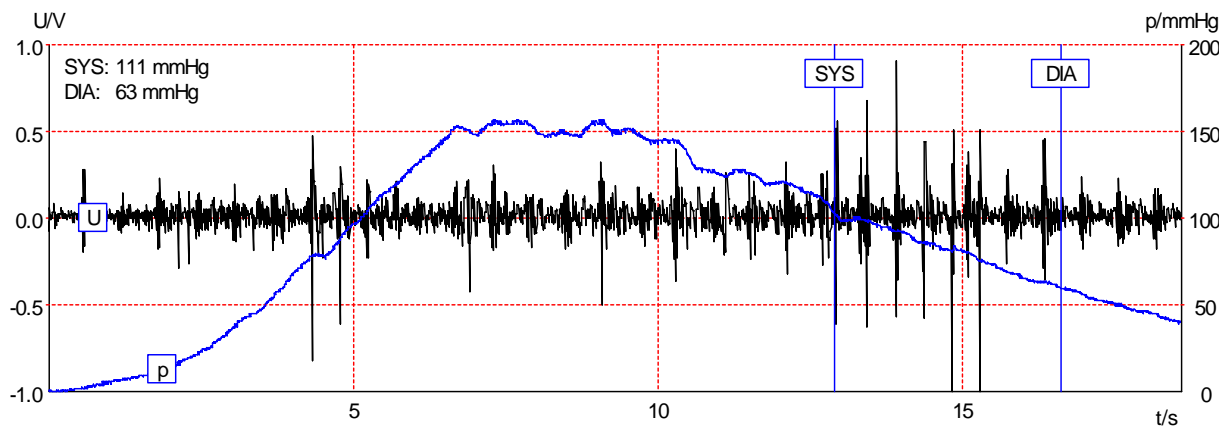


Abbildung 6-27: Originalsignal bei 6 km/h

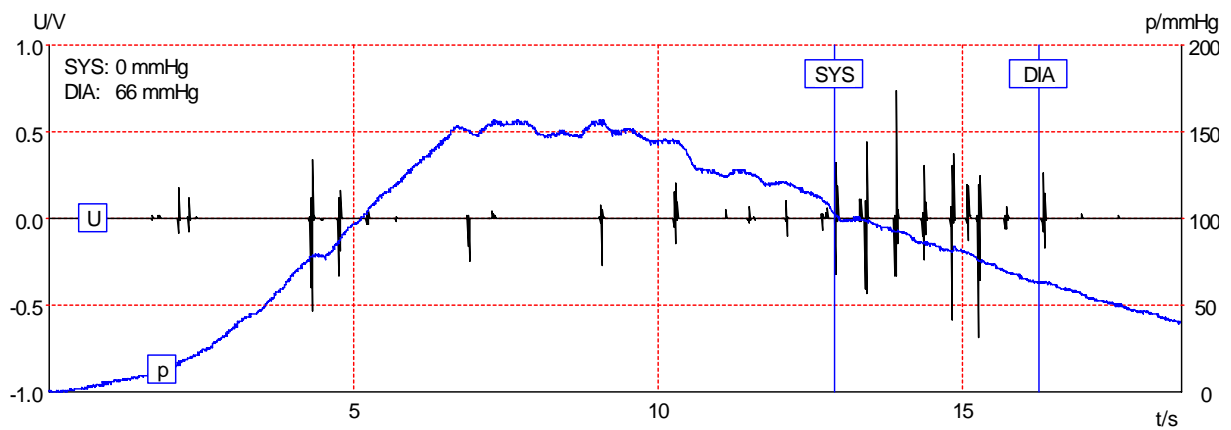


Abbildung 6-28: Signal bei 6 km/h nach AMSA

Anmerkungen:

Als nächstes lief der Proband mit einer Geschwindigkeit von 6 km/h.

Man erkennt dabei deutlich, wie die Artefakte zunehmen, jedoch die Zeitpunkte für Systole und Diastole visuell noch klar abgrenzbar bleiben.

### 6.5.2.3 Messung 3 (Belastung mit 8 km/h)

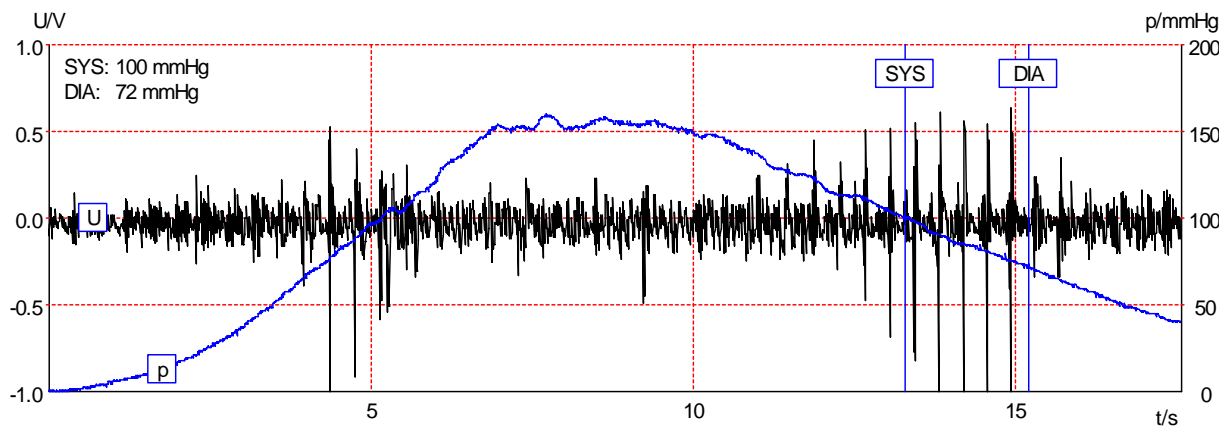


Abbildung 6-29: Originalsignal bei 8 km/h

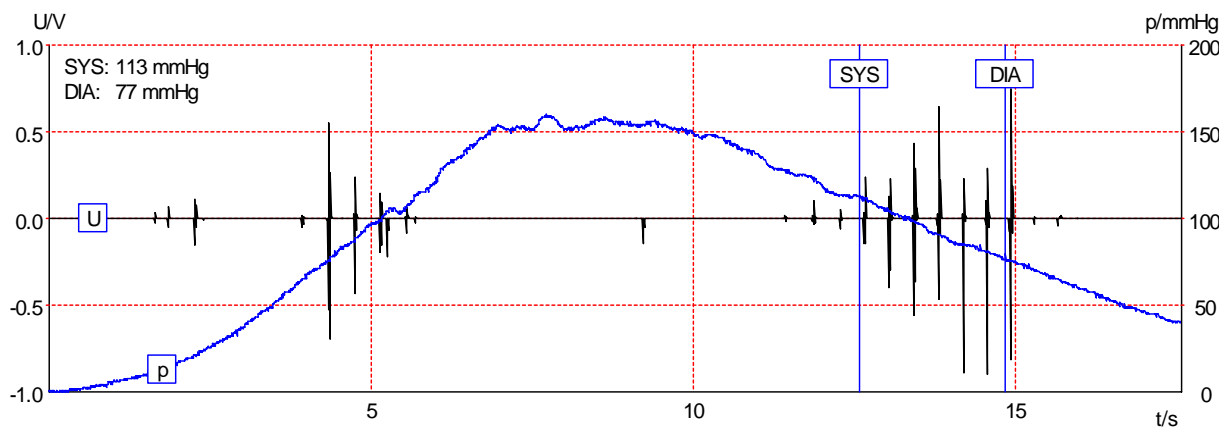


Abbildung 6-30: Signal bei 8 km/h nach AMSA

#### Anmerkungen:

Die Artefakte im Mikrofon-Signal haben im Vergleich zu den Nutzsignalanteilen nochmals deutlich zugenommen. Die Systole wird deutlich zu spät erkannt. Diastolisch ergeben sich keine größeren Abweichungen.

### 6.5.2.4 Messung 4 (Belastung mit 10 km/h)

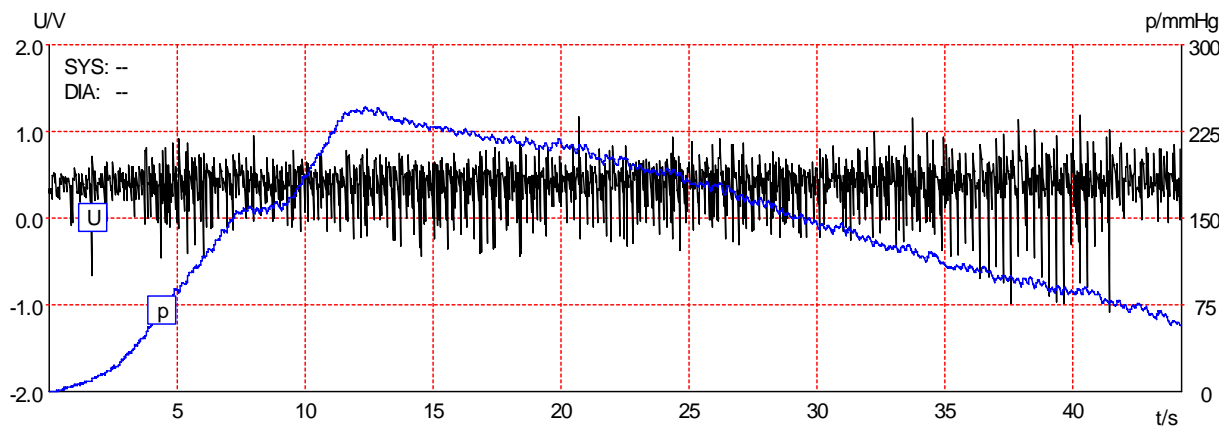


Abbildung 6-31: Originalsignal bei 10 km/h

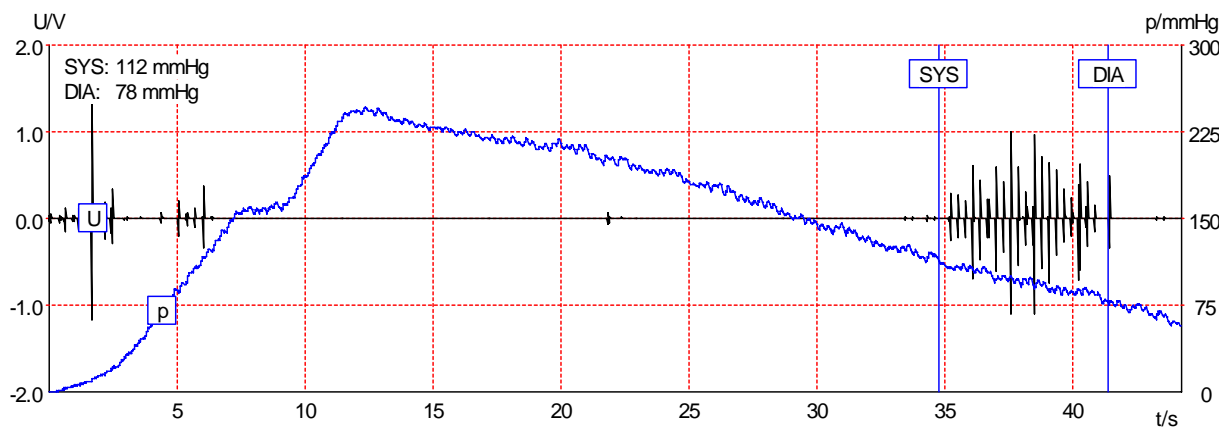


Abbildung 6-32: Signal bei 10 km/h nach AMSA

#### Anmerkungen:

Bei einer Laufbandgeschwindigkeit von 10 km/h sind die Artefakte bereits so stark, dass selbst mit geschultem Auge eine Bestimmung von systolischem und diastolischem Zeitpunkt im Originalsignal schwer fällt. Anders dagegen im Signal nach der AMSA: hier ist eine eindeutige Bestimmung der Zeitpunkte von Systole und Diastole möglich.

### 6.5.2.5 Messung 5 (Belastung mit 12 km/h)

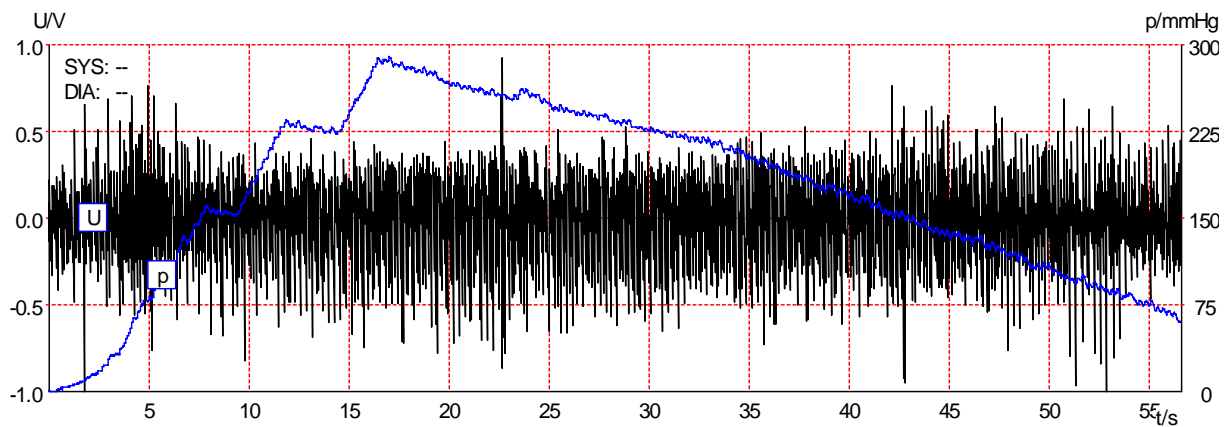


Abbildung 6-33: Originalsignal bei 12 km/h

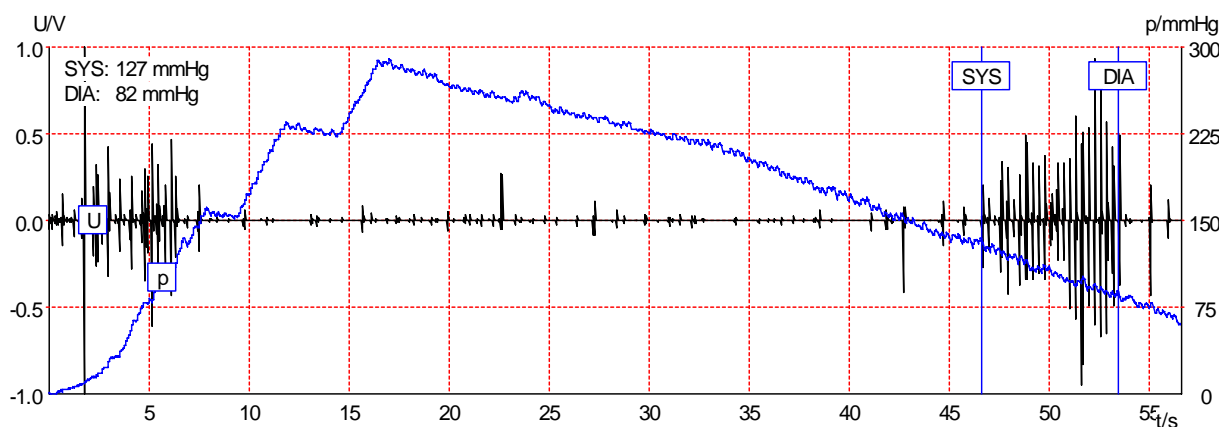


Abbildung 6-34: Signal bei 12 km/h nach AMSA

#### Anmerkungen:

Bei einer Laufgeschwindigkeit von 12 km/h ist ohne MSA sicherlich keine Messung mehr möglich. Nutz- und Störamplituden haben nahezu gleichen Pegel.

Das Signal nach der AMSA ist relativ gut zu vermessen. Möglicherweise ist der systolische Zeitpunkt um ein bis zwei Herzzyklen nicht ganz sicher zu bestimmen. Dies hat jedoch von der Abweichung der daraus resultierenden Druckwerte für die klinische Bewertung keinerlei Bedeutung. Der diastolische Zeitpunkt ist klar abgegrenzt.

### 6.5.2.6 Messung 6 (Erholphase mit 8 km/h)

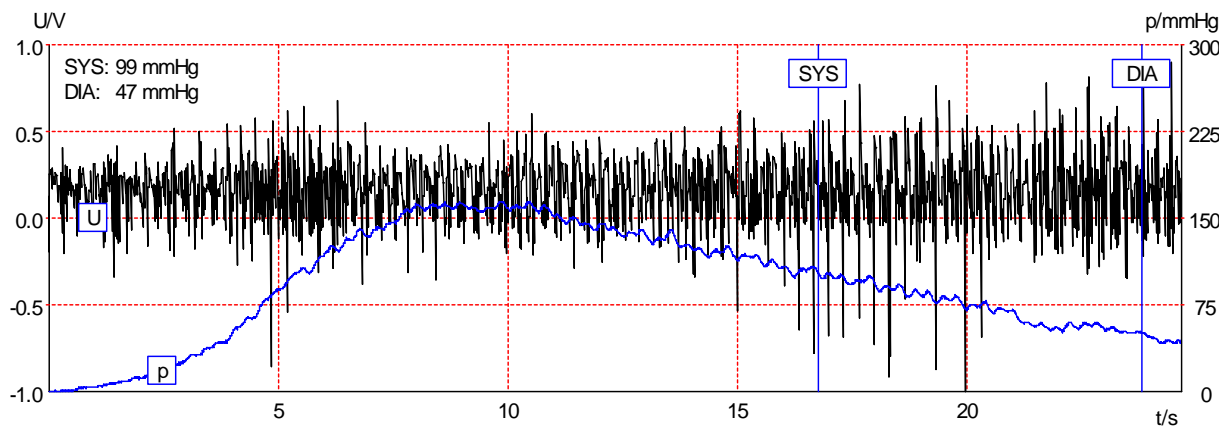


Abbildung 6-35: Originalsignal bei 8 km/h

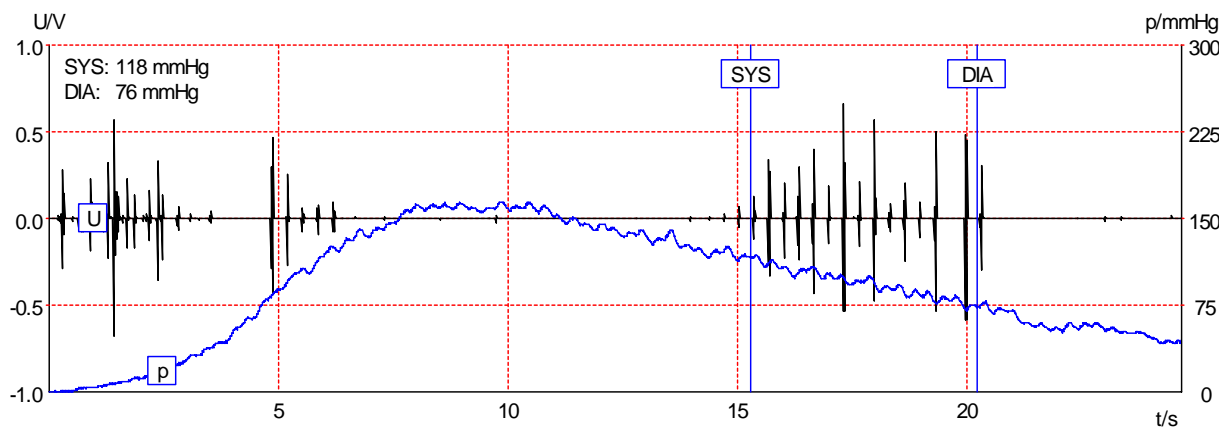


Abbildung 6-36: Signal bei 8 km/h nach AMSA

#### Anmerkungen:

Nach der maximalen Belastung mit einer Laufgeschwindigkeit von 12 km/h wurde mit 8 km/h die Erholphase eingeleitet. Die Artefakte nehmen wieder etwas ab, jedoch ist eine Messung ohne AMSA immer noch kaum möglich. Die automatische Messung zeigt folglich deutliche Abweichungen von den tatsächlichen Druckwerten für Systole und Diastole. Mit AMSA werden plausible Messwerte erzielt.

### 6.5.2.7 Messung 7 (Erholphase mit 6 km/h)

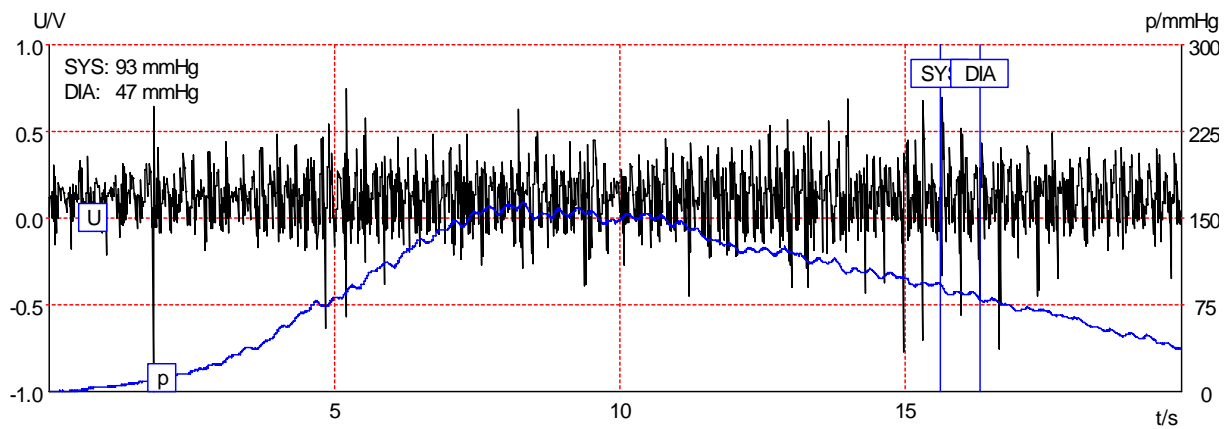


Abbildung 6-37: Originalsignal bei 6 km/h

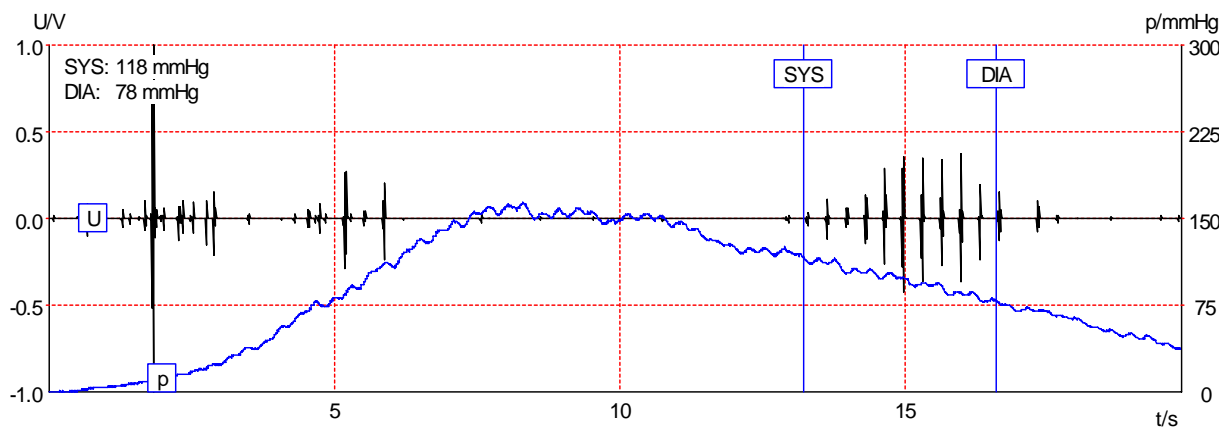


Abbildung 6-38: Signal bei 6 km/h nach AMSA

#### Anmerkungen:

Zum Abschluss der Belastung erfolgte eine weitere Erholphase mit einer Laufgeschwindigkeit von 6 km/h. Die Signalqualität nimmt dabei leicht zu. Trotz der an sich geringen Laufgeschwindigkeit lieferte die automatische Messung im Laufband keine korrekten Messwerte. Die Ergebnisse der AMSA sind dagegen sehr eindeutig und auch bezüglich des Trends plausibel.



## 7 Zusammenfassung

Die nicht-invasive Messung des peripheren arteriellen Blutdruckes geht bereits auf erste Messungen im Jahre 1905 zurück und ist somit eine etablierte Messmethode. Lange Zeit erstreckten sich alle Messungen auf Ruhemessungen. Speziell mit der Entwicklung erster Fahrradergometer zur Therapie in der kardiologischen Reha in der 80er Jahren kam der Wunsch nach einer Messung während körperlicher Belastung auf. Messungen mit damals auf dem Markt befindlichen automatischen Blutdruckmessern ergeben keine befriedigenden Ergebnisse. Aus diesem Grund heraus entwickelten in den folgenden Jahren einige wenige Hersteller von Ergometern Blutdruckmesser, die eine Messung unter Belastung ermöglichen sollten. Im Laufe der Zeit wurde diese so weit verbessert, dass unter bestimmten Bedingungen zwar Messungen unter Belastung möglich waren, jedoch erreichten die Geräte nie die Zuverlässigkeit einer auskultatorischen Handmessung. Betrachtet man die aktuelle technische Ausstattung entsprechender Kliniken, so stellt man fest, dass in der Regel lediglich etwa 15% aller Ergometer mit Blutdruckmessern ausgerüstet sind. Eine Nachfrage diesbezüglich bei den Therapeuten ergab, dass dies vorrangig an der mangelnden Zuverlässigkeit der Geräte liegt. Fehlmessungen (Messungen ohne Ergebnis) stellen dabei das größte Problem dar. Abgesehen von diesen technischen Problemen ist die Messung des Blutdrucks während einer Ergometrie von großer medizinischer Bedeutung, da die zweite Messmethode während einer Belastung, nämlich das Elektrokardiogramm (EKG), in Grunde lediglich eine Information über den elektrischen Zustand des Herzens bzw. des Reizleitungssystems bietet, jedoch keine echte Kontrolle über die mechanische Leistungsfähigkeit des Herzens.

Somit war die Motivation zur Verbesserung der auskultatorischen Methode hinsichtlich Belastungsmessungen klar gegeben. Zunächst galten das Mikrofon als Schnittstelle zum Patienten sowie die nachfolgende Signalverarbeitung als Hauptansatzpunkte.

Erste Untersuchungen an serienmäßig eingesetzten Mikrofonen verschiedener Hersteller (ergoline, elmed, custo) führten zu der interessanten Feststellung, dass es offensichtlich sehr große Unterschiede zwischen den Mikrofonen gleicher Bauart gab. Eine nähere Betrachtung zeigte, dass diese Sensoren aufgrund von Bauteiltoleranzen und ungünstiger Beschaltung extreme Fertigungstoleranzen aufzeigen. Eine Einzelprüfung durch den Hersteller erfolgt jedoch nicht. Somit war es zunächst das Ziel eine Schaltungstechnik zu entwerfen, die Bauteiltoleranzen möglichst gut kompensiert. Dies führte dann zu der Problematik einer fehlenden Vorrichtung zur reproduzierbaren Messung der Mikrofon-eigenschaften. Nach mehreren unbefriedigenden Versuchen wurde schließlich eine Prüfvorrichtung mit pneumatischer Kopplung entwickelt, die eine reproduzierbare und zeiteffiziente Prüfung erlaubt. Somit war es möglich, sowohl die Elektronik als auch die Mechanik des Mikrofons wesentlich zu verbessern.

Bezüglich des zweiten Ansatzpunktes von Optimierungen der Signalverarbeitung wurden zunächst Versuche mit digitalen FIR-Filtern durchgeführt. Das Ergebnis war, dass bei einer an die jeweilige Messung angepassten Filtercharakteristik durchaus Verbesserungen erzielt werden könnten, jedoch gelang es nicht, Filterparameter zu finden, die für die Mehrzahl der Messungen geeignet war. Erste

Versuche mit einer Störunterdrückung auf Basis von Wavelets ergaben dagegen sehr viel versprechende Ergebnisse. Somit wurde dann im Laufe der Arbeit die Wahl der Wavelets und der Thresholding-Methode intensiv untersucht. Zusammen mit dem immer größer werdenden Bestand an registrierten Messungen konnten immer optimalere Wavelets und Thresholding-Methoden gefunden werden. Der Durchbruch wurde letztlich jedoch durch eine Modifikation der Multiskalen-Analyse erreicht. Dabei wird das Thresholding nicht nur auf die Detail-Koeffizienten der Zerlegung angewendet, sondern ebenso auf die Approximations-Koeffizienten. Die so erweiterte MSA wird im Text als *Advanced MSA* (AMSA) bezeichnet.

Der letzte Stand der Algorithmen ergab eine Quote von ca. 95% Gutmessungen und eine Reduktion der Fehlmessungen auf unter 10%. Beide Zahlen entsprechen einer wesentlichen Verbesserung der Messmethode unter Belastungsbedingungen.

Die angegebenen Prozentzahlen beziehen sich auf eine grafische Validierung. Diese war ein weiterer Ansatzpunkt der vorliegenden Arbeit, da sich die bisher eingesetzten Validierungsmethoden als nicht geeignet oder unzureichend erwiesen. Lässt man die invasive Vergleichsmessung aussen vor, so hat man nach bisherigem Stand der Technik lediglich die vergleichende auskultatorische Messung durch entsprechend geschultes Personal zur Verfügung. Betrachtet man ein solches Validierungsverfahren näher, so bietet sich als Hilfestellung die Norm DIN EN 1060-4 an. Sie gibt konkrete Vorgaben für die Auswahl des Personals, die Durchführung sowie die Bewertung einer Validierung vor. Anfängliche Messreihen in Kliniken gemäß dieser Vorgaben zeigten allerdings, dass oftmals Patienten schwierig zu messen waren, sodass unzulässig hohe Abweichungen zwischen den beiden auskultatorischen Messungen dazu führten, dass laut Vorgabe der Norm diese Messwerte verworfen wurden. Somit liegt der Schluss nahe, dass die Validierung zu Gunsten des zu validierenden Gerätes zu gut ausfällt, da schwierig zu messende Patienten aussen vor bleiben. Des weiteren kommt hinzu, dass gemäß der Norm der Arm während der Messung ruhig und entspannt zu halten ist, was jedoch in der Praxis kaum durchführbar ist. Ebenso ist es erlaubt, zum Zwecke der Messung die Belastung auszusetzen, was ebenfalls nicht den klinischen Anforderungen genügt.

Daher sollen bei allen weiteren Messungen Systole und Diastole zusätzlich visuell anhand des Messsignals bestimmt werden und diese als Referenz herangezogen werden. Dass diese visuelle Beurteilung grundsätzlich korrekt ist wurde anhand zahlreicher invasiver Messungen, die zeitsynchron registriert wurden, nachgewiesen.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass es gelungen ist, auf Basis der vorgestellten AMSA sehr zuverlässige Blutdruckmessungen unter Belastung auf einem Fahrradergometer und bis zu einem gewissen Maße (ca. 12 - 13 km/h, patientenabhängig) auch auf einem Laufband zu erzielen.

## 8 Ausblick

Die grundlegenden Werkzeuge und Verfahren für eine zuverlässige Blutdruckmessung unter Belastungsbedingungen wurden im Rahmen dieser Arbeit geschaffen. Bei Fahrradergometrie konnten ausreichend zuverlässige Messergebnisse bis Belastungen von ca. 600 Watt erzielt werden.

Messungen auf Laufbändern haben gezeigt, dass dort ein wesentlich höherer Störungsanteil zu erwarten ist. Somit wären weitere Optimierungen hinsichtlich der Auswahl des Wavelets als auch der Threshold-Algorithmen bei der AMSA für Laufgeschwindigkeiten deutlich über 12 km/h von Vorteil. Zwar haben Laufbänder auf dem europäischen und speziell auf dem deutschen Markt keine Bedeutung, jedoch haben diese beispielsweise auf dem amerikanischen Markt einen ganz erheblichen Stellenwert.

Ein weiterer Ansatzpunkt für künftige Entwicklungen könnte in der Entwicklung eines völlig anderen Sensors liegen. Die zur Zeit eingesetzten Mikrofone messen prinzipbedingt nicht das eigentliche Korotkoff-Signal, sondern eine Art Kombination aus Körperschall und Druckwelle an der Stenose. Somit ist beispielsweise kein direkter Vergleich zu den klassischen Korotkoff-Phasen möglich, welche für die klassische auskultatorische Messung von Hand benutzt werden.

Schließlich wäre es interessant, ein stark miniaturisiertes embedded System zu entwickeln um einfach und kostengünstig Online-Messungen zu ermöglichen.



## 9 Literaturverzeichnis

- [1] Korotkoff  
Of the Imperial Military Academy, St. Petersburg 11: 365 (1905)
- [2] Erlanger, Joseph  
*Studies in Blood Pressure Estimation by Indirect Methods, part II*  
Am. J. Physiol. 40: 82-125 (1916)
- [3] Erlanger, Joseph  
*The Preanacrotic Phenomenon and Its Relation to the Arterial Compression Sounds of Korotkoff*  
Am. J. Physiol. 45: 565 f. (1918)
- [4] Korns, Horace Marshall  
*The Nature and Time Relation of the Compression Sounds of Korotkov in Man*  
Am. J. Physiol. Korotkoff, Nicolai.  
*On the Question of Methods of Determining the Blood Pressure*  
Reports 76: 247-264 (1926)
- [5] Frank, Otto, Wezler, Karl  
*Zur Bestimmung des Blutdrucks beim Menschen*  
Ztschr. F. Biol. 91: 439-443 (1931)
- [6] Erlanger, Joseph, M.D.  
*The Relation of Longitudinal Tension of an Artery to the Preanacrotic Phenomenon*  
Am. Heart J. 19: 398-400 (1940)
- [7] Rodbard, Simon, M.D., Ph.D.  
*The Significance of the Intermediate Korotkoff Sounds*  
Circulation 8: 600-604 (1953)
- [8] van Bergen, Frederick et al.  
*Comparison of Indirect and Direct Methods of Measuring Arterial Blood Pressure*  
Circulation 10: 481-490 (1954)
- [9] Lange, Ramond L., M.D. et al.  
*Observations on Vascular Sounds: The „Pistol-Shot“ Sound and the Korotkoff Sound*  
Circulation 13: 873-883 (1956)
- [10] Lange, Ramond L., M.D. et al.  
*Genesis of Pistol-Shot and Korotkoff Sounds*  
Circulation 18: 975-978 (1958)
- [11] Pauschinger, P. et al.  
*Über die hämodynamischen Grundlagen der auskultatorischen graphischen Kriterien bei der Blutdruckmessung nach Riva-Rocci-Korotkow*  
Klinische Wochenschrift 19: 915-924 (1958)
- [12] Chungcharoen, D.  
*Genesis of Korotkoff sounds*  
Am. J. Physiol. 207: 190-194 (1964)

- [13] McCutcheon, Ernest P. et al.  
*Frequency Spectrum Changes of Korotkov Sounds with Muffling*  
The Physiologist 7: 203 (1964)
- [14] McCutcheon, Ernest P., M.D. et al.  
*Korotkoff Sounds*  
Circulation Research 20: 149-161 (1967)
- [15] Schrader, J.  
*24-Stunden-Blutdruckmessung*  
Aktuelles Wissen Hoechst 1991
- [16] Faller, Adolf  
*Der Körper des Menschen, 9. Auflage*  
Thieme Stuttgart 1980
- [17] Hellige, G. et al.  
*Grundlagen der arteriellen Hämodynamik*  
casella riedel pharma Frankfurt
- [18] Erlanger, Joseph  
*Studies in Blood Pressure Estimation by Indirect Methods, part I*  
Am. J. Physiol 40: 401-447 (1916)
- [19] Sobotta, J. et al.  
*Atlas der Anatomie des Menschen, Band 3*  
Urban & Schwarzenberg München Berlin Wien 1973
- [20] Schmailzl, J. G. (Hrsg.)  
*Harrisons Innere Medizin, 13. Auflage*  
McGraw-Hill Milano New York 1995
- [21] n. N.  
*Instrumentation Reference & Catalogue*  
National Instruments Corp. Austin, TX 1996
- [22] Barner, Martin  
*Analysis II, 2. Auflage*  
Walter de Gruyter Berlin New York 1989
- [23] Reinhardt, F.  
dtv-Atlas zur Mathematik, Band 1  
dtv München 1987, S. 207 ff.
- [24] Kuchling, Horst  
*Taschenbuch der Physik*  
Verlag Harri Deutsch Thun und Frankfurt/Main 1991, S. 155 ff.
- [25] Louis, A. K. et al.  
*Wavelets*  
B. G. Teubner Stuttgart 1994
- [26] Azizi, S. A.  
*Entwurf und Realisierung digitaler Filter*  
R. Oldenbourg München Wien 1990

- 
- [27] Lüke, H. D.  
Signalübertragung, 6. Auflage  
Springer 1995
- [28] Becker, K.-D.  
Theoretische Elektrotechnik II: Signalanalysis  
Skriptum zur Vorlesung an der Universität des Saarlandes Saarbrücken 1996
- [29] Schrüfer, E.  
Signalverarbeitung, 2. Auflage  
Hanser Verlag München Wien 1992
- [30] Young, Randy K.  
Wavelet Theory and its Applications  
Kluwer Academic Publishers Boston Dordrecht London 1992
- [31] Mallat, Stéphane  
A wavelet tour of signal processing, 2<sup>nd</sup> edition  
Academic Press 1999
- [32] Strang, Gilbert  
Wavelets and Filter Banks  
Wellesley-Cambridge Press 1997
- [33] Aldroubi, Akram  
Wavelets in Medicine and Biology  
CRC Press 1996
- [34] Bäni, W.  
Wavelets  
Oldenbourg-Verlag 2002
- [35] Hubbard, Barbara  
Wavelets  
Birkhäuser Verlag 1997
- [36] Polikar, Robi  
Wavelet-Tutorial  
<http://users.rowan.edu/~polikar/WAVELETS/WTutorial.html>
- [37] Wack, Achim; Koch, Alexander W.  
Messsystem zur nichtinvasiven Blutdruckerfassung  
XVIII. Messtechnisches Symposium des Arbeitskreises der Hochschullehrer für Messtechnik e.V. (AHMT), Shaker Verlag, Aachen, 2005
- [38] Skalak, Richard  
Handbook of Bioengineering
- [39] Cozby, R.C.; Adhami, R.R.  
Low-frequency Korotkoff signal analysis  
Biomedical Engineering, IEEE Transactions on biomedical Engineering, Vol. 40 (1067-1070), 1993
- [40] Mertins, Alfred  
Signal Analysis: Wavelets, Filter Banks, Time-Frequency Transforms and Applications  
Wiley, 1999

- [41] Conrad, W.A., McQueen, D.M.; Yellin, E.L.  
Steady pressure flow relations in compressed arteries: possible origin of Korotkoff sounds.  
Med Biol Eng Comput., 1980 Jul; 18(4): 419-26
- [42] Sapinski, A.  
Standard algorithm for blood pressure measurement by sphygmo-oscillographic method.  
Med Biol Eng Comput., 1996 Jan; 34(1): 82-3
- [43] Yamakoshi, K.; Tanaka, S.; Shimanzu, H.  
Electrical admittance cuff for non-invasive and simultaneous measurement of haematocrit, arterial pressure and elasticity using volume-oscillometric methods.  
Med Biol Eng Comput., 1994 Jul; 32(4 Suppl): S99-107
- [44] Novak, P.; Novak, V.  
Time/frequency mapping of the heart rate, blood pressure and respiratory signals  
Med Biol Eng Comput., 1993 Mar; 31(2):103-10
- [45] Sebald, Daniel J.; Bahr, Dennis E.; Kahn, Alan R.  
Narrowband Auscultatory Blood Pressure Measurement  
IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 49, No. 9
- [46] Allen, John; Gehrke, Tobias et. al.  
Characterization of the Korotkoff sounds using joint time-frequency analysis  
Physiological Measurements 25 (2004):107-117
- [47] Ng, Kim-Gau; Small, Carolyn F.  
Design Overview of a Microcomputer-Controlled NIBP Simulator for Evaluation of Non-Invasive Blood Pressure Monitors  
U.S. Patent 4,290,434
- [48] Unser, Michael; Aldroubi, Akram  
A Review of Wavelets in Biomedical Applications  
Proceedings of the IEEE, Vol. 84, No. 4, April 1996:626-638
- [49] Donoho, D. L.  
Statistical Estimation and optimal recovery  
Annals of Statistics, 1989
- [50] Van de Geer, S.  
A new Approach to least-squares estimation, with applications  
Annals of Statistics 15 (1988), 587-602
- [51] Mallat, S.; Hwang, W. L.  
Singularity detection and processing with wavelets  
IEEE Transactions Info Theory, 38, 2, 617-643
- [52] Barron, A., Birgé, L. and Massart, P.  
Risks bounds for model selection via penalization.  
Probab.Theory Relat. Fields, 113, 301-413.
- [53] Birgé, L. and Massart, P.  
Gaussian model selection.  
J. Eur. Math. Soc., 3, 203-268.
- [54] Cai, T.T.  
Adaptive wavelet estimation: a block thresholding and oracle inequality approach.  
Ann. Statist. 27, 898-924.



- 
- [55] Coifman, R.R. and Warkhauser, M.V.  
Entropy-based algorithms for best basis selection.  
IEEE Trans. Inform. Theory, 38, 713-719.
- [56] Comte, F. and Rozenholc Y  
Adaptive estimation of mean and volatility functions in (auto)-regressive models.  
Stoch. Proc. Appl., 97, 111-145.
- [57] The Mathworks Inc.  
Matlab-Hilfe Wavelet-Toolbox  
Matlab R13



## 10 Verzeichnis häufig verwendeter Abkürzungen

A.	Ateria (lat.)
V.	Vena (lat.)
et al.	und Mitarbeiter
ADC	Analog to Digital Converter
CWT	Kontinuierliche Wavelettransformation
DWT	Diskrete Wavelettransformation
MSA	Multi-Skalen-Analyse
MRA	Multi-Resolution-Analysis
STFT	Shorttime Fouriertransform
AMSA	Advanced Multi-Skalen-Analyse
mmHg	Druckeinheit, $1\text{mmHg} = 1,33 \cdot 10^{-3}\text{ bar}$
SYS	Systole bzw. systolischer Druck
DIA	Diastole, bzw. diastolischer Druck
SNR	Signal to noise ratio



## 11 Verzeichnis wichtiger Symbole

$a_k, b_k, h(k), l(k)$	Filterkoeffizienten
$x(t)$	Zeitsignal
$X(f)$	Fouriertransformiertes Zeitsignal
$x_n, y_n$	Diskrete Wertefolgen
$U$	Spannung
$I$	Stromstärke
$R$	Widerstand
$p$	Druck
$\Delta p$	Druckdifferenz, Druckänderung
$\eta$	Viskosität
$r$	Radius
$\sigma$	Dämpfung
$\tau$	Zeit, Zeittranslation
$\rho$	Dichte
$\lambda$	Wellengeschwindigkeit
$m$	Masse
$g$	Gravitationskonstante
$s$	Skalierung
$\phi$	Scaling-Function
$\psi$	Wavelet
$L_2(\mathfrak{R})$	Hilbert-Raum
$\langle \square, \square \rangle$	Skalarprodukt
$\ \square\ $	Norm
$\mathbb{Z}$	Raum der ganzen Zahlen
$\mathfrak{R}$	Raum der reellen Zahlen
$\cup$	Vereinigung von Teilräumen
$\cap$	Durchschnitt der Teilräume