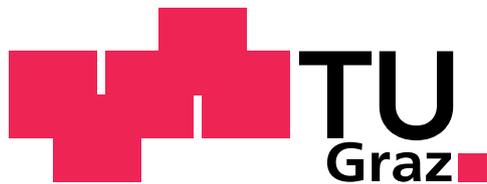


Moritz EIGEL

Hardware Entwicklung zur Messung der Sauerstoffsättigung unter mobilen Bedingungen

Masterarbeit



Institut für Medizintechnik
Technische Universität Graz
Kronesgasse 5, A - 8010 Graz
Vorstand: Univ.-Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Rudolf Stollberger

in Kooperation mit:
Buschmann Labor- und Medizintechnik
Hohenaschauerstr. 92, D - 81669 München
Vorstand: Prof. Dr. med. Johannes Buschmann

Betreuer/Begutachter BLM: Prof. Dr. med. Johannes Buschmann
Betreuer/Begutachter TUG: Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hermann Scharfetter

München, 4. September 2012

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung der Masterarbeit unterstützt haben.

Ein besonderer Dank geht an Herrn Prof. Dr.med. Johannes Buschmann, welcher mir die Möglichkeit gab, meine Arbeit in der Firma BLM in München zu erstellen. Er sorgte stets für ein angenehmes Arbeitsklima in den Laborräumlichkeiten. Zudem bin ich dankbar, dass er mir während der Erstellung der Arbeit die Freiheit gab, diese selbstständig und nach meinen Vorstellungen zu verwirklichen. Auch konnte ich mir bei offenen Fragen jederzeit seiner fachlichen Unterstützung gewiss sein. In einigen Diskussionen konnten wir gemeinsam interessante Anregungen für die Entwicklung erarbeiten.

Ein weiterer großer Dank geht an Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hermann Scharfetter, welcher meine Masterarbeit an meiner Heimatuniversität betreute. Bei den Vorbereitungen für die Arbeit im Ausland war er mir eine besonders hilfreiche Unterstützung.

Sehr bedanken möchte ich mich auch bei meinen Eltern, meinem Bruder und meinen Freunden, welche mir bereitwillig und gerne eine psychische Stütze im ganzen Studium und so auch bei der Durchführung dieser Masterarbeit waren.

München, 4. September 2012

Moritz Eigel

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

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

München, am 4. September 2012

Zensierte Version der Masterarbeit

Bei dieser Abgabeverision handelt es sich, nach Absprache und Übereinkunft mit Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Hermann Scharfetter, aus Gründen der Geheimhaltung von Forschungsergebnissen der Firma BLM-Research, um eine zensierte und damit gekürzte Version der Originalfassung.

Im Zuge der Zensur wurden Textstellen, Abbildungen, Gleichungen und Tabellen teilweise oder komplett gestrichen.

Die vollständige Originalfassung der Masterarbeit ist von Prof. Dr. med. Johannes Buschmann abgenommen und geprüft worden. Sie ist bei diesem sowohl in elektronischer, als auch in gebundener Printform hinterlegt.

München, am 16. Oktober 2012

Zusammenfassung

Hardware Entwicklung zur Messung der Sauerstoffsättigung unter mobilen Bedingungen

Eine kontinuierliche Überwachung der Sauerstoffsättigung gerade im mobilen Bereich, ausserhalb medizinischer Einrichtungen kann heutzutage noch nicht zufriedenstellend erfüllt werden. Selbst bei kleinen tragbaren Fingerpulsoximetern treten Einschränkungen der Benutzer im alltäglichen Leben auf.

Im Rahmen dieser Masterarbeit soll eine stromsparende, gemischt analog-digitale Schaltung für die mobile Pulsoximetrie entwickelt werden, welche sich in das bestehende System eingliedert.

Auf der entwickelten, mobile Platine fungiert ein AT91SAM7S als Steuerungsprozessor. Die Platine ist in mehrere Bereiche zur Signalerzeugung, -messung, -verarbeitung und zum Datenversand eingeteilt. Die Sensorsignale werden in einem analogen Schaltungsteil verstärkt und für die Messung passend aufbereitet. Die Signalmessung wird hoch aufgelöst durchgeführt und digitalisiert. Das gemessene Signal wird einem Träger-signal aufgesetzt und über eine Funkverbindung an einen PC zur weiteren Auswertung und Darstellung übergeben.

Die Platine lässt sich über eine Lithium-Polymer Akkuzelle mit 3.7 V betreiben. Die Platine arbeitet, bis auf Eigenstörungen, welche sich durch Spikes in der verwendeten Messbrücke ausprägen, einwandfrei. Diese Eigenstörungen entstehen bedingt durch die schnellen verwendeten Schaltzeiten, welche aufgrund des im Gesamtsystem verwendeten Ohrsensors unabdingbar sind. Die Spikes wurden so gut als möglich reduziert, konnten aber nicht komplett beseitigt werden. Diese Störungen werden aber nicht auf das Mess-signal abgebildet und können deshalb in gewissem Maße toleriert werden.

Insgesamt kann mit der entwickelten Platine ein gutes, verwertbares Signal erzeugt, gemessen und an den PC zur weiteren Verarbeitung gesendet werden. Die Platine verfügt über eine eigene Regelungsroutine in der Firmware des Mikrocontrollers, womit die entsprechende Einstellung des jeweiligen LED-Stroms automatisch vollzogen wird. Auch eine Routine zur Gewebeerkennung am Sensor ist in der Firmware ausgeführt.

Schlüsselwörter: Pulsoximetrie, mobil, Ohrsensor, mixed-signal, Funkübertragung

Abstract

Hardware development for measuring oxygen saturation under mobile conditions

Even nowadays continuous monitoring of oxygen saturation, inside as well as outside of medical facilities, especially under mobile conditions can not be performed satisfactorily. Even with small portable finger puls oximeter probes the user is quite restricted in everyday life.

A power-saving, mixed signal PCB for mobile pulse oximetry, which is fully integratable into the existing system, is to be developed in this task.

An AT91SAM7S works as controll processor on the PCB. The PCB is split in different areas for signal generation, signal measurement, signal processing and data transmission. The sensor signal is amplified and preprocessed in an analog part. After the analog preprocessing the signal is digitalised and put on a carrier signal to be sent to a PC via radio connection for further processing and graphical representation.

The PCB is operationable with a single cell lithium polymer battery (3.7 V). Besides self interferences, which appaer as spikes in the H-bridge, the PCB works fine. These self interferences occur due to the quick switchingtime, which is required by the in-ear-sensor used in the existing system. The self interferences were reduced as much as possible, but could not be eliminated completely. The interferences have no influence on the measured signal and can therefore be tolerated to a certain degree.

In general the pcb generates a good and well measurable signal, which can be transferred to a PC for further processing. There is a regulation routine implemented in the firmware, which is able to controll the LED current automatically. Also a tissue detection at the sensor is implemented in the firmware.

Keywords: pulse oximetry, mobile, in-ear-sensor, mixed-signal, radio-operation

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung und Aufgabenstellung	10
1.1. Einleitung	11
1.2. Aufgabenstellung	12
1.3. Funktionsprinzip des Pulsoximeters	13
1.4. Definition der Sauerstoffsättigung	14
1.5. Kombination von Spektrophotometrie und Photoplethysmographie	16
1.5.1. Das Lambert-Beer Gesetz	16
1.5.2. Die Plethysmographie	17
1.5.3. Die Messvariable Ω - ein Ausdruck für die Sauerstoffsättigung	18
1.6. Sensorarten	21
1.6.1. Transmissionssensor	21
1.6.2. Reflexionssensor	22
1.6.3. Circummissionssensor - Eine neue Technik	22
2. Methode	23
2.1. Sensoren zur Erfassung der Messdaten	24
2.2. Das mobile Pulsoximeter - Allgemeines Konzept und Systemüberblick	24
2.3. Die mobile Elektronik zur Datenerfassung	25
2.4. Beschreibung der einzelnen Schaltungsteile	27
2.4.1. Die Spannungsversorgung	27
2.4.2. Der Mikrocontroller	31
2.4.3. Die H-Brücke	37
2.4.4. Analoge Signalverarbeitung	44
2.4.5. Datenversand und -speicherung	53
2.5. Layout und PCB-Design	56
2.6. Bypass- und Decoupling-Kondensatoren	58
2.7. Automatisierte Regelung des LED-Stroms	59
2.8. Messungen und Tests zur Evaluation der fertiggestellten Platine	60
2.8.1. DAC	60
2.8.2. Spannungsteiler an den DAC-Ausgängen zum Treiben der H-Brücke	60
2.8.3. LED-Strom	60
2.8.4. Signaluntersuchung am $1\ \Omega$ -Widerstand in der H-Brücke (LED-Strom)	60
2.8.5. externer ADC	61
2.8.6. CLC-Filter an H-Brücke	61

2.8.7. Test mit Widerstandsvariation im NMOS-PMOS-Schalter der H-Brücke	62
2.8.8. Messungen mit Fingersensor	62
2.9. Geräteverzeichnis	63
3. Ergebnisse	64
3.1. Platine	65
3.1.1. Platzierung der Baugruppen im Layout	65
3.1.2. Bestückte Platine	65
3.2. DAC	66
3.2.1. Kommunikation von Mikrocontroller zu DAC	66
3.2.2. Ausgangsspannung am DAC in der H-Brücke und Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler	67
3.3. LED-Strom	68
3.3.1. Spannung am Spannungsteiler und daraus resultierender LED-Strom der Stromquelle	68
3.3.2. A-Signal	69
3.3.3. Signaluntersuchung am 1 Ω -Spannungsabfall in der H-Brücke (LED-Strom)	70
3.4. externer ADC	71
3.4.1. Kommunikation von Mikrocontroller zu ADC	71
3.4.2. Samplepunkte des ADC für Hell- und Dunkelphase	72
3.5. CLC-Filter an H-Brücke	73
3.6. Messungen mit Fingersensor	75
4. Diskussion	78
4.1. Platine	79
4.2. DAC an der H-Brücke und nachgeschalteter DAC-Spannungsteiler	79
4.3. LED-Strom	80
4.4. H-Brücke	81
4.5. CLC-Filter	82
4.6. Gewebeerkennung	82
Literaturverzeichnis	84
Abbildungsverzeichnis	87
Tabellenverzeichnis	91
A. Schaltplan	92
B. Layout	93
C. Bauteilliste	94

D. Layout Design Rules	95
E. LED-Strom-Werte	96
F. Tabelle der AT91SAM7S PIO Controller	97
G. Rauschabschätzung am I-U-Wandler	99

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
AC	Gleichanteil
ADC	Analog-Digital-Converter
AGND	Analog Ground
DAC	Digital-Analog-Converter
DC	Gleichanteil
DGND	Digital Ground
FET	Field-Effect-Transistor
FIFO	First In First Out
GPIO	General Purpose Input / Output
IC	Integrated Circuit
IR	infrarote Mess-LED
LiPo	Lithium-Polymer
LSB	Least Significant Bit
MD	Modulation Depth
MISO	Master In Slave Out
MOSI	Master Out Slave In
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MSB	Most Significant Bit
NG	Noise Gain
NMOS	N-Kanal MOSFET
PCB	Printed Circuit Board
PIO	Programmable Input / Output
PLL	Phase-Locked Loop
PMC	Power Management Controller
PMW	Pulsweitenmodulation
R	rote Mess-LED
REF	Referenz
RISC	Reduced Instruction Set Computer
SDI	Serial Data In
SDO	Serial Data Out
SNR	Signal to Noise Ratio
SRAM	Static Random-Access Memory
TC	Timer Counter

1. Einleitung und Aufgabenstellung

1.1. Einleitung

In der heutigen Zeit ist die Pulsoximetrie im Bereich des Patientenmonitoring nicht mehr wegzudenken. So können mit ihrer Hilfe die Sauerstoffsättigung im Blut, die Herzfrequenz sowie die Atemfrequenz erfasst und dargestellt werden. Besonders in der Notfall- und Intensivmedizin, sowie im Bereich der Anästhesie und auch in der Schlafdiagnostik ist die Bestimmung und Überwachung dieser Vitalparameter eine wichtige Aufgabe.

Seit ihrer Einführung durch Aoyagi im Jahr 1972 hat sich diese Methodik im Laufe der Zeit zu einem Standard in der Patientenüberwachung der heutigen Medizin entwickelt.

Doch kann eine kontinuierliche Überwachung der Sauerstoffsättigung gerade im mobilen Bereich, sowohl innerhalb, als besonders auch ausserhalb medizinischer Einrichtungen nicht zufriedenstellend erfüllt werden. Es treten selbst bei kleinen tragbaren Fingerpulsoximetern Einschränkungen der Anwender im alltäglichen Leben auf. Denn gerade in diesem Bereich der kontinuierlichen, möglichst nicht wahrnehmbaren und mobilen Überwachung aktiver Menschen im Alltag stoßen die herkömmlichen Geräte an ihre Grenzen [1].

An diesem Punkt setzt diese Arbeit an und möchte mit einem mobilen Pulsoximeter in Kombination mit einem von Buschmann Labor und Medizintechnik (BLM) entwickelten Ohrsensor und damit einer neuen Möglichkeit der Datengewinnung all denjenigen ein Stück mehr Bewegungsfreiheit schaffen, welche trotz kontinuierlichen Monitorings nicht auf einen aktiven Alltag mit möglichst geringer Einschränkung verzichten wollen oder können.

Für dieses Gerät kommen folgende Zielgruppen in Betracht [1]:

- ambulante bzw. rekonvaleszente Patienten
- Sportler
- Patienten aus der Geriatrie
- mobile Patienten in der Klinik
- Patienten mit Therapiemonitoring / Homemonitoring
- Patienten zur Diagnostik der Schlafapnoe

1.2. Aufgabenstellung

Im Rahmen dieser Masterarbeit soll eine stromsparende, gemischt analog-digitale Schaltung für die mobile Pulsoximetrie entwickelt werden.

Die Aufgabenbereiche beziehen sich hierbei auf:

- Embedded System Design
 - Schaltungsentwurf
 - Layout und der Aufbau einer Platine (PCB)
 - Entwicklung der Firmware
- Testen des Aufbaus
- Evaluation des entwickelten Pulsoximeters
- Diskussion möglicher Verbesserungen

Anforderungen an die Platine sind:

- Integration in das bereits bestehende System von BLM
- Verwendung des Mikrocontrollers ATMEL AT91SAM7S64
- möglichst kompakte Platinenabmessungen
- Single Supply für den Betrieb an einer Akkuzelle
- schnelle und kurze Schaltzeiten der Sensor-LEDs
- Trennung und Verstärkung des Gleichanteils vom Messsignal
- hohe Auflösung bei der Messdatenerfassung

1.3. Funktionsprinzip des Pulsoximeters

Die Pulsoximetrie ist eine nichtinvasive, kontinuierliche Messmethode in vivo, um die Sauerstoffsättigung des arteriellen Blutes zu bestimmen.

Zur Signalgewinnung werden zwei Lichtquellen einer fest definierten, aber unterschiedlichen Wellenlänge benutzt, hierzu dienen eine LEDs im roten und eine im infraroten Bereich. Diese durchstrahlen das Gewebe abwechselnd.

Nachdem das Licht der jeweiligen LED das Gewebe durchlaufen hat, trifft es in modulierter Form auf einen Photodetektor (Photodiode), der es in einen, der Intensität proportionalen Strom umwandelt. Durch weitere Schaltungselemente wird das gewonnene Signal analog aufbereitet und danach digitalisiert.

Nachdem das Signal weiteren möglichen digitalen Signalverarbeitungsprozessen unterzogen worden ist, wird das Ergebnis, also die Sauerstoffsättigung, dem Betrachter graphisch und/oder über Zahlenwerte auf einem Display präsentiert.

1.4. Definition der Sauerstoffsättigung

Bei der aeroben Sauerstoffumsetzung benötigt jede Zelle unseres Organismus O_2 . Dieser ist daher für das Überleben unerlässlich. Sauerstoffträger im Körper sind dabei die Erythrozyten im Blut. Das in den Erythrozyten gespeicherte Hämoglobin bindet den Sauerstoff und transportiert diesen zu den Zielorganen. Über die Alveolen in der Lunge gelangt der Sauerstoff durch Diffusion in die Lungenkapillaren. Treibende Kraft, welche das Blut durch den Diffusionsvorgang oxygeniert, ist dabei der alveolär-kapillare O_2 -Partialdruckunterschied.[2]

Die Menge des transportierten O_2 ist vom Herzzeitvolumen und vom Hämoglobin (Hb) im Blut abhängig. Zwar wird O_2 sowohl in physikalisch gelöster Form, als auch reversibel an das Hämoglobinmolekül gebunden im Blut transportiert, doch der Anteil der physikalisch gelösten Form ist mit nur etwa 1,5 % verschwindend gering. Der größte Anteil des arteriellen Sauerstoffs wird also an das Hämoglobin gebunden. Hierbei kann vom Begriff der O_2 -Hämoglobin-Sättigung gesprochen werden, weil der Hb-Gehalt des Blutes und damit die transportierbare Menge an Sauerstoff begrenzt ist [2].

Die arterielle Sauerstoffsättigung SaO_2 ist der Anteil des oxygenierten Hämoglobins am Gesamthämoglobin [2]:

$$SaO_2[\%] = \frac{cHbO_2}{cHb_{gesamt}} \cdot 100 \quad (1.1)$$

mit

$$cHb_{gesamt} = cHbO_2 + cHb + cHbCO + cHbMet + cHbsulf + \dots$$

Die Gesamthämoglobinkonzentration cHb_{gesamt} ist die Summe der verschiedenen im Blut vorliegenden Hämoglobinfraktionen, wie zum Beispiel $cHbO_2$ (O_2 -Hämoglobin), cHb (rezudiertes, d.h. desoxygeniertes Hämoglobin), $cHbCO$ (Carboxyhämoglobin), $cHbMet$ (Methämoglobin) und $cHbsulf$ (Sulfhämoglobin). Die drei letzteren zählen zu den dysfunktionellen Hb-Derivaten, welche nicht für einen Sauerstofftransport zur Verfügung stehen. So können durch Vergiftungen die Bindungsstellen des Hämoglobins für Sauerstoff blockiert werden. Es existieren noch weitere dysfunktionelle Hämoglobine, die aber klinisch seltener anzutreffen sind und daher hier nicht weiter angeführt werden und auch in der Berechnung der fraktionellen Sauerstoffsättigung nicht mit berücksichtigt werden [2].

Formel der fraktionellen Sauerstoffsättigung [3]:

$$SaO_{2,frac}[\%] = \frac{cHbO_2}{cHbO_2 + cHb + cHbMet + cHbCO} \cdot 100 \quad (1.2)$$

Physikalisch gesehen absorbieren die verschiedenen Fraktionen des Hämoglobins Licht verschiedener Wellenlängen in unterschiedlichem Ausmaß, was sich auch die Pulsoximetrie zu Nutze macht. So können je nach Anzahl der definierten und verwendeten Wellenlängen mehrere Hämoglobinfraktionen unterschieden und gemessen werden.

Trotz der bekannten Fehleranfälligkeit durch geänderte Hämoglobinfraktionsanteile bei Intoxikation werden bei der Pulsoximetrie für gewöhnlich zwei unterschiedliche Wellenlängen verwendet, da davon ausgegangen wird, dass keine Dyshämoglobine im Körper des Patienten vorliegen [4]:

- 660 nm = sichtbares rot: verwendet für Oxihämoglobin (HbO_2)
- 880 nm oder 920 nm...950 nm = infrarot: verwendet für Desoxihämoglobin (Hb)

Somit zieht man aus meßtechnischen Gründen für die Auswertung der Pulsoximetrie die sogenannte partielle, arterielle Sauerstoffsättigung SpO_2 (auch als funktionelle Sättigung $\text{SaO}_{2,\text{func}}$ bezeichnet) heran. Hier wird in einer Vereinfachung der obigen Gleichung nur die oxigenierte und die desoxigenierte Fraktion des Hämoglobins für die Berechnung verwendet [3]:

$$\text{SpO}_2[\%] = \frac{c\text{HbO}_2}{c\text{HbO}_2 + c\text{Hb}} \cdot 100 \quad (1.3)$$

Die Grundlage der Pulsoximetrie bildet also die Auswertung der spektralen Extinktionsunterschiede der beiden verwendeten Hb-Derivate (siehe Abbildung 1.1).

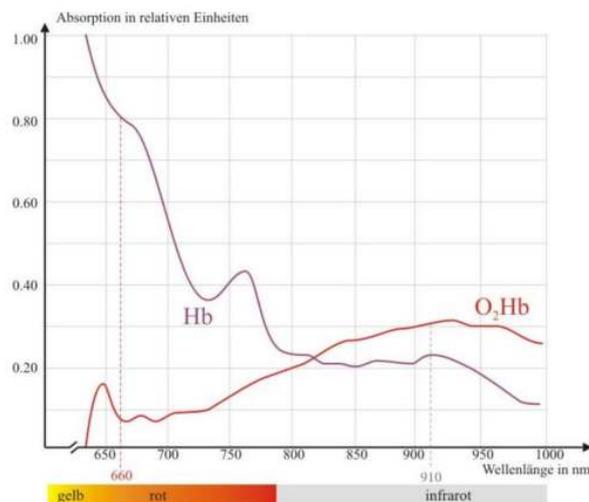


Abb. 1.1.: Absorption von Hb und O_2Hb in bestimmten Wellenlängenbereichen[5]

1.5. Kombination von Spektrophotometrie und Photoplethysmographie

1.5.1. Das Lambert-Beer Gesetz

Mit Hilfe des Lambert-Beer-Gesetzes kann die Konzentration eines gelösten Stoffes optisch bestimmt werden. Dazu benötigt man den spezifischen Absorptionskoeffizienten, die Weglänge und die Lichtintensität vor und nach dem Durchstrahlen der zu untersuchenden Lösung (siehe Abbildung 1.2) [6].

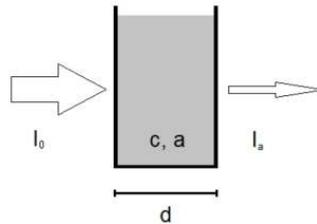


Abb. 1.2.: Intensität nach der Durchstrahlung eines Mediums

Dabei folgt die Lichtintensität bei Durchqueren der Probe einer abfallenden Exponentialfunktion, wie sie in Gleichung 1.4 beschrieben ist:

$$I_a(\lambda) = I_0(\lambda) \cdot e^{-\epsilon(\lambda) \cdot c \cdot d} \quad (1.4)$$

mit

I_0 ... Intensität der Strahlung vor Eintritt in die Lösung

I_a ... Intensität der Strahlung nach Durchdringen der Lösung

d ... Schichtdicke der Lösung

c ... Konzentration der absorbierenden Substanz in der Flüssigkeit

ϵ_λ ... dekadischer Extinktionskoeffizient

Dieses Gesetz gilt für [6] [7]:

- klare, homogene, verdünnte Lösungen
- monochromatisches Licht
- planparallelen Strahlengang
- vernachlässigbare Mehrfachstreuung

Es ist recht offensichtlich, dass die Bedingungen für dieses Gesetz in der Pulsoximetrie so nicht erfüllt werden können, denn [2] [7]:

- das Licht der verwendeten LED ist nicht perfekt monochromatisch (sie können ein bis zu 200 nm breites Spektrum aufweisen)
- I_0 ist nicht bekannt
- das durchstrahlte Gewebe, inklusive Blut ist weder homogen, noch handelt es sich dabei um eine klare, verdünnt Lösung
- kein planparalleler Strahlengang
- im Gewebe tritt Mehrfachstreuung auf

Doch kann diese Gleichung trotzdem dazu beitragen die Konzentration der Hämoglobinfraktionen bezüglich der Gesamthämoglobinfraktion zu bestimmen, allerdings kommt hierfür noch die Plethysmographie hinzu.

1.5.2. Die Plethysmographie

In der Pulsoximetrie beschreibt die Photoplethysmographie die Aufzeichnung der Volumenzu- oder abnahme des durchstrahlten Blutes. Während der Systole nimmt das Blutvolumen, das heißt die durchstrahlte Strecke in den Arteriolen, wegen der Pulswelle bis zu einem Maximalwert (d_{\max}) zu und sinkt während der Diastole bis zu einem Minimalwert (d_{\min}) ab. Wenn das Gewebe nun mit Licht durchstrahlt wird, wird es nach dem Lambert-Beer-Gesetz je nach Weglänge unterschiedlich stark abgeschwächt. Nun lässt sich aus der Kombination mit der Plethysmographie folgern, dass während einer Systole, wenn sich am meisten Blut im Gewebe befindet, das aus dem Gewebe wieder austretende Licht die geringste Intensität aufweist. Demgegenüber ist die Intensität während einer Diastole, wenn am wenigsten Blut die Arteriolen durchfließt, am größten. [2] [7]

Desweiteren wird das aus dem Gewebe wieder austretende Licht in einen Gleichanteil ($I_{\text{out,max}}$) und einen Wechselanteil ($I_{\text{out,max}} - I_{\text{out,min}}$) aufgeteilt. Der Wechselanteil ist der absorbierte Teil, der in der Arteriole durch den Blutzuwachs bei der Pulswelle herbeigeführt wird. Abbildung 1.3 veranschaulicht im einem pulsierenden Schichtenmodell den in diesem Abschnitt besprochenen Anteil von arteriellem Blut an der Schwächung der Intensität [2] [7].

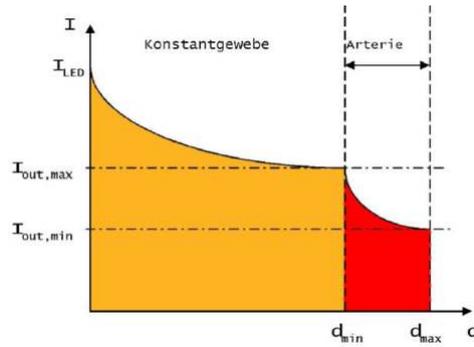


Abb. 1.3.: Pulsierendes Schichtenmodell: Licht einer definierten Wellenlänge wird in ein pulsatil perfundiertes Gewebe emittiert.[2]

So können durch die Verbindung der Prinzipien von Spektrophotometrie und Photo-plethysmographie die vorher unbekanntene Faktoren wie Schichtdicke, Extinktions- und Absorptionskoeffizient eliminiert werden.

Folglich ist nur noch die Messung der unterschiedlichen Hämoglobinfractionen notwendig, um die Sauerstoffsättigung zu bestimmen. Somit werden nur die Werte der Messung beachtet, welche durch das pulsierende Blut ausgelöst werden.

Hier wird erkennbar, dass dem venösen Blut im Gewebe, welches lediglich selten geringe pulsatile Anteile aufweisen kann, bei dieser Messmethode keine Bedeutung zugeschrieben wird. [7]

1.5.3. Die Messvariable Ω - ein Ausdruck für die Sauerstoffsättigung

Mit Hilfe des Lambert-Beerschen Gesetzes und der Plethysmographie wird die Messvariable Ω eingeführt. Mit ihr lassen sich über eine Kalibrationskurve Rückschlüsse auf die Sauerstoffsättigung machen [2]. Ω bildet somit die Grundlage zur Bestimmung der arteriellen Sauerstoffsättigung und ist bei einem Zwei-Wellenlängen-Pulsoximeter folgendermaßen definiert:

$$\Omega = \frac{\frac{AC_{\lambda_1}}{DC_{\lambda_1}}}{\frac{AC_{\lambda_2}}{DC_{\lambda_2}}} = \frac{MD_{\lambda_1}}{MD_{\lambda_2}} \quad (1.5)$$

Unter MD (**M**odulation **D**epth) in Formel 1.5 versteht man die Modulationstiefe, welche der Quotient aus Gleichanteil und Wechselanteil ist und sich beim Ohrsensor im Bereich von 0.1 % bis 3 % bewegt. Zum besseren Verständnis dieser Formel ist nochmals anzuführen, dass die empfangenen Signale pro Wellenlänge sowohl aus einem Gleichanteil (DC), als auch aus einem Wechselanteil (AC) besteht. Der Gleichanteil (DC) wird durch konstante Gewebefaktoren wie Haut, Binde- und Fettgewebe, venöses Blut etc.

bestimmt. Der Wechselanteil (AC) entsteht durch die bereits im Abschnitt 1.5.2 erklärte Pulsation in den arteriellen Gefäßen. Diese Aufteilung wird zur Veranschaulichung in Abbildung 1.4 exemplarisch dargestellt.

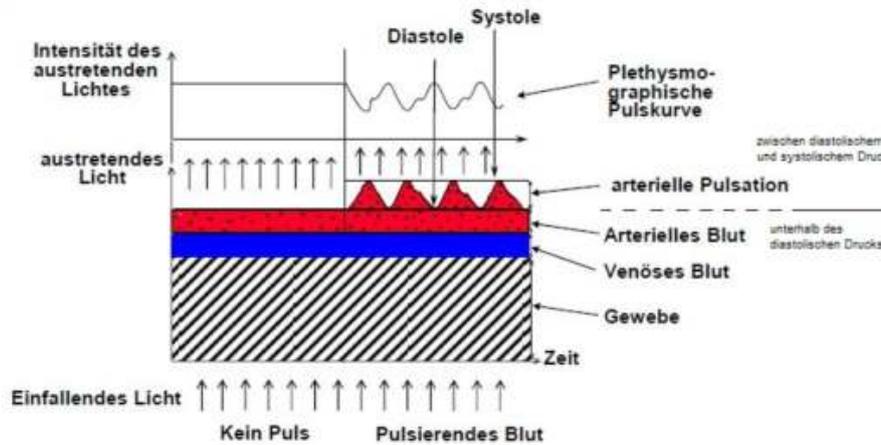


Abb. 1.4.: Messprinzip von SpO₂: Intensität des austretenden Lichts durch einen Körperteil gegen Zeit. Ohne Puls wird die Intensität des austretenden Lichts nur durch den Gleichanteil (DC) beeinflusst. Kommt die arterielle Pulsation hinzu, so wird die Intensität des austretenden Lichts von Gleichanteil (DC) und Wechselanteil (AC) beeinflusst. [8]

Die Größe der DC- und AC-Komponenten ist direkt von der auftretenden Lichtintensität und der gewebsspezifischen Absorption abhängig. Diese wird vom Pulsoximeter bei unterschiedlichen Wellenlängen des verwendeten Lichts (λ_1 rot, λ_2 infrarot) zu zwei verschiedenen Zeitpunkten während eines Pulses gemessen und deren Differenz berechnet, welche die Absorption bildet. Somit wird durch das Verhältnis der Absorptionen der beiden Wellenlängen zu unterschiedlichen Zeitpunkten ein Ω -Wert errechnet:

$$\Omega = \frac{\ln \frac{I(\lambda_1, t_1)}{I(\lambda_1, t_2)}}{\ln \frac{I(\lambda_2, t_1)}{I(\lambda_2, t_2)}} \quad (1.6)$$

Die empfangenen roten und infraroten Signale sind sehr klein und stark gestört und müssen in der Signalverarbeitung aufbereitet werden.

In der Pulsoximetrie wird zwischen externen und internen Bewegungsartefakten unterschieden. Die externen Bewegungsartefakte kommen durch Bewegung zwischen Haut und Sensor zustande, welche durch Patientenbewegung hervorgerufen wird und eine der häufigsten Fehlerquellen darstellt, während die internen Bewegungsartefakte durch eine Umlagerung des venösen Blutes am Messort entstehen [9]. Eine extreme Limitation des

Verfahrens stellt die sogenannte periphere Minderperfusion dar. Sie kann sich einerseits durch physiologische, andererseits durch meßtechnische Ursachen (niedrige Perfusion am ausgewählten Messort) ausprägen. Zu den physiologischen Ursachen zählen dabei hauptsächlich die Zentralisation des Blutes durch einen Schockzustand oder Kälte, die lokale Ischämie und die (lokale) Hypothermie [9].

1.6. Sensorarten

Bei der Anwendung der Pulsoximetrie können je nach verwendetem Gerät unterschiedliche Sensortypen zum Einsatz kommen. Die meisten Pulsoximeter bedienen sich im wesentlichen eines Transmissions- oder eines Reflexionssensors.

1.6.1. Transmissionsensor

Bei diesem Sensortyp sitzen die beiden LEDs an einem und die Photodiode am anderen Ende der Messstrecke (siehe Abbildung 1.5). Dabei durchleuchtet das Licht das Gewebe von der einen Seite und tritt auf der anderen Seite abgeschwächt wieder heraus, wo es dann auf die Photodiode trifft. Geeignete Messorte dieses Typs sind zum Beispiel Finger, Zehen und Ohrläppchen oder Ohrmuschel. Wichtig ist eine hohe Arterioldichte im Messgewebe, wobei die Messstrecke zwischen LEDs und Photodiode auch keine zu große Schichtdicke aufweisen darf.

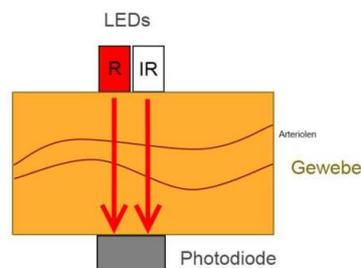


Abb. 1.5.: Schematisch dargestelltes Prinzip eines Transmissionsensors

1.6.2. Reflexionssensor

Beim Reflexionssensor sind, wie in Abbildung 1.6 zu sehen, die LEDs neben der Photodiode auf derselben Seite am Messort angeordnet. Das von den LEDs kommende Licht tritt auf der einen Seite in das Messgewebe ein, wird in diesem gestreut und gelangt teilweise wieder auf derselben Seite zur Photodiode. Theoretisch kann dieser Sensor an jeder Körperstelle eingesetzt werden. Meist bietet sich im klinischen Bereich die Stirn als Messort an. Ein gravierender Nachteil der Reflexionspulsoximetrie ist das auftretende Shuntlicht. Dabei handelt es sich um Licht, welches besonders stark auf den Photosensor auftrifft, davor aber nicht tief genug in das Gewebe eingedrungen ist, um Arteriolen zu durchstrahlen.

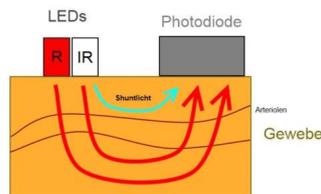
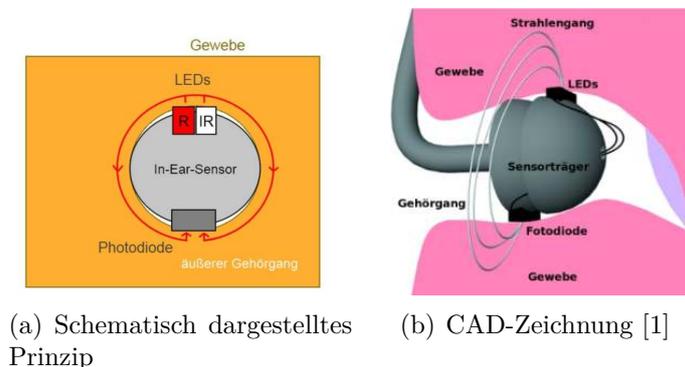


Abb. 1.6.: Schematisch dargestelltes Prinzip eines Reflexionssensors

1.6.3. Circummissionsensor - Eine neue Technik

Eine völlig neue und bislang wenig erforschte Art der Messung ist die der Circummission, welcher von der Firma BLM entwickelt und zum Patent angemeldet wurde. Der Sensortyp basiert auch auf der Messung von Streulicht, ist aber im Vergleich zum Reflexionssensor durch seine andere Geometrie speziell für den mobilen Einsatz mittels In-Ear-Stecker gedacht. In Abbildung 1.7 kann man sehen, dass die LEDs und die Photodiode zwar auch gegenüber angeordnet sind, jedoch führt der Lichtweg in einem Hohlraum (bei Anwendung im Ohr entspricht dies dem Gehörgang) halbkreisförmig um den Sensor herum [7] [10] [11] [12] [13].



(a) Schematisch dargestelltes Prinzip (b) CAD-Zeichnung [1]

Abb. 1.7.: Circummissionsensor von BLM

2. Methode

2.1. Sensoren zur Erfassung der Messdaten

Für die Erfassung der Messdaten wurden in dieser Arbeit nur Sensortypen verwendet, welche mittels Circummission und mittels Transmission arbeiten (siehe Einleitung Abschnitt 1.6.2 und 1.6.3).

2.2. Das mobile Pulsoximeter - Allgemeines Konzept und Systemüberblick

In dieser Arbeit geht es primär um die mobile elektronische Einheit als Teil des Gesamtsystems von BLM. Der Vollständigkeit halber wird aber im folgenden kurz ein kompletter Systemüberblick gegeben und in Abbildung 2.1 in einem Blockdiagramm dargestellt. Das komplette System des mobilen Pulsoximeters von BLM kann grob in vier Teile gegliedert werden:

1. Sensor: Ohrsensor von BLM, optional normaler Fingerclipsensor
2. Mobile Elektronik zur Datenerfassung
3. USB Funkempfänger
4. Auswertesoftware am PC

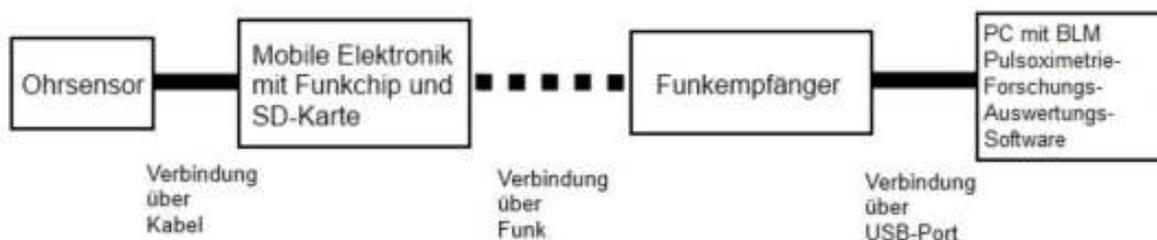


Abb. 2.1.: Blockschaltbild des Kompletten BLM-Systems für mobile Pulsoximetrie

Die Teile 1, 3 und 4 wurden bereits in anderen Arbeiten fertiggestellt. Da diese Systemgruppen nicht Gegenstand dieser Arbeit sind werden sie hier nicht weiter im Detail erklärt.

2.3. Die mobile Elektronik zur Datenerfassung

Überblick über die Hardwarestruktur und den Signalverlauf

Wie in Abbildung 2.2 ersichtlich ist, bildet das Herzstück des Systems ein Mikrocontroller, der alle Peripherieeinheiten auf der mobilen Platine verwaltet und steuert. Durch ihn werden über Timer die Zeitsignale und über externe DACs und Stromquellen die Intensitäten der LEDs vorgegeben, welche in der Firmware des Mikrocontrollers erzeugt werden. Die Timer- und DAC-Signale betreiben die antiparallel geschalteten LEDs in den Farben rot und infrarot über eine Messbrücke, die sogenannte H-Brücke.

Die Photodiode empfängt die abwechselnd gesendeten Lichtsignale der LEDs und erzeugt dadurch einen der Intensität proportionalen Strom. Dieser wird über einen I-U-Wandler in eine Spannung umgesetzt.

Das Spannungssignal läuft durch einen Subtrahierer und wird mit Hilfe einer Regelungsroutine in der Firmware und einer Subtrahiererschaltung auf der Platine in AC und DC Anteil aufgeteilt (Disassembling), bevor dann der abgetrennte AC-Anteil verstärkt durch eine Treiberschaltung in einem ADC digitalisiert wird.

Die nun digitalisierten Messsignale werden vom Mikrocontroller aus dem ADC ausgelesen. Der dadurch erhaltene AC-Wert wird dann wieder auf einen DC-Wert gesetzt (Assembling) und über ein, sich auf der Platine befindliches Funkmodul direkt an den PC zur weiteren Auswertung gesendet. Der Assembling-Schritt ist notwendig, da der PC für seine, eigens für dieses System entwickelte, Auswertungssoftware auch wieder einen Gleich- und einen Wechselanteil des Signals (DC_AC) benötigt.

Auf der PC-Seite werden die Signale durch ein korrespondierendes Funkempfängermodul, welches dem Funkmodul der Platine recht ähnlich ist, empfangen. Dort kann die Messung über die Auswertungssoftware am Monitor in Echtzeit visualisiert werden.

Die Signale können entweder mittels Ohrsensors im Gehörgang oder mittels herkömmlichen Fingerclipsensors am Finger erzeugt und erfasst werden. Beide Sensoren sind durch einen Mini-USB-Stecker an die mobile Platine ansteck- und verwendbar. Der Fingersensor wurde für Vergleichs- und Testzwecke herangezogen. Der Fingersensor wurde bevorzugt für häufige Messungen beim Testen der Firmware- und Hardwareentwicklung des mobilen Pulsoximeters eingesetzt, da es sich dabei, im Gegensatz zum filigranen, handgefertigten Prototypen des Ohrsensors, um kostengünstige Massenware handelt.

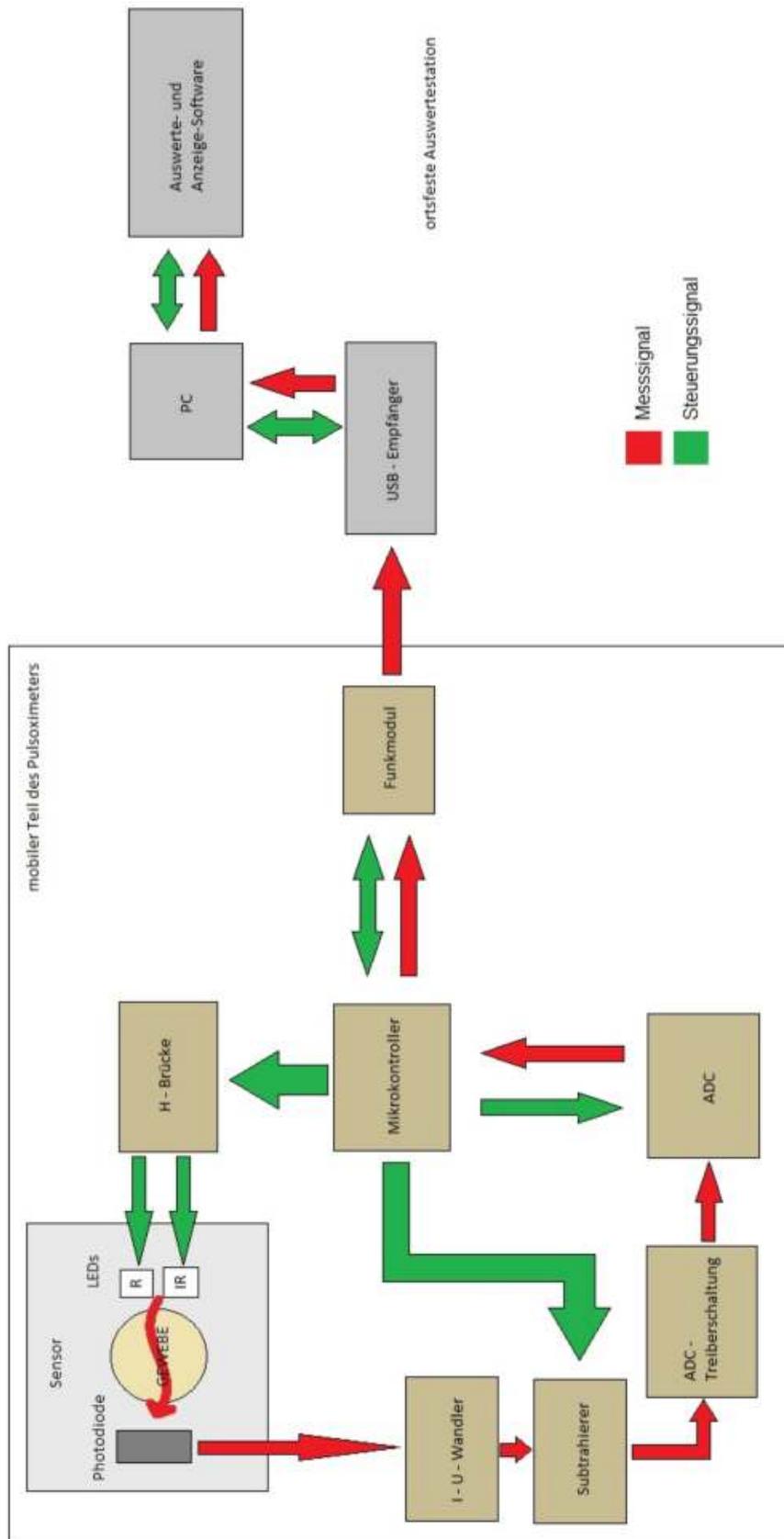


Abb. 2.2.: Blockschaltbild der mobilen Pulsoximeterhardware und der Auswertestation mit schematischem Messsignal- und Steuerungssignalfloss durch den Mikrocontroller

2.4. Beschreibung der einzelnen Schaltungsteile

In diesem Kapitel wird auf die einzelnen verwendeten IC-Bausteine eingegangen. Falls die äußere Beschaltung der IC-Bausteine mit Widerständen oder Kondensatoren maßgeblich für deren Bestimmungszweck ist, so werden diese genauer beschrieben.

2.4.1. Die Spannungsversorgung

Akku

Die mobile Platine wird durch einen einzelligen Lithium-Polymer-Akku (LP293560) der Firma LiPol Battery im Singlesupply (V+ und GND) versorgt. Dieser liefert je nach Ladezustand eine Spannung im Bereich von ca. 3.6 V ... 4.2 V für den Betrieb der Platine. Er ist über einen Stecker mit der Platine verbunden. In den Schaltplänen wurde als Spannung V+ immer 3.7 V angegeben, da dies die übliche Nennspannung einer einzelnen LiPo-Zelle ist.

Zum Laden kann der Akku einerseits abgesteckt werden und mit einer herkömmlichen zu diesem Zweck bestimmten Ladestation geladen werden, andererseits wurde die Platine mit einem Ladechip und einer Steckerbuchse für ein externes Netzteil versehen, wodurch eine direkte Aufladung des Akku auf der Platine ohne Ausbau möglich ist.

Ladechip MAX1811

Der Ladechip MAX1811 [14] des Herstellers MAXIM (PACKAGE: SO-8) kann über ein externes Gleichstromnetzteil mit dem zur Einbauschalbuchse passenden männlichen Stecker betrieben werden (Stecker NES/J135: Aussendurchmesser 3.4 mm, Innendurchmesser 1.4 mm, bis 500 mA Nennstrom belastbar). Das Netzteil muss sich in einem Ausgangsspannungsintervall von 4.35 V ... 6.5 V befinden und sollte mindestens 100 mA für die Aufladung des Akkus liefern. Anzumerken ist noch, dass der Rundstecker auf dem Aussenkanal GND und auf dem Innenkanal V+ haben muss, um eine Falschpolung auszuschließen. In der Schaltung auf der Platine wurde der MAX1811 wie im Datenblatt gefordert beschaltet. Der SELV-PIN (Auswahl der Ladespannung) liegt dabei auf high, was eine Ladespannung von 4.2 V für den LiPo-Akku liefert. Der SELI-PIN (Auswahl des Ladestroms) wurde auf GND gelegt, so dass zum Laden des Akkus einen Strom von 100 mA ausgegeben wird. Während die Platine mit einem externen Netzteil verbunden ist und sich der Akku in der Aufladephase befindet leuchtet eine grüne Informations-LED, welche mit ihrer Kathode am CHG-PIN des MAX1811 angeschlossen wurde. Sobald der Akku vollständig geladen ist, erlischt diese LED durch einen vom MAX1811 selbstständig intern durchgeführten Abgleich der Akkuspannung, da dann der CHG-PIN intern von LOW auf HIGH gezogen wird. Nun kann das Netzteil bedenkenlos von der Platine getrennt werden.

Ein Schaltplanausschnitt, welcher die Beschaltung des Ladechips MAX1811 zeigt, ist in Abbildung 2.3 zu sehen.

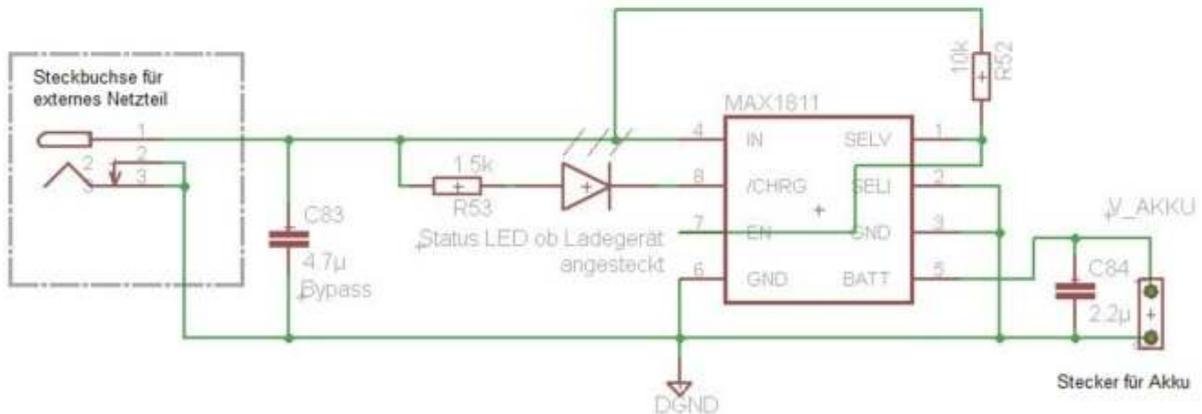


Abb. 2.3.: Schaltplanausschnitt mit äußerer Beschaltung des Ladechips MAX1811

Messung und Anzeige des Akkusstatus

Die Platine ist mit dem Akku über einen kurzgeschlossenen Kontakt im USB-Stecker des Sensors verbunden und kann somit beim Ausstecken des Sensorkabels vom Akku getrennt werden. Des Weiteren wird die Akkuspannung über einen Spannungsteiler im Verhältnis 1:1 mit zwei 220 k Ω Widerständen durch den internen 10-bit ADC am Port AD4 (siehe Kapitel 2.2) des Mikrocontrollers alle 30 Sekunden gemessen und überwacht. Der Spannungsteiler ist nötig, da die gemessene Spannung ohne ihn nicht im Referenzbereich des AD-Wandlers liegt (3 V Referenz). Auf der Platine befinden sich zwei Anzeige-LEDs (rot und grün) die den aktuellen Zustand des Akkus wiedergeben. Ist die Akkuspannung über 3.8 V, leuchtet auf der Platine die grüne LED. Befinden sich die Akkuspannung im Bereich unter 3.8 V und über 3.6 V leuchten die grüne und die rote LED gemeinsam. Fällt die Akkuspannung unter 3.6 V leuchtet nur noch die rote LED und der Akku sollte aufgeladen werden, da ein längerer Betrieb der Platine nun nicht mehr gewährleistet werden kann.

Ein schematischer Gesamtüberblick der vom Akku ausgehenden Spannungsversorgung ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Der Ladechip MAX1811 ist darauf nicht aufgeführt da er seine Versorgung direkt aus dem bei der Aufladung angeschlossenen Netzteil bezieht und bei nicht angestecktem Netzteil auch nicht aktiv ist.

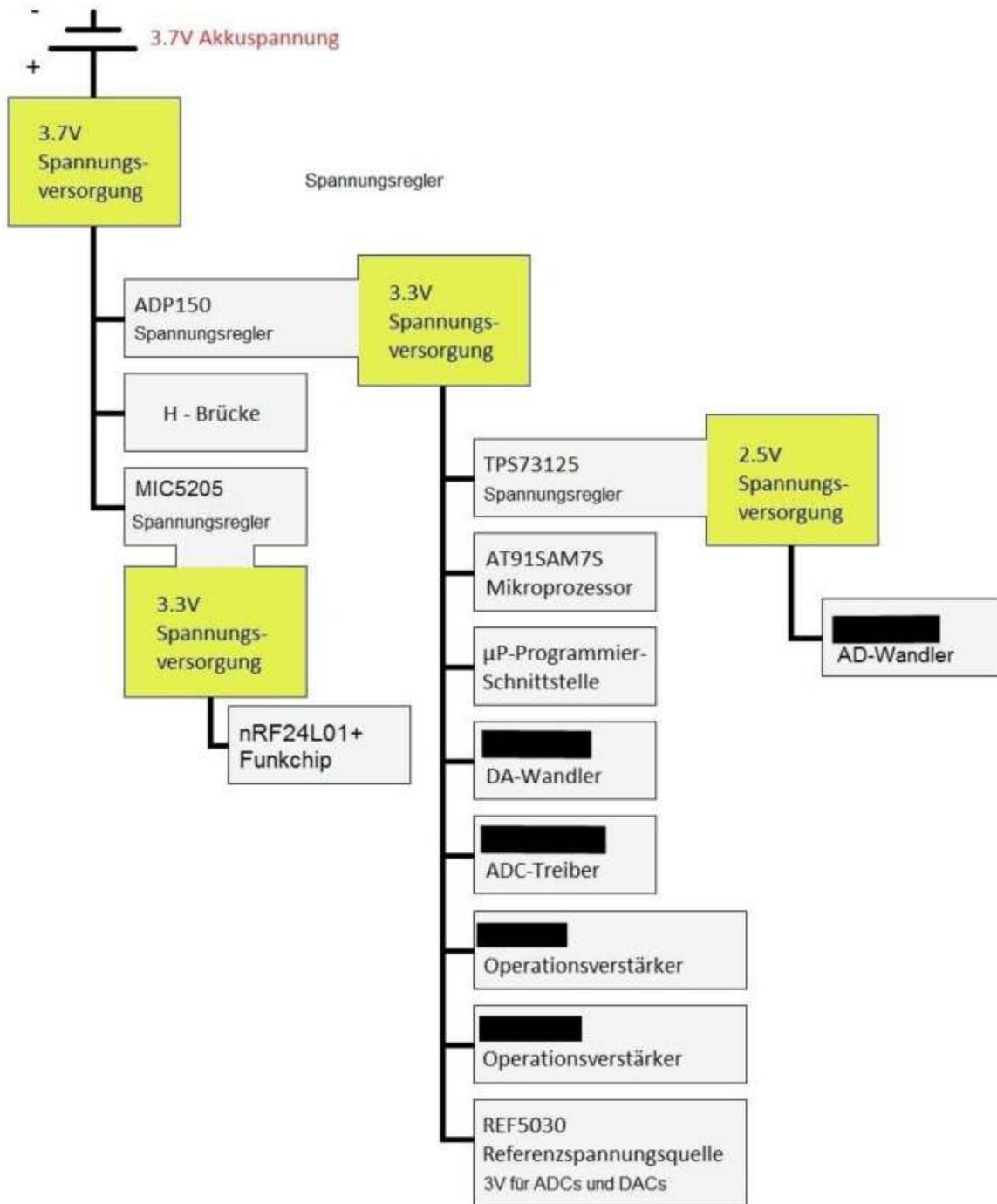


Abb. 2.4.: Blockdiagramm der Spannungsversorgung der Platine. Es zeigt schematisch von welcher Spannung die verwendeten Spannungsregler ihre Eingangsspannung beziehen, welche Spannung sie ausgeben und welche IC-Bausteine vom jeweiligen Spannungsregler versorgt werden.

3.7 V Spannungsversorgung

Vom Akku ausgehend wird die H-Brücke direkt mit einer Spannung von 3.7 V versorgt.

3.3 V Spannungsversorgung

Des Weiteren befindet sich an der 3.7 V Quelle der Spannungsregler ADP150 [15] der Firma Analog Devices (PACKAGE: TSOT-5), der die Spannung auf 3.3 V herunterregelt. Die 3.3 V Versorgungsspannung wird für fast alle IC's und den Mikrocontroller verwendet. Sie ist auch das Level der logischen HIGH-Signale auf der Platine. Um eine gute Versorgung der Bauteile mit 3.3 V zu erhalten wurde ein eigener Versorgungslayer mit dieser Spannung in die Platine integriert. Mit 150 mA liefert der ADP150 genügend Strom, um alle an diesen Layer angebundene IC's zu versorgen. Mit einem MIC5205 der Firma MICREL befindet sich noch ein weiterer 3.3 V Spannungsregler auf der Platine. Dieser sitzt im Bereich des Funkmoduls und ist nur für dessen Versorgungsspannung zuständig. Er wird durch eine eigene 3.7 V Leitung innerhalb des 3.3 V Versorgungslayers gespeist. Dieser Weg wurde gewählt, um den Platzverbrauch auf den Bestückungsseiten durch Versorgungsleitungen gering zu halten.

2.5 V Spannungsversorgung

Für die 2.5 V Spannungsversorgung wird ein TPS73125 [16] (PACKAGE: SOT23-3) von Texas Instruments genutzt. Die 2.5 V Versorgungsspannung dient lediglich dem externen ADC und befindet sich daher auch in direkter Nähe zu diesem. Der TPS73125 bekommt aufgrund seiner Positionierung auf der Platine seine Inputspannung aus dem 3.3 V Versorgungslayer.

Die Referenzspannungsquelle

Als weitere Spannungsquelle auf der Platine ist noch die 3 V Referenzspannungsquelle anzugeben. Sie bezieht ihrerseits die Inputspannung auch aus dem 3.3 V Versorgungslayer in der Platine. Als Referenzspannungsquelle kommt ein REF5030 [17] IC-Baustein (PACKAGE: MSOP-8) von Texas Instruments zum Einsatz. Die 3 V Referenzspannung wird auf der einen Seite von den drei in der Schaltung verwendeten DACs für die digital-analog-Umsetzung genutzt. Andererseits dient sie sowohl dem externen ADC auf der Platine, als auch dem internen ADC des Mikroprozessors für die analog-digital-Umsetzung als Referenz für die Umsetzung.

2.4.2. Der Mikrocontroller

Der Mikrocontroller ist das zentrale und sogleich wichtigste Bauteil der mobilen Platine. Er steuert nahezu alle IC's des Schaltaufbaus.

Es wurde ein AT91SAM7S [18] der Firma ATMEL verwendet. Dabei handelt es sich um einen ARM7TDMI Prozessor mit 32-bit RISC Architektur. Er besitzt einen 64 kbyte Flashspeicher und 16 kbyte SRAM.

Der Prozessor sitzt in einem Gehäuse mit 64-Pin Layout (PIN-PACKAGE: LQFP), das für ein platzsparendes Platinenlayout mit einer Größe von 0.9 mm x 0.9 mm gut geeignete Aussenmaße hat. Von den 64 Pins sind 32 als I/O-Lines ausgelegt. Diese können nicht nur als GPIO Lines (general purpose) benutzt werden, ihnen können durch internes PIO Controller Multiplexing je nach Pin unterschiedliche Spezialfunktionen zugeteilt werden.

Features

Die wichtigsten auf der Platine genutzten Features des AT91SAM7S sind:

- 16-bit Timer Counter (Schaltzeit der LEDs)
- interner ADC mit 10-bit (Messung)
- PWM-Kanal (Schaltzeit für externen ADC)
- Master/Slave Serial Peripheral Interface (SPI) (Kommunikation mit Funkmodul)
- Advanced Interrupt Controller (AIC) (Ausführen bestimmter Routinen bei eintreffenden Signalen)
- PIO Controller (Steuerung der Peripherie)
- 3.3 V Single Power Supply - fähig (Betrieb mit einer Akkuzelle)

Power Management Controller (PMC) - Clock Generator

Durch den PMC werden die verschiedenen Clocks im Mikroprozessor gesteuert (Siehe Abbildung 2.5). Auf der Platine bzw. in der Firmware werden folgende Clocks verwendet:

- * Main Clock: 18.432 MHz
- * PLL Clock: 64 MHz
- * Master Clock: 32 MHz

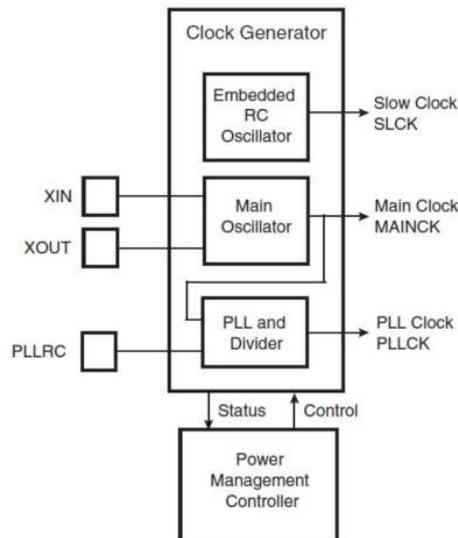


Abb. 2.5.: Blockschaltbild des im AT91SAM7S integrierten Clock Generators. Links sind die Anschlüsse für externen Quarz und PLL-Filter, rechts die entsprechend abgeleiteten Clocks. Gesteuert wird das ganze über den Power Management Controller (PMC)

Der integrierte Main Oszillator des Mikrocontrollers ist für einen externen Quarz von 3 bis 20 MHz ausgelegt. Auf der Platine ist ein 18.432 MHz Quarz als externe Takt-Quelle verbaut. Die PLL Clock (Phase-Locked Loop) benötigt einen externen Filter 2. Ordnung, wie er in Abbildung 2.6 zu sehen ist. Durch Experimente aus vorangegangenen Arbeiten [20] wurden folgende Bauteile als passend ermittelt, welche durch einen Kompromiss aus Einschwingzeit beim Starten und Überschwingen des PLL-Signals gewonnen wurden [18].

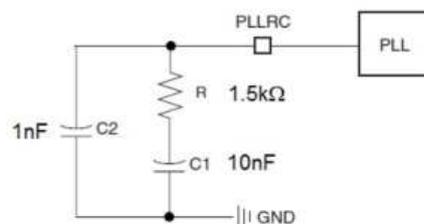


Abb. 2.6.: Schaltbild des in der Nähe des Mikrocontrollers anzubringenden externen Loop Lowpass Filters mit den in diesem Aufbau verwendeten Bauteilwerten.

Das korrekte Setzen der Bits für die Konfiguration der verwendeten Clocks in den dafür vorgesehenen Registern ist dem Datenblatt des Mikrocontrollers [18] zu entnehmen. In der Firmware wurde die von ATMEL zur Verfügung gestellte Datei Cstartup_SAM7.c genutzt.

Die genutzten Files standen auf der Homepage der Firma ATMEL zum öffentlichen

Download bereit[19] und sind dieser Arbeit beigelegt.

Die PLL-Clock leitet sich, wie in Abbildung 2.7 ersichtlich, von der Mainclock ab und wird nach Gleichung 2.1 berechnet:

$$\frac{MainClock}{DIV} \cdot (MUL + 1) = \frac{MainClock}{36} \cdot 125 = \frac{18.432 \text{ MHz}}{36} \cdot 125 = 64 \text{ MHz} \quad (2.1)$$

mit den in der Firmware gesetzten Werten:

$$DIV = 36$$

$$MUL = 124$$

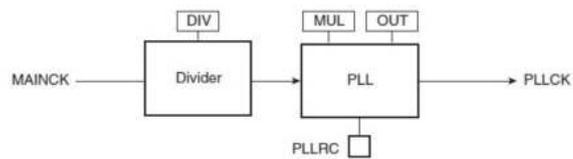


Abb. 2.7.: Blockdiagramm vom Prinzip der Ableitung der PLL Clock, diese kann durch einen Multiplikator und einen Divisor im Programm und dem externen RC-Kreis angepasst werden.

Die Master Clock kann wie in Abbildung 2.8 zu sehen von drei Clockquellen abgeleitet werden. In diesem Aufbau wurde dafür die PLL Clock (PLLCK) gewählt. Durch den gesetzten Prescaler (teilt in diesem Fall die Quellclock durch 2) wurde eine Clock für das ganze System erhalten. Diese Prozessor Clock berechnet sich nach Formel 2.2:

$$\frac{PLL}{2} = \frac{64 \text{ MHz}}{2} = 32 \text{ MHz} \quad (2.2)$$

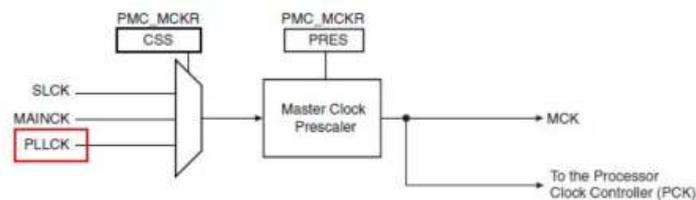


Abb. 2.8.: Blockdiagramm vom Prinzip der Ableitung der Master Clock (Prozessor Clock), dabei wird die Clockquelle (hier: PLL Clock) durch einen Prescaler geteilt und dadurch die Master Clock abgeleitet.

Peripherie - die Belegung der I/O Lines

Der Mikroprozessor steuert über seine I/O Pins eine Reihe von Peripheribauteilen oder liest aus diesen aktuelle Werte aus. Dabei handelt es sich um:

- Zwei DACs zum Treiben der H-Brücke
- Zwei MOSFET-Schalter in der H-Brücke
- Ein DAC am Subtrahierer
- externer ADC
- Funkchip

Die verwendeten I/O-Lines und ihre Multiplexing-Belegung, wenn sie genutzt wird, sind in Tabelle 2.4.2 aufgelistet.

PIN	I/O Line	Peripheral	Bezeichnung	Ansteuerung	Verwendung
48	PA0	TIOA0	PORT_TIOA0	MOSFET H-Brücke	Timer1 für Mess-LED Schaltintervall
47	PA1	TIOB0	PORT_TIOB0	MOSFET H-Brücke	Timer2 für Mess-LED Schaltintervall
44	PA2	GPIO	LED_SW_ok	Status-LED	Firmware-Status-Anzeige LED grün
43	PA3	GPIO	LED_SW_fail	Status-LED	Firmware-Status-Anzeige LED rot
36	PA4	GPIO	DAC_SD1	Subtrahierer-DAC (SD1)	SDI für Subtrahierer-DAC
35	PA5	GPIO	DAC_IR_SD1	DAC-IR (SD1)	SDI für Mess-LED IR-DAC
34	PA6	GPIO	DAC_SCLK	Subtrahierer-DAC (SCLK)	Clock für Subtrahierer-DAC
32	PA7	GPIO	DAC_IR_CS	DAC-IR (CS1)	Chip Select für Mess-LED IR-DAC
31	PA8	GPIO	DAC_IR_SCLK	DAC-IR (SCLK1)	Clock für Mess-LED IR-DAC
30	PA9	GPIO	DAC_R_CS	DAC-R (CS2)	Chip Select für Mess-LED R-DAC
29	PA10	GPIO	NRF_CE	Funkchip	Chip Enable für Funkchip
28	PA11	NPC50	NRF_CSLINES	Funkchip	Chip Select für Funkchip
27	PA12	MISO	SPI-MISO	Funkchip / SD-Karte	Master In Slave Out
22	PA13	MOSI	SPI-MOSI	Funkchip / SD-Karte	Master Out Slave In
21	PA14	SPCK	SPI-SPCK	Funkchip / SD-Karte	Clock für Funkchip / SD-Karte
20	PA15	GPIO	DAC_R_SCLK	DAC-R (SCLK2)	Clock für Mess-LED R-DAC
19	PA16	TK	PORT_TK	ADC	Clock für externen ADC
9	PA17	GPIO	LED_Akku_down	Status-LED	Akku-Status-Anzeige LED rot
10	PA18	RD	PORT_RD	ADC	Input für SDO des externen ADC
13	PA19	FIQ	PORT_FIQ	ADC	FIQ für Datenannahme externer ADC
16	PA20	GPIO	DAC_R_SD1	DAC-R (SD12)	SDI für Mess-LED R-DAC
11	PA21	GPIO	LED_Akku_ok	Status-LED	Akku-Status-Anzeige LED grün
23	PA24	PWM1	PORT_PWM1	ADC	CNV Signal für externen ADC
38	PA28	GPIO	DAC_CS	Subtrahierer-DAC	Chip Select für Subtrahierer-DAC
41	PA29	GPIO	LED-Funk	Status-LED	Anzeige bei Funkübertragung LED grün
42	PA30	IRQ1	NRF-IRQ	Funkchip	IRQ für Funkchip

Tab. 2.1.: Tabelle der PIO Controller AT91SAM7S64. Sie enthält die jeweiligen Pinnummern (PIN), wie sie beim Mikrocontroller-Baustein vorliegen, die interne Port-Referenz (I/O Line), ob auf diesem Port eine besondere Fähigkeit vorliegt oder ob er als gewöhnlicher Ein- oder Ausgang genutzt wird (Peripheral), die Bezeichnung der Pins im Programm, mit welchem Peripherie-Baustein der Mikrocontroller über diesen Port kommuniziert und welches Signal er verwendet.

Interner ADC des AT91SAM7S Mikrocontrollers

Der interne 10-bit ADC des Mikrocontrollers wird zur Messung mehrerer Signale verwendet. Als Referenzspannung für die Wandlung wird auch hier die 3 V Referenzspannungsquelle genutzt. Mit den auf 4 Pins des Mikrocontrollers vorgesehenen Kanälen (siehe Tabelle 2.2) werden folgende Spannungen gemessen:

- Spannungsabfall über $1\ \Omega$ Widerstand innerhalb der Stromquelle in der H-Brücke, was dem Strom durch die Mess-LEDs entspricht. Es wird jeweils ein eigener Kanal für die rote und die infrarote LED verwendet.
- Spannung nach dem I-U-Wandler, was dem Photodiodenstrom entspricht (A-Signal)
- Akkuspannung nach 1:2 Spannungsteiler am Akku.

PIN	ADC-Kanal	Input	Bezeichnung	Verwendung
3	AD4	CURR1	ADC_CDR4	Mess-LED R-Strom
4	AD5	CURR2	ADC_CDR5	Mess-LED IR-Strom
5	AD6	Akku Spannung	ADC_CDR6	Aktuelle Akkuspannung
6	AD7	A-Signal	ADC_CDR7	Spannung nach I-U-Wandler

Tab. 2.2.: Verwendete ADC-Kanäle des in den Mikrocontroller integrierten 10-bit ADCs. Die Tabelle zeigt die Pins am AT91SAM7S, die genutzten ADC-Kanäle sowie die Signale, welche durch diese erfasst werden.

Die Samplezeitpunkte für die LED-Ströme und das A-Signal sind in der Firmware festgelegt. Sie sind zeitlich mit dem externen ADC abgestimmt und in Abbildung 2.17 veranschaulicht.

Für die Mittelwertbildung des A-Signals werden innerhalb einer Sekunde jeweils für die rote und infrarote LED 100 Werte des A-Signals erfasst. Aus diesen wird das arithmetische Mittel für die jeweilige Farbe berechnet. Nach diesem Mittelwert findet die automatisierte Regelung statt (siehe Abschnitt 2.7). Es wird durchgehend gesampled, das bedeutet, dass jede Sekunde neue Mittelwerte berechnet werden, nach welchen im Bedarfsfall die jeweilige LED geregelt wird. Die Mittelwerte des A-Signals werden auch für die DC-Wert-Berechnung des Subtrahierer-DACs entsprechend ihrer Farbe verwendet (siehe Abschnitt 2.4.4).

Timer-Signal zur Steuerung der H-Brücke

Wenn die Mess-LED eingeschaltet ist entsteht Wärme entsprechend der Leistung der LED. Da beim Ohrsensor aufgrund der Circummission die LED sehr hell strahlen muss, um an der Photodiode ein Signal zu erhalten, ist ein hoher Strom notwendig.

LEDs wandeln ca. 70 % bis 80 % der elektrischen Leistung in Wärme um und können sich so schnell auf über 100 °C aufheizen, wenn die Wärme nicht adäquat abgeleitet wird. Leider ist die Wärmeableitung durch die Bauform des Ohrsensors über einen Wärmeleiter, wie er sonst bei Hochleistungs-LEDs auf Platinen eingesetzt wird, nicht möglich.

Man darf nicht vergessen, dass abwechselnd zwei LEDs betrieben werden und sich die Periodendauer somit halbiert. Die Ein- und Ausschaltzeit der LEDs ist in Abbildung 2.10 demonstriert.

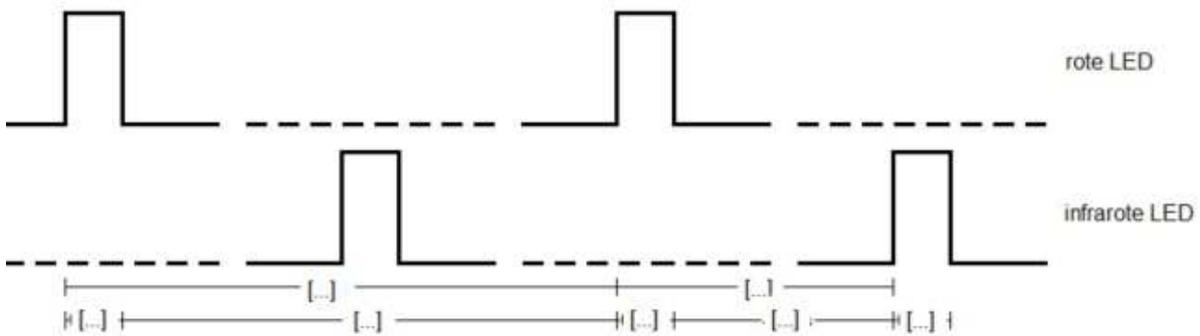


Abb. 2.10.: Timing der LED Ein und Ausschaltzeiten. Die Periodendauer beinhaltet pro Farbe eine Hellphase und eine Dunkelphase. Eine LED wird jeweils in der Mitte der Periodendauer der anderen und somit in deren Dunkelphase aktiviert, damit nicht das Licht zweier LEDs gleichzeitig auf die Photodiode auftrifft.

Durch den gepulsten Betrieb und dem gewählten Duty Cycle ist eine Beeinträchtigung des Trägers durch die Wärmeentwicklung der LEDs ausgeschlossen.

Ein weiterer Grund für die Wahl der Einschaltphase ist das zu gewinnende Signal der Messung. Da das entstehende Signal durch die Veränderung des Gleichanteils (DC-Wert) durch Perfusionsänderungen im Messgewebe durch Bewegungen des Trägers bei der mobilen Anwendung verfälscht wird, muss auch hier der von den LEDs kommende Impuls kurz gehalten werden (siehe Abbildung 2.11).



Abb. 2.11.: Veranschaulichung der Veränderung des Messsignals über die Zeit. Dargestellt ist ein Duty-Cycle anhand einer LED-Farbe. Das Messsignal reitet auf einer Welle, die durch die Bewegung des Anwenders und einer damit verbundenen Perfusionsänderung im Gewebe entsteht, die wiederum eine Änderung des Gleichanteils (DC) nach sich zieht.

Das periodische Ein- und Ausschalten der NMOS-Transistoren wird durch zwei Timer-Signale vom Mikrocontroller generiert und ist durch zwei Signale in der Firmware implementiert. *timer1* durch PORT_TIOA0 für die rote LED und *timer2* durch PORT_TIOB0 für die infrarote LED (siehe Tabelle 2.4.2).

Diese wiederum leiten sich durch Setzen der Timer-Register von zwei Timer-Countern (TC) innerhalb des Mikrocontrollers ab.

Der AT91SAM7S besitzt drei identische Timer-Counter Kanäle, die unabhängig voneinander programmiert werden können. Für diese Steuerung wurden zwei TC-Kanäle verwendet, da für das gewünschte Signal der roten und infraroten LEDs, zu bestimmten Zeitpunkten vier Schaltflanken erzeugt werden müssen, jedoch ein TC-Kanal nur drei programmierbare Register besitzt.

In der Firmware steuert der eine TC-Kanal (TC0) drei der gewünschten Flanken für beide LEDs, während der andere TC-Kanal (TC1) das Erzeugen der vierten Flanke übernimmt. Beide TC-Kanäle nutzen als interne Taktquelle `TIMER_CLOCK4` (siehe [18]: Kapitel TC). Dies bedeutet, dass sich sowohl TC0, als auch TC1 von der Master Clock ableiten.

Für beide 16-bit Timer-Counter wird der im Mikrocontroller auswählbare Waveformmodus benutzt, der ein Output-Signal erzeugt (Anm.: optional können die TC-Kanäle im Capturemodus für die Auswertung eines Inputsignals betrieben werden).

Entsprechend den gesetzten Bits in `TC_CMR` (TC- Channel Mode Register) kann das Verhalten des Timer-Counter-Wertes (`TC_CV`) variieren. `RA`, `RB` und `RC` dienen als Vergleichsregister, wobei das `RA`-Register den Output von TIOA, das `RB`-Register den Output von TIOB und das `RC`-Register wahlweise den Output von TIOA und/oder TIOB steuert.

Die Parameter der Timer-Counter wurden in der Firmware so ausgelegt, dass das gewünschte Timer-Signal entsteht. Der Kanal TIOA startet mit dem Pegel HIGH (rote LED an) und der Kanal TIOB mit dem Pegel LOW (infrarote LED aus). Im Programm wurde der `RC_Timer1` auf die Periodendauer, die für die rote und infrarote LED verlangt war, gesetzt. Der `RC_Timer1` ist der in der Firmware verwendete Software-Trigger. `RA_Timer0` wurde auf die Dauer der Hellphase der roten LED gesetzt. `RB_Timer0` markiert die Hälfte der Periodendauer der roten LED und damit den Einschaltzeitpunkt der infraroten LED. Der `RC_Timer0` wurde so gesetzt, dass zu diesem Zeitpunkt die infrarote LED wieder abgeschaltet wird. Das Prinzip des Timings über den Registerabgleich ist in Abbildung 2.12 dargestellt.

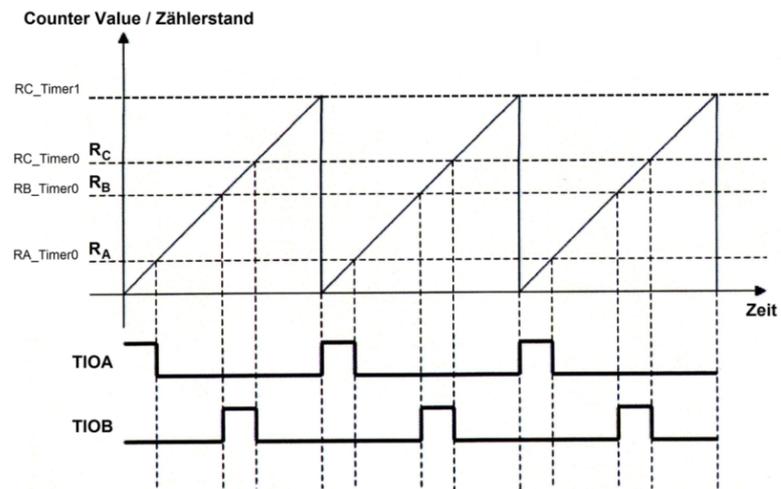


Abb. 2.12.: Das 16-bit TC-Register mit seinen drei Vergleichsregistern R_A , R_B und R_C . Je nach Einstellung in der Firmware kann durch den Registerabgleich ein Signal an den Timerausgängen TIOA und TIOB erzeugt werden. Der Counter wird durch einen Software-Trigger (RC_Timer1) zurückgesetzt.

Stromquelle

Das Signal, welches bei der Photodiode ankommt, ist zum einen vom durchstrahlten Gewebe abhängig, zum anderen von der Anfangsintensität des roten oder infraroten Lichts, welches von den entsprechenden LEDs geschickt wurde. Die Lichtintensität der LED variiert linear mit dem Strom der durch sie geschickt wird. Dieser Strom muss in dieser Anwendung höchst zuverlässig und konstant über Zeit, Akkustatus und Temperatur sein. Daher wurde zur Stromsteuerung der LEDs jeweils eine eigene unabhängige Stromquelle auf jeder Seite der H-Brücke gewählt.

Der Spannungsabfall kann am $1\ \Omega$ Widerstand, welcher sich in der Stromquelle in der H-Brücke befindet, im Versuchsaufbau leicht mit dem Oszilloskop gemessen werden und mit dem Spannungswert gleichsam der LED-Strom-Wert abgelesen werden.

Digital - Analog Wandler

Den auf der Platine verwendeten Digital-Analog Wandler zeichnet ein geringer Verbrauch mit nur ca. $10\ \mu\text{W}$ im Betrieb und ein geringes Rauschen aus ($10\ \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$). Mit 16-bit besitzt er eine hohe Auflösung, welche bei einer Referenzspannung von $3\ \text{V}$ LSB Schritte von nur $\frac{3\ \text{V}}{65536} = 0.046\ \text{mV}$ zulässt, womit sich der R- und IR-LED-Strom sehr fein regeln lassen. Um bei einem binären Input-Wert auf seine Ausgangsspannung zu kommen braucht der DAC nur eine Einstellzeit von $1\ \mu\text{s}$ und ist somit sehr gut für die schnellen Schaltvorgänge zu gebrauchen.

Die Schaltvorgänge sind notwendig, da der DAC immer wieder ausgeschaltet wird, da sonst ein Kurzschluss in der H-Brücke stattfinden und der Strom nicht durch die Sensor-LEDs fließen würde.

Wie in Abbildung 2.13 dargestellt, kann dieser Fehlstrom fließen, wenn der NMOS-Transistor der Stromquelle und der PMOS-Transistor des Schalteraufbaus zur selben Zeit geöffnet sind. Deshalb muss in dem Zeitfenster, wenn der Schalter-PMOS geöffnet ist, der NMOS der Stromquelle unbedingt geschlossen und daher der DAC-Ausgang, der diesen Transistor steuert, auf $0\ \text{V}$ gesetzt werden. Durch die Schaltvorgänge, welche das Timing der H-Brücke vorgibt, ist auch der DAC zu diesen Schaltvorgängen gezwungen und daher eine kurze Einstellzeit der korrekten DAC-Ausgangsspannung wichtig.

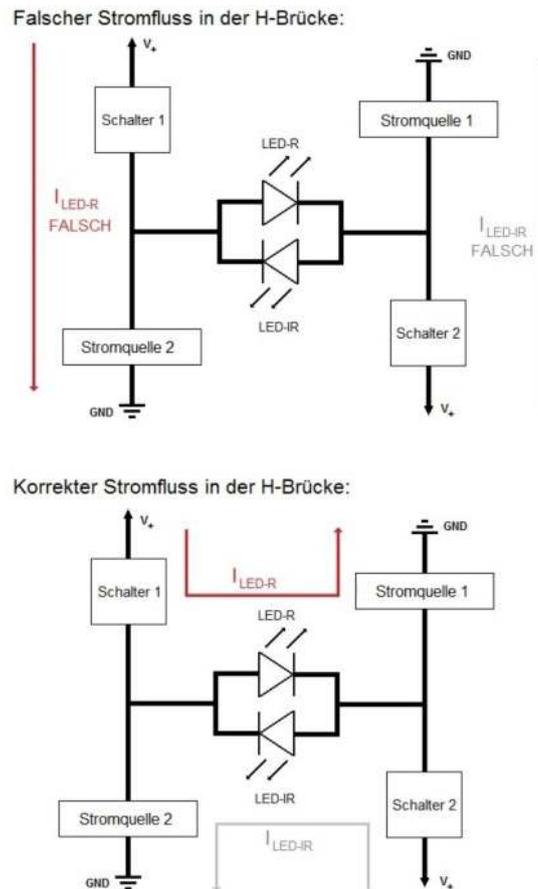


Abb. 2.13.: Schematisch dargestellter Fehlerstromverlauf in der H-Brücke. Wenn der DAC nicht abgestellt würde, käme kein Stromfluss durch die LEDs zustande, da der Strom wegen des kleinen Innenwiderstands des NMOS durch diesen abfließen würde. Zur Gegenüberstellung ist darunter der korrekte Stromfluss durch die LEDs in der H-Brücke abgebildet.

2.4.4. Analoge Signalverarbeitung

Nachdem in den vorangegangenen Kapiteln des Methodenteils auf die Signalerzeugung eingegangen wurde, folgt nun der Teil, in dem auf die Auswertung des Messsignals nach dem Sensor eingegangen wird.

Im Sensor wurde durch die Photodiode ein der Intensität des auftreffenden Lichts proportionaler Strom erzeugt, welcher nun durch den weiteren Schaltungsaufbau ausgewertet wird. Dieses Signal ist der sogenannte DC_AC, da an dieser Stelle der Gleich- und der Wechselanteil zusammen das Signal bilden.

Strom - Spannungs Wandler

Um den Photodiodenstrom in eine messbare Spannung umzuwandeln, wurde ein I-U-Wandler mit einem OPA aufgebaut, dessen externe Beschaltung in Abbildung 2.14 zu sehen ist.

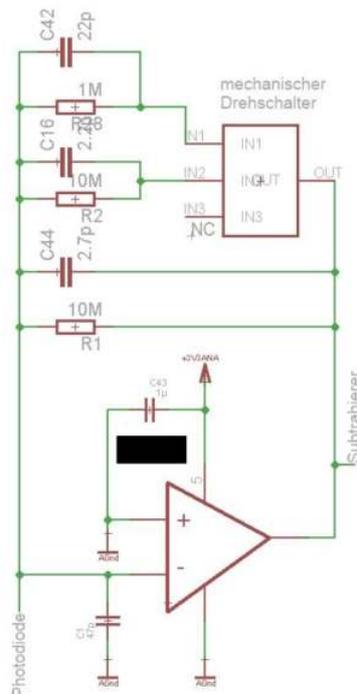


Abb. 2.14.: Schaltplanausschnitt des Strom-Spannungs-Wandlers. Durch einen mechanischen Schalter im Rückkopplungsweig können unterschiedliche Verstärkungsfaktoren eingestellt werden.

Da der Strom, den die Photodiode erzeugt, sehr klein ist, wurde in den I-U-Wandler gleich eine Verstärkungskaskade mit Hilfe eines mechanischen Drehschalters eingebaut.

Dieser Schalter erlaubt es, das Strom-Spannungsverhältnis durch Zuschalten von Parallelwiderständen zum regulären Widerstand im Rückkopplungszweig zu verändern. Es wird also der Strom gewandelt und gleichzeitig verstärkt, um ein größeres Quellsignal für die nachfolgende Verarbeitung zu erhalten. In dieser Verarbeitungsstufe kann schon ein Signalunterschied von Patient zu Patient oder von Sensortyp zu Sensortyp (Ohrsensor liefert ein geringeres Signal als ein Fingersensor) durch drei unterschiedliche Verstärkungsstufen kompensiert werden. Die Ausgangsspannung berechnet sich dabei nach Gleichung 2.3, wobei R_X für die jeweilig gewählte Schalterstellung und somit einer Parallelschaltung (siehe Abbildung 2.14) der verwendeten Widerstände steht:

$$U_{Ausgang} = -I_{Photodiode} \cdot R_X \quad (2.3)$$

mit einem Verstärkungsfaktor und damit R_X gleich:

- $10 \cdot 10^6$ entspricht $R_x = 10 \text{ M}\Omega$ für die Schalterstellung 3
- $5 \cdot 10^6$ entspricht $R_x = 5 \text{ M}\Omega$ für die Schalterstellung 2
- $1 \cdot 10^6$ entspricht $R_x = 1 \text{ M}\Omega$ für die Schalterstellung 1

Eine Rauschabschätzung wurde durchgeführt und ergab eine Signal-to-Noise-Ratio (SNR) von:

$$\text{SNR}_{AC} = 20 \cdot \log\left(\frac{22 \cdot 10^{-3}}{93 \cdot 10^{-6}}\right) = 47 \text{ dB} \quad (2.4)$$

Die vollständige Berechnung der durchgeführten Rauschabschätzung des I-U-Wandlers ist im Anhang in Abschnitt G aufgeführt.

Subtrahierer

Nachdem durch den I-U-Wandler eine verstärkte, dem Photodiodenstrom proportionale Spannung erzeugt wurde (DC_AC - Signal) wird im Subtrahierer ein möglichst großer Teil des Gleichanteils (DC) vom Wechselanteil (AC) getrennt. Dabei wurde auf eine Subtrahiererschaltung mit zwei Operationsverstärkern, wie sie in Abbildung 2.15 dargestellt ist, zurückgegriffen.

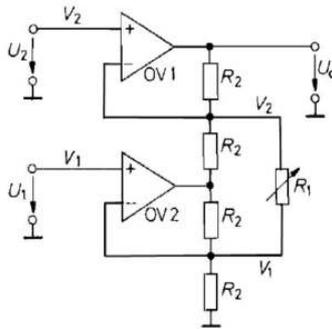


Abb. 2.15.: Schaltungsaufbau der verwendeten Subtrahiererschaltung. [27]

Die damit gewonnene Ausgangsspannung berechnet sich nach Gleichung 2.5 [27] zu:

$$U_a = 2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (U_2 - U_1) \quad (2.5)$$

Auf der Platine wurde dafür ein OPA IC-Baustein verwendet, welcher zwei OPAs des sonst verwendeten OPA-Typs in einem Baustein vereint und somit aus Platzgründen vorteilhaft beim Platinenlayout ist. Ein Vorteil dieser Subtrahiererschaltung ist, dass die beiden Eingangsspannungen gleichwertig voneinander getrennt werden (sie haben durch die externe Beschaltung in diesem Aufbau den gleichen Faktor), was die Signalrekonstruktion in der Firmware erleichterte.

Die Subtrahiererschaltung wurde auf der Platine mit einem Widerstandswert von $10 \text{ k}\Omega$ für R_2 (siehe Abbildung 2.15) und für eine variable Einstellung der Verstärkung des Ausgangssignals mit einem Potentiometer (BOURNS-3223 [28]) für R_1 , welches von $1 \text{ k}\Omega$ - $20 \text{ k}\Omega$ einstellbar ist, bestückt. Damit ergibt sich in der verwendeten Schaltung eine variable Verstärkung des Ausgangssignals von mindestens dem 3-fachen bis maximal dem 22-fachen der Eingangsspannungsdifferenz am Subtrahierer:

$$\begin{aligned}
U_{Ausgang\ MIN} &= 2 \cdot \left(1 + \frac{10\text{ k}\Omega}{20\text{ k}\Omega}\right) \cdot (U_{OUT\ I-U-Wandler} - DAC) \\
&= 3 \cdot (DC_AC - DAC)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

bis zu

$$\begin{aligned}
U_{Ausgang\ MAX} &= 2 \cdot \left(1 + \frac{10\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega}\right) \cdot (U_{OUT\ I-U-Wandler} - DAC) \\
&= 22 \cdot (DC_AC - DAC)
\end{aligned} \tag{2.7}$$

Das abzuziehende DC-Signal liefert auf der Platine ein weiterer DAC. Der verwendete DC-Wert wird mit Hilfe der Firmware in Bezug auf den arithmetischen Mittelwert des A-Signals berechnet, welches mit dem Mikrocontroller-internen ADC 100 mal, im Zeitraum von einer Sekunde, gemessen und danach ausgewertet wird (siehe Abschnitt 2.4.2). Das Signal nach dem Subtrahierer wird als B-Signal bezeichnet.

Das single-ended-Signal kommt, wie in Abbildung 2.16 zu sehen, vom Subtrahierer am Eingang der Treiberschaltung an und wird, wie in der exemplarischen Berechnung in Gleichung 2.8 und Gleichung 2.9 gezeigt, in ein Differential-Signal für den ADC gewandelt, welches auf den beiden Ausgangspins des Treibers $OUTP_{Treiber}$ und $OUTN_{Treiber}$ zum ADC übergeben wird. Es wurden dabei die Widerstandsverhältnisse nach Vorgaben des Herstellers für ein Eingangsspannungsintervall von $\pm 5\text{ V}$ an der Treiberschaltung gewählt [30], da der ADC bei einer Referenzspannung von 3 V innerhalb dieses Spannungsbereichs arbeitet und die korrekte Aufteilung des Inputsignals auf die Widerstandsverhältnisse der Treiber-Beschaltung zurückzuführen ist.

$$\begin{aligned}
OUTP_{Treiber} &= \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_3}{(R_3 + R_4) \cdot R_1} \cdot V_{REF} - \frac{R_2}{R_1} \cdot SIGNAL \\
&= \frac{(2\text{ k}\Omega + 1\text{ k}\Omega) \cdot 10\text{ k}\Omega}{(10\text{ k}\Omega + 20\text{ k}\Omega) \cdot 2\text{ k}\Omega} \cdot V_{REF} - \frac{1\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega} \cdot SIGNAL \\
&= \frac{1}{2} \cdot V_{REF} - \frac{1}{2} \cdot SIGNAL
\end{aligned} \tag{2.8}$$

$$\begin{aligned}
OUTN_{Treiber} &= \frac{(R + R) \cdot R_5}{(R_5 + R_6) \cdot R} \cdot V_{REF} - \frac{R}{R} \cdot OUTP_{Treiber} \\
&= \frac{2 \cdot 10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} \cdot V_{REF} - OUTP_{Treiber} \\
&= V_{REF} - OUTP_{Treiber} = V_{REF} - \left(\frac{1}{2} \cdot V_{REF} - \frac{1}{2} \cdot SIGNAL\right) \\
&= \frac{1}{2} \cdot V_{REF} + \frac{1}{2} \cdot SIGNAL
\end{aligned} \tag{2.9}$$

Dabei wird das Signal von $OUTP_{Treiber}$ auf den negativen Eingang des ADCs (IN-) und das Signal von $OUTN_{Treiber}$ auf den positiven Eingang des ADCs (IN+) übergeben, womit sich durch einen internen Komparator ein Signal nach Gleichung 2.10 am Ausgang des ADCs ergibt:

$$\begin{aligned}
 ADC_{AUSGANG} &= (IN+) - (IN-) \\
 &= OUTN_{Treiber} - OUTP_{Treiber} \\
 &= \frac{1}{2}V_{REF} + \frac{1}{2}SIGNAL - \left(\frac{1}{2}V_{REF} - \frac{1}{2}SIGNAL\right) \\
 &= SIGNAL
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Somit ergibt sich mit dieser Treiberschaltung aus dem single-ended-input Signal am Treiber über die Differential-Eingänge des ADCs am Komparator des ADC wieder das richtige Mess-SIGNAL. Dieses wird dann vom ADC SDO-Ausgang (Serial Data Out) durch eine 18-bit Binärzahl in der Zweierkomplement-Darstellung zur Verfügung gestellt. Da aber das Sign-Bit (MSB) mangels negativer Spannungen nicht gesetzt wird, entsteht als Output des ADCs eine nutzbare, 17-stellige Binärzahl, welche vom Mikrocontroller seriell ausgelesen werden kann.

Das Quantisierungsrauschen des ADC mit $\pm\frac{1}{2}$ LSB beträgt $22\mu\text{V}$. Der hervorgehobene AC-Anteil beträgt mit 10% Anteil an einem Signal von durchschnittlich 2.2 V nach dem Subtrahierer mit Verstärkung $0.22\text{ V} \cdot 3 = 0.66\text{ V}$. Diese 0.66 V sollen auf 1% genau gemessen werden, was einer Messgenauigkeit von 6.6 mV entspricht. Mit einer Größe von $22\mu\text{V}$ trägt das Quantisierungsrauschen das ADC folglich nicht zu einer Messungenauigkeit bei.

Sampleziehung durch die ADCs

Das Signal, welches den externen ADC zum sampeln anstößt, wird durch einen PWM-Port vom Mikrocontroller generiert.

Die gewählte Samplefrequenz in diesem Aufbau ist dadurch entstanden, weil der Mikrocontroller zum bitweisen Auslesen der ADC-Wandlungs-Ergebnisse eine gewisse Zeit braucht. Hinzu kommt, dass die verwendete Samplefrequenz für 8 mögliche Samplepunkte auf der High-Phase des Messsignals ausreichend ist.

Es werden nicht alle Sampleergebnisse vom ADC für die weitere Berechnung verwendet, sondern nur welche zu festgelegten Zeitpunkten, zu denen das A-Signal, respektive das B-Signal einen bestmöglichen Zustand für die Messung erreicht hat. Das bedeutet, dass das Sample zu den Zeitpunkten gezogen wird, an denen sich das zu messende Signal auf einem Plateau befindet und daher ein unverfälschtes Messergebnis zu erwarten ist. Diese Zeitpunkte wurden durch Versuche ermittelt und sind in Abbildung 2.17 für die beiden ADCs und den Hell-/Dunkelphasen der roten und infraroten LED dargestellt.

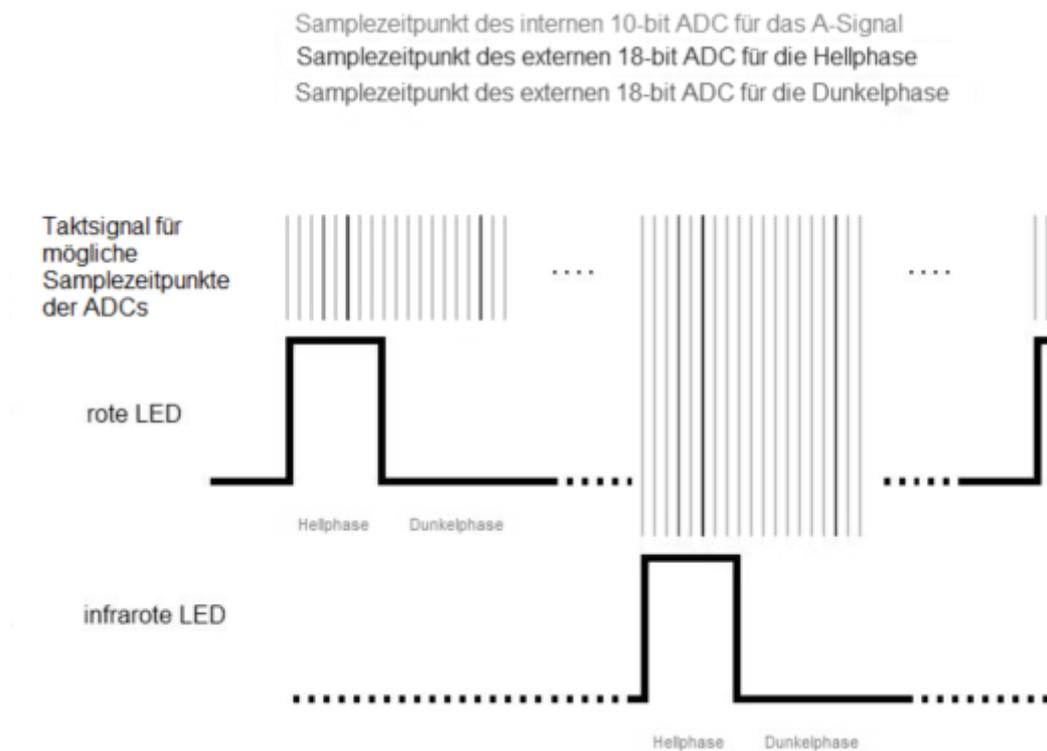


Abb. 2.17.: Schematische Darstellung der Samplezeitpunkte des internen ADC des Mikrocontrollers und des externen ADC zur jeweiligen Hell- und Dunkelphase der roten und infraroten LED.

Umgebungslicht und Gewbeererkennung

Der gemessene Wert während der Ausschaltzeitpunkte der LEDs repräsentiert das auf die Photodiode einfallende Umgebungslicht plus dem Dunkelstrom und wird vom Hell-signal abgezogen.

Der Messwert des Umgebungslichtes wird auch verwendet, um festzustellen, ob sich Gewebe im Sensor befindet. Wenn der externe ADC zum Zeitpunkt dieser Messung einen maximalen Output liefert, bedeutet dies, dass sich kein Gewebe auf der Fotodiode befindet und diese daher das Umgebungslicht voll aufnehmen kann. Wenn sich nämlich Gewebe auf der Photodiode befindet, ist das Signal dieser Messung wesentlich geringer.

Im Fall, dass sich kein Gewebe am Sensor befindet wird eine Haltephase von 5 Sekunden in der Firmware gestartet. Nach Ablauf dieser 5 Sekunden wird durch ein kurzes Aufleuchten der Mess-LEDs und einem daran anschließenden Messvorgang geprüft, ob sich wieder Gewebe am Sensor befindet. Ist dies der Fall arbeitet die Platine wieder in ihrer typischen Routine. Wenn sich nach wie vor kein Gewebe am Sensor befindet tritt wiederholt die Wartezeit von 5 Sekunden in Kraft.

Übergabewert an die Auswertesoftware am PC

Die Auswertesoftware am PC erwartet als Signalübergabewert einen DC_AC, welchen Sie wiederum trennen und auswerten kann. Auf der Platine wurde durch die Hardware ein möglichst gut getrennter und vergrößerter AC-Wert erzeugt, welcher dann mit dem externen ADC ausgelesen wurde (Disassembling).

Dieses gewonnene AC-Signal wird nun wieder auf ein größeres Trägersignal gesetzt (Assembling). Als Trägersignal wird der DC-Mittelwert benutzt, welcher zuvor durch die Hardware mit Hilfe des Subtrahierers abgezogen wurde. Dadurch bekommt die Auswertesoftware am PC einen DC_AC mit vergrößertem AC, welches es nun durch seine eigene Routine besser auswerten und darstellen kann. Das angewandte Disassembling / Assembling-Prinzip ist in Abbildung 2.18 dargestellt:

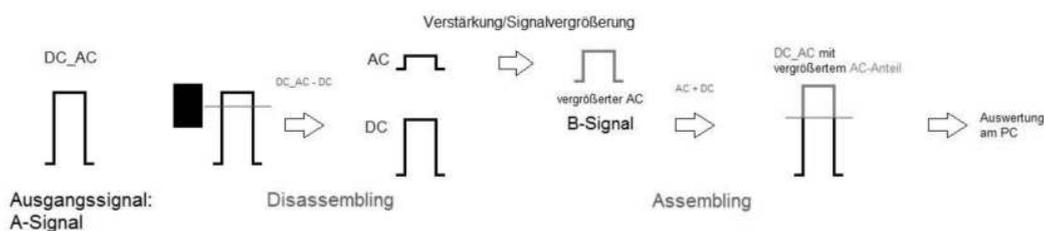


Abb. 2.18.: Disassembling und Assembling-Prozess der Hard- und Firmware mit Ergebnisweitergabe an das Hochprogramm. Anzumerken sei, dass der AC, relativ zu DC positiv oder negativ sein kann, in dieser Grafik ist der Einfachheit halber nur ein positiver AC dargestellt.

2.4.5. Datenversand und -speicherung

Funkmodul

Das auf der Platine aufgebrachte Funkmodul zum Versenden der Daten ist um den RF-Chip nRF24L01+ [32] der Firma NORDIC aufgebaut (PACKAGE: QFN-20). Er arbeitet auf dem 2.4 GHz ISM Standard und braucht im Standby nur 26 μ A. Im Betrieb ist der Verbrauch im Bereich von 11 mA bis 14 mA und damit auch für die mobile Applikation geeignet.

Für das Layout des Funkmoduls wurden die Maße von einer durch die Firma NORDIC hergestellten und fertig bestückt gekauften Platine auf dieses Platinenlayout genau übertragen. Für eine gute Performance des Funkmoduls ist die Sorgfalt beim Layouting sehr wichtig. Es wurde eine Antenne der Firma ANTENNA FACTOR mit der Bezeichnung ANT-2.45-CHP verwendet.

Zur Stabilisierung der 3.7 V Versorgungsspannung wurde ein 680 μ F großer Tantal-kondensator kurz vor dem 3.3 V-Spannungsregler (MIC2505 [33] der Firma MICREL (PACKAGE: TSOT-5, da MIC2505-Version: BM5)) des Funkmoduls eingefügt.

Der Funkchip wird über das Serielle Periphere Interface (SPI) des Mikrocontrollers angesprochen. Dieser besitzt für das SPI entsprechende MOSI und MISO Pins (Master Out Slave In und umgekehrt), einen eigenen IRQ Kanal zum schnellen Ansprechen des Mikrocontrollers beim Empfangen von Daten am Funkchip, eine eigene Clock Leitung (SPCK) und eine Leitung für Chip Select (NCPS0).

Bei dieser Arbeit wurde in der Firmware nur ein Senden von der Platine an den PC implementiert. Angemerkt sei, dass theoretisch aber auch eine Steuerung der Platine über ein Sendepaket von PC zu Platine (bidirektionale Kommunikation) möglich ist.

Die Arbeitsmodi werden durch PWR_UP Register, PRIM_RX Register und CE bestimmt.

Datentransfer vom mobilen Pulsoximeter zum PC

Der Datentransfer des mobilen Pulsoximeters ist in Abbildung 2.19 dargestellt. Die Firmware des Mikrocontroller puffert dabei bis zu 200 Daten-Sende-Packets im FIFO-Prinzip (First In First Out), damit bei kurzen Übertragungsstörungen die Daten im Puffer gesichert sind. Es wird immer erst ein weiteres Packet an den Funkchip abgeschickt, wenn das vorherige Packet abgeschickt worden ist. Dieses Prinzip ist auch deshalb ausgeführt, um die Kontinuität der Messdaten zu gewährleisten, falls die Kommunikation zwischen Mikrocontroller und Funkchip durch ein anderes Interrupt in der Firmware des Mikrocontrollers gestört werden sollte. Das Datenpaket wird dann über SPI vom Mikrocontroller zum Funkchip übertragen. Dieser nutzt Enhanced ShockburstTM[32], was

ein automatisches packet handling und eine automatische Übertragung der Daten vom Funksender zum Funkempfänger gewährleistet. Für das Datenpaket steht vom Funkchip aus eine Payloadlänge von maximal 32 byte zur Verfügung, so dass die gewählte Daten-Sende-Paketstruktur, welche 31 byte beinhaltet komplett in einem Datenpaket übertragen werden kann. Der Funkchip verfügt über ein integriertes CRC-Prüfverfahren (CRC - Cyclic Redundancy Ceck - Zyklische Redundanzprüfung), welche die korrekte und vollständige Übertragung eines Datenpakets gewährleistet.

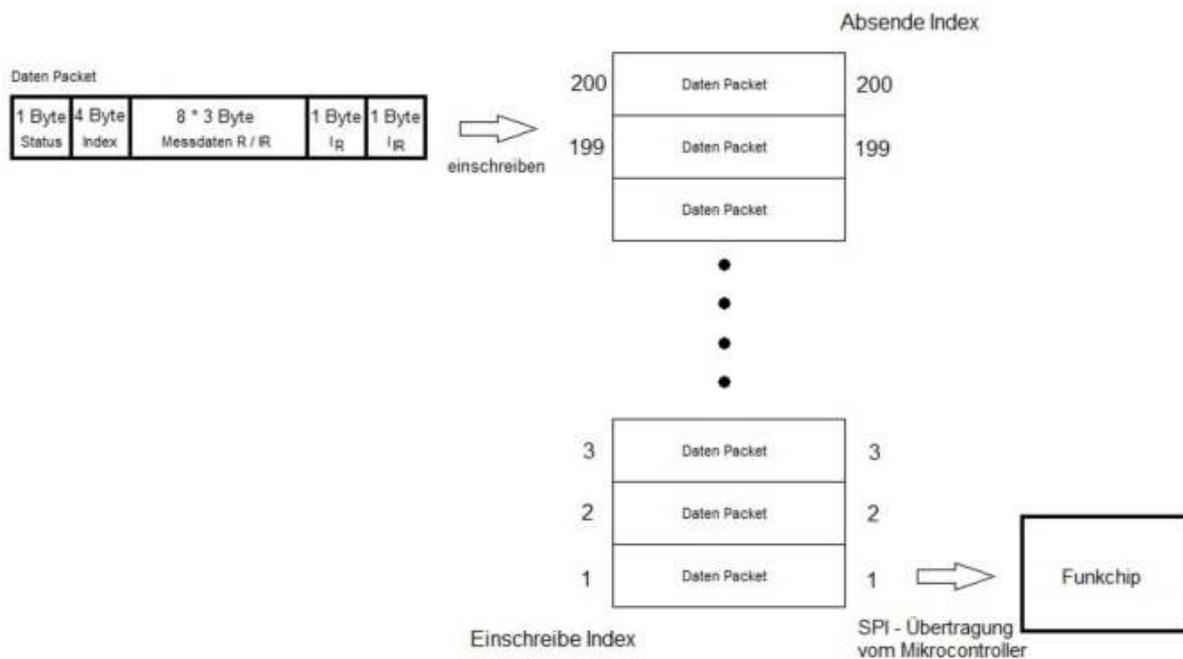


Abb. 2.19.: Blockdarstellung des FIFO-Puffers zum Datenversand. Erst wenn das vorherige Packet abgeschickt wurde, wird das nächste versandt. Dies wird durch einen Vergleich zweier Pointer auf die jeweiligen Indizes sichergestellt.

Das Daten-Sende-Packet ist insgesamt 31 Byte lang und nach folgender Struktur von MSB zu LSB aufgebaut:

- 1 Byte Operationsstatus der Platine
- 4 Byte für die Indexzahl der 4 Messdatenpaare
- 24 Byte Messdaten, bestehend aus 4 R/IR - Wertepaaren der Signalverarbeitung
- 2 Byte Messdaten, bestehend aus R/IR Stromwerten durch die LEDs in der H-Brücke

Diese Struktur muss eingehalten werden, da die Auswertesoftware am PC zur weiteren Verarbeitung und Anzeige einen solchen Dateninput erwartet. Zur Veranschaulichung ist das Daten-Sende-Packet in Abbildung 2.20 bildlich dargestellt.



Abb. 2.20.: Schematische Darstellung des Daten-Sende-Packets, so wie es vom Funkmodul an den PC geschickt wird. Wegen der dort arbeiteten Software zur weiteren Auswertung und Anzeige muss diese Struktur in der Firmware eingehalten werden. Die Gesamtlänge des Packets ist 31 Byte und setzt sich aus 1 Byte Operationsstatus der Platine, 4 Byte Index zur Identifikation des Messdatenpaares R/IR, 24 Byte Messdaten des R- und IR-Photodiodenstroms aus dem Sensor und jeweils 1 Byte R- und IR-LED-Strom, welcher in der H-Brücke gemessen wird, zusammen.

2.5. Layout und PCB-Design

Der Schaltplan und das Layout wurden mit Hilfe der Software EAGLE 5.9 der FIRMA CADSOFT [34] erstellt.

Die Form der Platine ist ein Rechteck mit einer Breite von 50 mm und einer Länge von 100 mm.

Die Platine ist als 4-Layer Platine ausgeführt. Sie besitzt zwei Bestückungsseiten aussen, einen Groundlayer (geteilt in AGND und DGND) und einen Versorgungslayer (3.3 V).

Generell wurde bei den 3.7 V Versorgungsleitungen eine Leiterbahnbreite von 24 mil oder 16 mil verwendet. Signalleitungen wurden mit 10 mil Breite ausgelegt. Es wurde versucht nach Möglichkeit einen großen Abstand zwischen den Leitungen zu halten (besonders zwischen Mess- und Taktleitungen), um Übersprecher zwischen den Leitungen zu minimieren.

An unvermeidbaren Engstellen, wie zum Beispiel an den Pins des Mikrocontrollers, des USB-Anschlusses, des externen ADC oder ähnlichen Punkten auf der Platine, verringern sich die Abstände oder Leiterbahnbreiten aufgrund der Gehäuse-/Pinauslegung. Es wurden jedoch immer die in Tabelle D.1 angegebenen Design-Regeln im Layout eingehalten. Diese waren auch für die anschließende Produktion der Platine vorgeschrieben. Als zwingende Vorschrift der Mindestabstände im Layout wurden dabei die Standardmindestgrößen von PCB-Pool verwendet, welche auch auf der Homepage der Firma einzusehen sind [35].

Die Bauteilgruppen wurden in analoge und digitale Schaltungsgruppen eingeteilt und dementsprechend auf der Platine getrennt platziert. Es wurde eine getrennte analoge und digitale Groundfläche ausgeführt, welche sich zu Versuchszwecken für die Optimierung an fünf Punkten auf der Platine zusammenschließen lässt. Zudem wurden für eine einfachere Signalerfassung mit dem Oszilloskop an einigen Stellen Messpunkte in Form von Pads in die Signalleitungen eingefügt.

Die Kategorisierung der Baugruppen fand nach folgenden Kriterien statt:

1. analoges oder digitales Signal
2. Layoutempfehlungen aus den Datenblättern der Hersteller
3. zwangsläufige Anbringung der Baugruppen resultierend aus dem Schaltungsgrundprinzip
4. Platzangebot auf der Platine resultierend aus der Baugruppengröße und den Platinenmaßen
5. Nähe zu den für Betrieb benötigten Signalquellen

Dementsprechend befinden sich folgende Baugruppen in diesem Layout auf der Analog-Ground-Fläche (AGND):

- 2.5 V Spannungsversorgung
- I-U-Wandler
- Subtrahierer
- Subtrahierer-DAC
- Referenzspannungsquelle
- externer ADC-Treiber
- externer ADC (dieser Baustein befindet sich als Brücke zwischen AGND und DGND)

Folgende Baugruppen wurden auf die Digital-Ground-Fläche gesetzt (DGND):

- 3.3 V Spannungsversorgung
- Akkuladechip
- Mikrocontroller
- H-Brücke
- H-Brücken-DACs
- Programmierstecker für den Mikrocontroller
- Quarz
- USB-Stecker für Sensor

Das Funkmodul hat keinen Groundlayer zwischen den beiden Bestückungsseiten, da dies von NORDIC so vorgegeben war. Die Bestückungsseiten sind an den freien Stellen, welche nicht von Leiterbahnen oder Pads belegt sind, mit Kupfer ausgefüllt und werden über Vias und oder Leitungen am Übergang des Funkmoduls zur restlichen Platine in einem Punkt mit der DGND-Fläche der Platine zusammengeführt.

Das fertige Layout wurde bei der Firma PCB-Pool in Auftrag gegeben und gefertigt. Für die Bestellung konnte die von EAGLE erzeugte BRD-Datei des Layouts verwendet werden. Die Platine wurde nach dem FR4-Materialstandard gefertigt, mit einer Gesamtmaterialstärke von 1.6 mm und einer Kupferstärke von 35 μm . Als Oberflächenverzinnung wurde HAL (Hot Air Leveling) ausgewählt. Der kleinste auf der Platine verwendete Bohrdurchmesser (für VIAS) beträgt 0.5 mm.

2.6. Bypass- und Decoupling-Kondensatoren

Die verwendeten IC's wurden, wie für gewöhnlich in den Datenblättern der Hersteller angegeben, mit Bypass- und Decouplingkondensatoren ausgestattet. Die Bypasskondensatoren erfüllen dabei den Zweck, dass hochfrequente Rauschstörungen auf den Signalleitungen gegen Ground abgeleitet werden. Sie werden so nahe wie möglich an die Eingangspins und die Versorgungsspannungspins der IC's gesetzt. Falls der IC einen Referenzspannungspin besitzt (z. B. DAC oder ADC), so werden auch diese mit möglichst ortsnahen Bypasskondensatoren versehen, um ein genaues Umsetzverhalten zu gewährleisten.

Decouplingkondensatoren werden als Spannungsstützen an Versorgungsspannungspins oder Referenzspannungspins eingesetzt. Sie sollen den IC bei Bedarf transient mit dem nötigen Strom versorgen, ohne dass die Spannung auf der Versorgungs- oder Referenzleitung nennenswert einbricht. Große Stützkondensatoren (680 μF) werden in dieser Schaltung an der H-Brücke und am Funkmodul parallel zu 100 nF Kondensatoren verwendet um Spannungseinbrüche auf der Versorgungsleitung beim Schalten der LEDs zu mildern. Die DACs, der ADC und die Referenzspannungsquelle sind für diesen Zweck je nach Anweisungen in den Datenblättern der Hersteller mit 10 μF Kondensatoren und/oder 100 nF Kondensatoren an ihren Referenzspannungs- und Versorgungseingängen ausgestattet.

2.7. Automatisierte Regelung des LED-Stroms

Um ein Messsignal innerhalb des darstellbaren Bereichs von bis maximal 3 V zu erhalten, muss der Strom durch die Mess-LEDs angepasst werden.

Der LED-Strom soll nicht zu häufig geregelt werden, da die Auswertesoftware am PC über aufwendige Filter verfügt und deren Koeffizienten bei starken Änderungen des Signals neu berechnet werden müssen. Doch muss die Regelungsroutine das Signal auch schnell herabregeln können, da sonst das Signal, wenn es sich am oberen Rand des darstellbaren Bereichs befindet, durch seine AC-Schwingung teilweise über diesen Bereich hinausgeht und daher keine verwertbaren Daten und somit Messlücken oder gar Falschwerte entstehen können. Als Referenz für die Regelungsroutine dient der arithmetische A-Signal-Mittelwert, der aus 100 Samples besteht und innerhalb einer Sekunde erfasst und berechnet wird. Für die Feststellung von Ausreißern, also Werten über 2.9 V wird ein einzelnes Sample genutzt, da der Mittelwert hierbei eine unzureichende Informationsquelle ist. Die Schwingung des AC kann nämlich bereits aus dem 3 V-Bereich herausragen während sich der Mittelwert des DC_AC (Anm.: Mittelwert des A-Signals) noch innerhalb dieser Grenze befindet.

Zusammengefasst belaufen sich die Kriterien auf:

- $A\text{-Signal} > 2.9\text{ V}$, schnelle Regelung nach unten
- $A\text{-Signal-Mittelwert} > 2.5\text{ V}$, langsame Regelung nach unten
- $2\text{ V} > A\text{-Signal-Mittelwert} > 2.5\text{ V}$, A-Signal liegt im angestrebten Messbereich
- $A\text{-Signal-Mittelwert} < 1.5\text{ V}$, langsame Regelung nach oben
- $A\text{-Signal-Mittelwert} < 1\text{ V}$, schnelle Regelung nach oben

2.8. Messungen und Tests zur Evaluation der fertiggestellten Platine

Mit der neu erstellten Platine wurden einige Messungen durchgeführt, um zu überprüfen, ob die Firmware und die IC's richtig arbeiten und um Signalverbesserungen durch nachträgliche Hard- und Firmwareveränderungen erreichen zu können. Diese Messungen sollen zudem als Ansatz für den nächsten Bearbeiter dienen, damit dieser weiß an welchen Punkten die Platine für weitere Verbesserungen noch genauer betrachtet werden sollte.

2.8.1. DAC

Es wurden Messungen mit dem Oszilloskop an den DAC-Pins durchgeführt, um die Signalübergabe vom Mikrocontroller und die korrekte Signalannahme und -abgabe am DAC zu überprüfen. Diese Messung wurde an allen DACs vorgenommen. Das Ergebnis wird aber nur exemplarisch an dem DAC der roten LED in der H-Brücke dargestellt.

2.8.2. Spannungsteiler an den DAC-Ausgängen zum Treiben der H-Brücke

Um den Wertebereich des 16-bit DACs besser ausnutzen zu können wurde ein 1:5 Spannungsteiler am DAC-Ausgangs-Pin nachgeschaltet, womit die Stromquelle nur noch $\frac{1}{5}$ der DAC-Spannung erreicht. Dieser Spannungsteiler wurde mit einer Huckepackplatine realisiert, welche nachträglich auf der Grundplatine aufgebracht wurde.

2.8.3. LED-Strom

Es wurden einige Werte des LED-Stroms für fest eingestellte DAC-Ausgangsspannungswerte aufgenommen, um eine Übersicht zu bekommen, bei welchen eingestellten Werten in der Firmware der DAC in der H-Brücke dementsprechende LED-Ströme liefert. Dabei wurde auch das A-Signal mit dem Fingersensor aufgezeichnet.

2.8.4. Signaluntersuchung am 1 Ω -Widerstand in der H-Brücke (LED-Strom)

Das Signal des LED-Stroms wurde aufgrund seines hochfrequenten Verlaufs im Plateau untersucht. Es wurde versucht mit verschiedenen Kombinationen der Bauteilwerte des Snubber-Gliedes (siehe Abbildung 2.21) diese Schwingungen zu beseitigen. Der 1 Ω -Widerstand befindet sich innerhalb der Stromquelle.

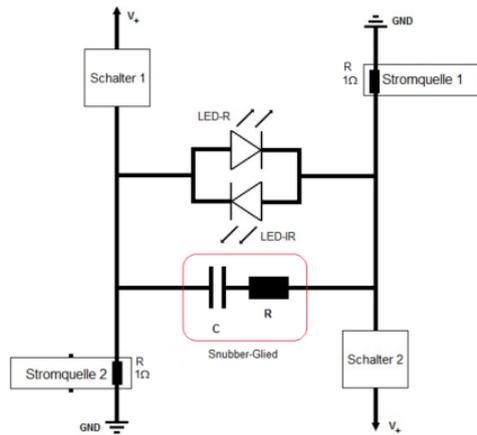


Abb. 2.21.: Snubber-Glied parallel zu den LEDs, an dem die Variation der Bauteilwerte versuchsweise durchgeführt wurde, um die Oszillationen im LED-Strom zu verhindern.

2.8.5. externer ADC

Es wurden Messungen mit dem Oszilloskop an den ADC-Pins durchgeführt, um die Signalübergabe vom Mikrocontroller und die korrekte Signalannahme und -ausgabe am ADC zu überprüfen.

2.8.6. CLC-Filter an H-Brücke

Um die Spannungseinbrüche, welche durch das Schalten der roten und infraroten LEDs in der H-Brücke an der Spannungsversorgung entstehen zu verkleinern, wurden die Komponenten der CLC-Schaltung versuchsweise vergrößert. Es sollte mit vorhandenen Bauteilen ein kurzer Test durchgeführt werden, ob sich durch eine Vergrößerung der Bauteilwerte der Filterkomponenten eine Verbesserung ergibt. Statt der im Schaltplan eingetragenen Größen für L und C wurde folgende CLC-Filter aufgebaut:

- CLC Richtung H-Brücke: $L = 10 \mu\text{H}$, $C_{1,2} = 4.7 \mu\text{F}$, $f_c \approx 30 \text{ kHz}$, $Z_0 \approx 1 \Omega$
- CLC Richtung Spannungsregler: $L = 680 \text{ nH}$, $C_{1,2} = 470 \text{ nF}$, $f_c \approx 400 \text{ kHz}$, $Z_0 \approx 0.8 \Omega$

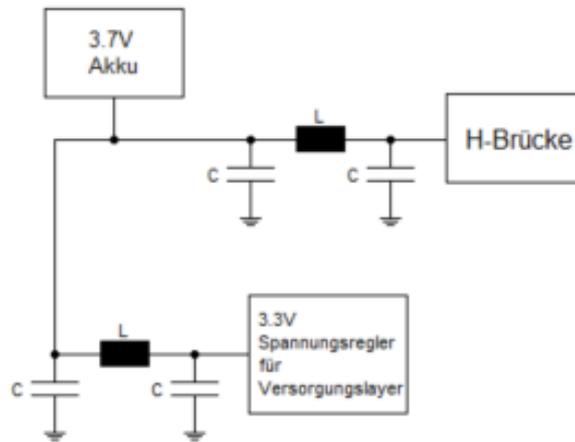


Abb. 2.22.: CLC-Filter an der H-Brücke.

Wie in Abbildung 2.22 zu sehen erhält der erste CLC-Filter seinen Input direkt aus der Spannungsversorgungsleitung der H-Brücke, woher auch die Störsignale stammen. Der zweite CLC-Filter ist dem ersten seriell nachgeschaltet, bekommt also den Output des ersten Filters als Input übergeben. Der zweite CLC-Filter gibt dann seinen Output wiederum an den 3.3V Spannungsregler für den Versorgungslayer und das Funkmodul weiter.

2.8.7. Test mit Widerstandsvariation im NMOS-PMOS-Schalter der H-Brücke

Um den Stromverbrauch am Widerstand des NMOS-PMOS-Schalters im geschlossenen Zustand zu verringern, wurden versuchsweise größere Widerstände eingebaut.

2.8.8. Messungen mit Fingersensor

Es wurden Messungen mit dem Fingersensor unternommen und die gewonnenen Messwerte am PC mit Hilfe der Auswertungssoftware von BLM am Bildschirm dargestellt. Die Messungen wurden am Zeigefinger, am Daumen und am kleinen Finger durchgeführt, um unterschiedliche Perfusions- und Gewebestärken zu erhalten. Für die Messungen wurden die Finger der linken Hand eines Probanden verwendet.

2.9. Geräteverzeichnis

Die bei der Erstellung der Arbeit verwendeten Geräte sind in Tabelle 2.3 aufgelistet.

Geräteart	Hersteller	Bezeichnung
Oszilloskop	HAMEG	COMBISCOPE Typ HM1008-2
Netzteil	HAMEG	PROGRAMMABLE POWER SUPPLY HM 8142
Multimeter	VOLTCRAFT	No 3 IM
Multimeter	FLUKE	87
Lötstation	WELLER	EC 2002
Mikroskop	WILD HEERBRUGG	M3C
WIGGLER	n/a	Programmierschnittstelle von Mikrocontroller und PC [36]

Tab. 2.3.: Geräteverzeichnis der bei dieser Arbeit verwendeten Geräte

3. Ergebnisse

3.1. Platine

3.1.1. Platzierung der Baugruppen im Layout

Abbildung 3.1 zeigt die gewählte Platzierung der Baugruppen auf der Platine nach den Kriterien der Layoutgestaltung für die Hardware, wie sie in Kapitel 2.5 besprochen wurde.

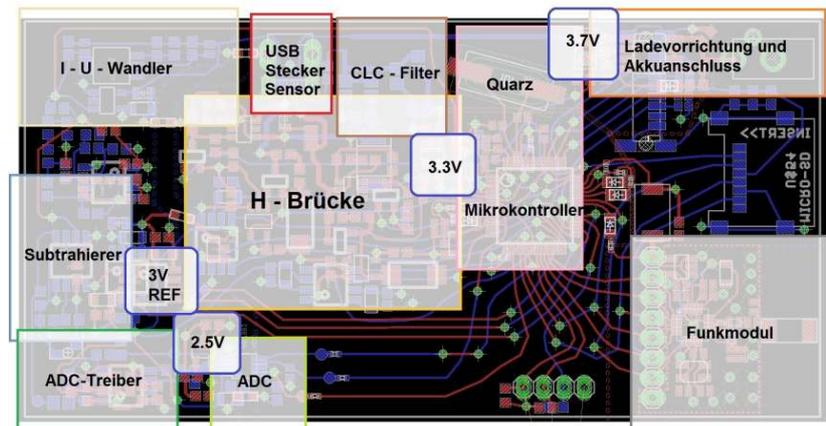


Abb. 3.1.: Positionierung der Hardwarebaugruppen nach den festgelegten Einteilungskriterien im Layout.

3.1.2. Bestückte Platine

In Abbildung 3.2 sind die Ober- und Unterseite der endgültig bestückten Platine zu sehen.



(a) Toplayer der bestückten Platine



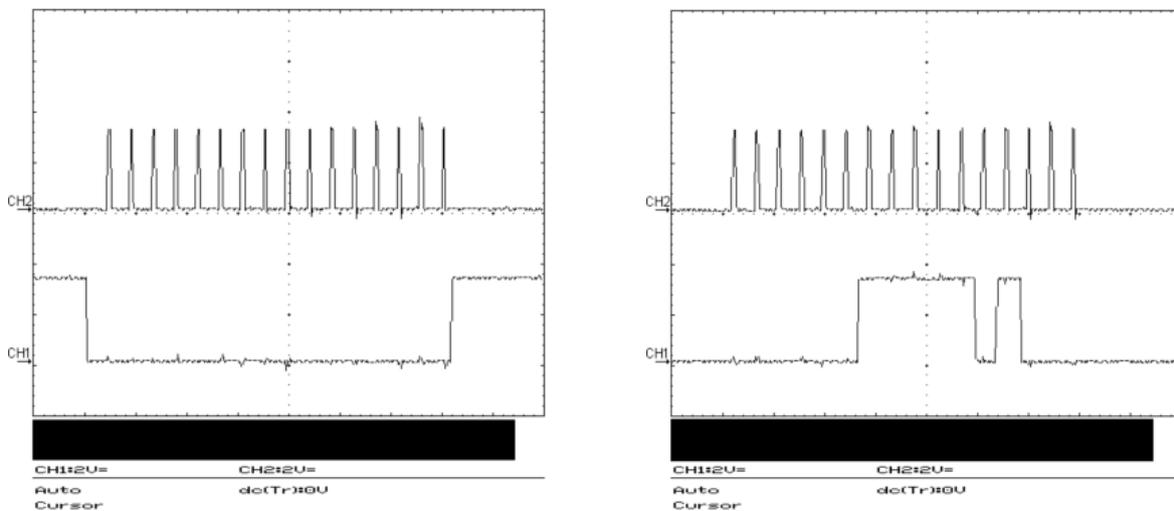
(b) Bottomlayer der bestückten Platine

Abb. 3.2.: Fotos der endgültig bestückten Platine der mobilen elektronischen Pulsoximeter-Hardware

3.2. DAC

3.2.1. Kommunikation von Mikrocontroller zu DAC

In Abbildung 3.3 ist exemplarisch die bitweise Übertragung eines Spannungswertes vom Mikrocontroller zum DAC dargestellt. Abbildung 3.3(a) zeigt den Clocktakt während der DAC mit Chip-Select (LOW-Signal) ausgewählt ist. In dieser Zeit wird der 16-Bit Wert vom Mikrocontroller an den DAC anhand des Clocktakt seriell übertragen (Siehe Abbildung 3.3(b)). Das hier dargestellte serielle Signal ist binär 1111101000, was einem Dezimalwert von 1000 entspricht und zu einer Ausgangsspannung von 46 μV am DAC führt. Der DAC nimmt den Pegel am SDI Pin bei steigender Clock-Flanke auf.



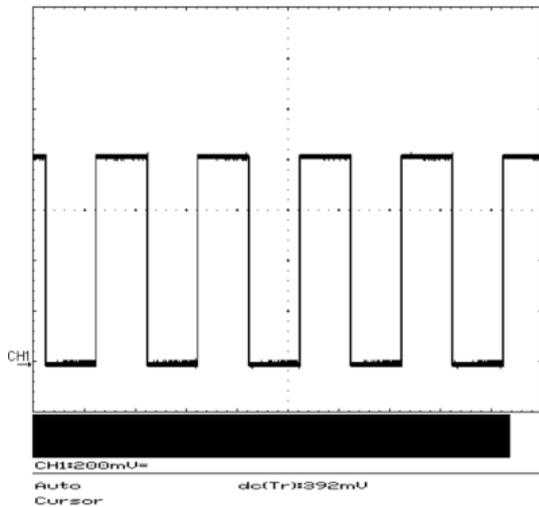
(a) CH2 zeigt das Signal am Clock-Pin des DAC, CH1 zeigt das Signal am Chip-Select-Pin des DAC.

(b) CH2 zeigt das Signal am Clock-Pin des DAC, CH1 zeigt das Signal am SDI-Pin des DACs.

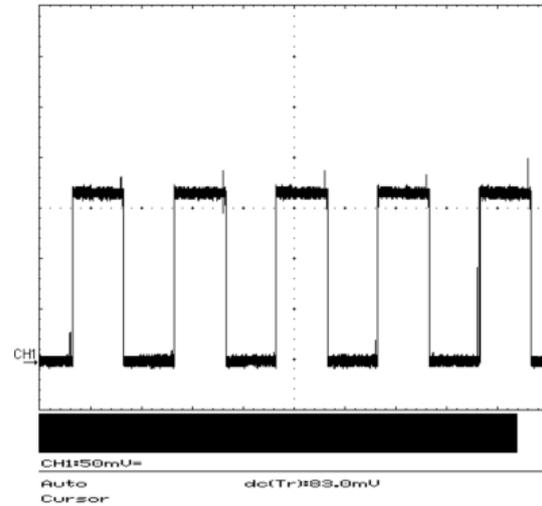
Abb. 3.3.: Während der DAC mit einem LOW-Signal am CS-Pin ausgewählt ist, wird das 16-bit SDI-Signal vom Mikrocontroller kommend mit dem Clocktakt übertragen.

3.2.2. Ausgangsspannung am DAC in der H-Brücke und Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler

Abbildung 3.4 zeigt die Ausgangsspannung am DAC bei einem fest eingestellten Dezimalwert von 18000 in der Firmware. Damit hat der DAC eine Ausgangsspannung vom 824 mV, woraus sich nach dem dahinter geschalteten Spannungsteiler eine Spannung von 165 mV an der Stromquelle in der H-Brücke ergibt.



(a) DAC-Ausgangsspannung



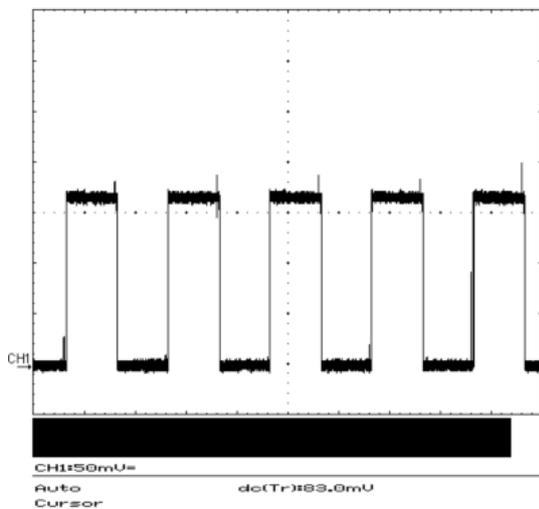
(b) Spannung am 1:5 Spannungsteiler der DAC-Ausgangsspannung

Abb. 3.4.: DAC-Ausgangsspannung und Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler bei einem eingestellten Dezimalwert von 18000 was einer DAC-Ausgangsspannung von 824 mV entspricht. Nach dem Spannungsteiler wird damit eine Spannung von 165 mV an die Stromquelle in der H-Brücke weitergegeben.

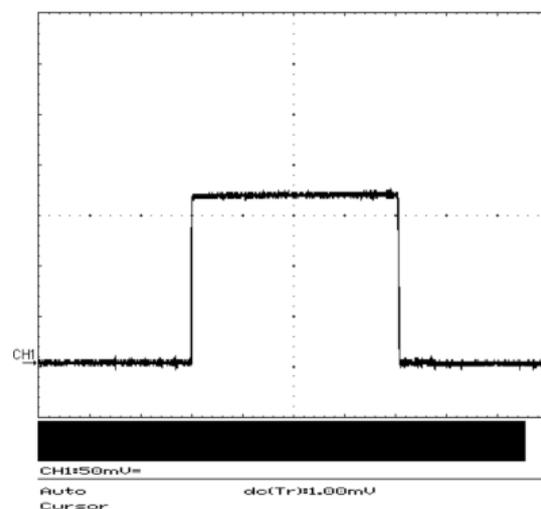
3.3. LED-Strom

3.3.1. Spannung am Spannungsteiler und daraus resultierender LED-Strom der Stromquelle

Abbildung 3.5 zeigt einmal die Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler bei einem eingestellten Dezimalwert von 18000 was einer DAC-Ausgangsspannung von 824 mV entspricht (3.5(a)). Nach dem Spannungsteiler wird damit eine Spannung von 165 mV an die Stromquelle in der H-Brücke weitergegeben. Diese Spannung ergibt an der Stromquelle einen Strom von 165 mA, welcher durch den Spannungsabfall am 1 Ω -Widerstand in der H-Brücke mit Hilfe des Oszilloskops dargestellt werden kann (3.5(b)). Die Spannung am 1 Ω -Widerstand entspricht dabei direkt dem LED-Strom.



(a) Spannung am 1:5 Spannungsteiler der DAC-Ausgangsspannung

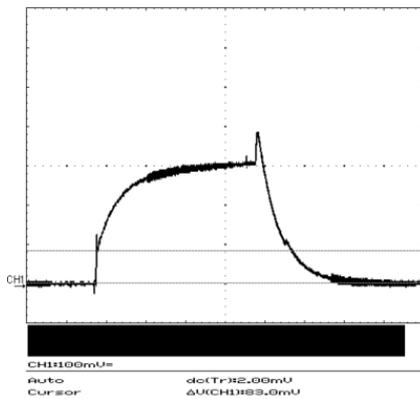


(b) Spannung am 1 Ω -Widerstand in der H-Brücke

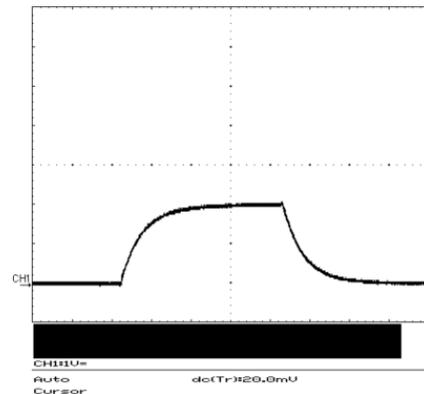
Abb. 3.5.: Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler bei einem eingestellten Dezimalwert von 18000 was einer DAC-Ausgangsspannung von 824 mV entspricht. Nach dem Spannungsteiler wird damit eine Spannung von 165 mV an die Stromquelle in der H-Brücke weitergegeben. Diese Spannung ergibt an der Stromquelle einen Strom 165 mA, welcher durch den Spannungsabfall am 1 Ω -Widerstand in der Stromquellenschaltung am Oszilloskop dargestellt werden kann. Die Zeitbasis der dargestellten Bilder ist unterschiedliche, die Periodendauer der Signale ist gleich.

3.3.2. A-Signal

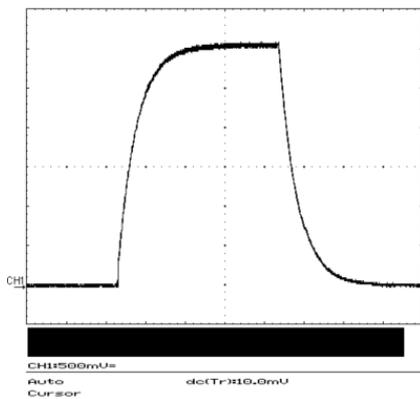
In Abbildung 3.6 ist das A-Signal bei unterschiedlichen LED-Strom-Werten zu sehen.



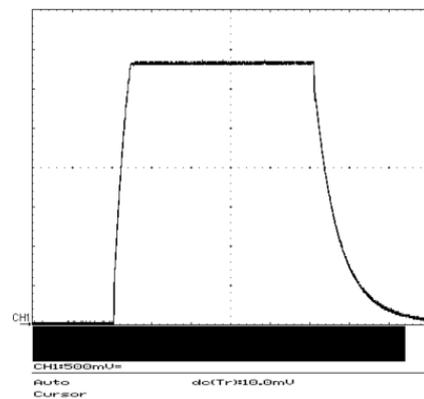
(a) A-Signal bei 8 mA LED-Strom



(b) A-Signal bei 40 mA LED-Strom



(c) A-Signal bei 80 mA LED-Strom

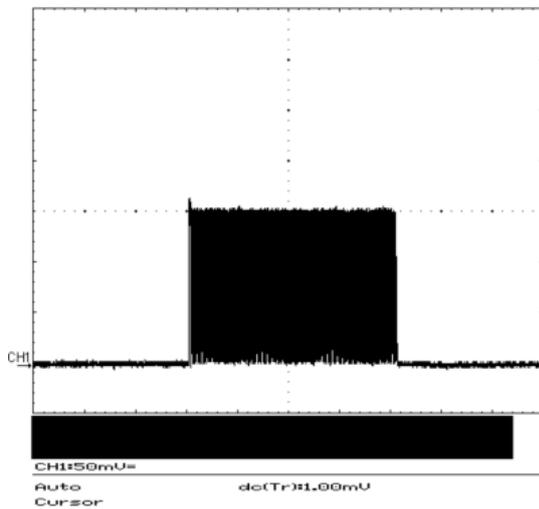


(d) A-Signal bei 110 mA LED-Strom

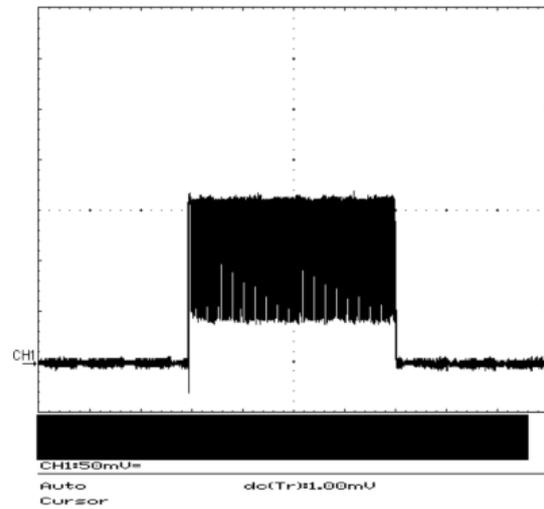
Abb. 3.6.: Die Spannung nach der I-U-Wandlung des Photodiodenstroms (A-Signal) bei verschiedenen LED-Strom-Werten. Aufgenommen mit dem Fingersensor. In Abbildung (d) geht der OPA des I-U-Wandlers bereits in Sättigung.

3.3.3. Signaluntersuchung am $1\ \Omega$ -Spannungsabfall in der H-Brücke (LED-Strom)

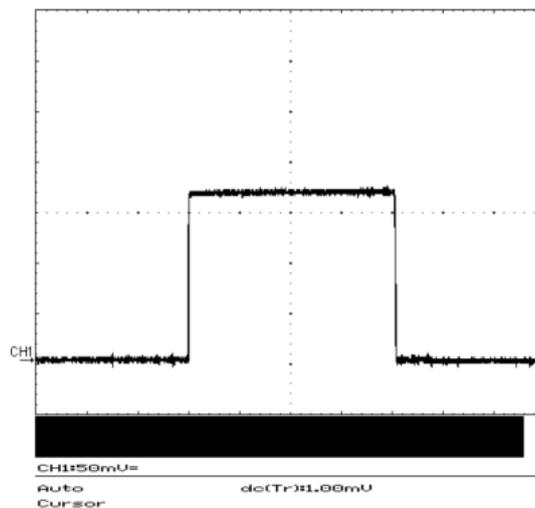
Abbildung 3.7 zeigt das LED-Strom-Verhalten der roten LED bei unterschiedlichen Einstellungen des DACs in der H-Brücke.



(a) LED-Strom bei DAC-Wert = 10000



(b) LED-Strom bei DAC-Wert = 15000



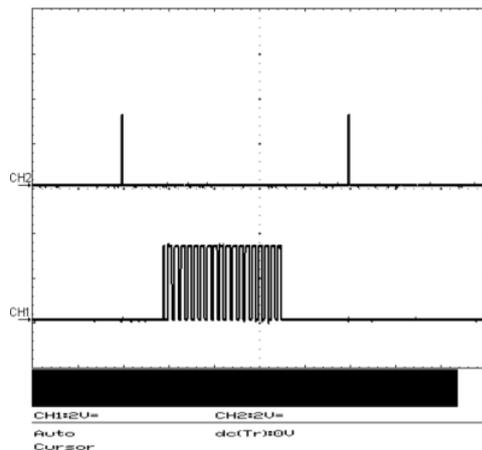
(c) LED-Strom bei DAC-Wert = 18000

Abb. 3.7.: LED-Strom. Gemessen über dem $1\ \Omega$ -Widerstand im Zweig der roten LED in der H-Brücke. Der gemessene Spannungsabfall an diesem Widerstand ist gleich dem LED-Strom. Der Strom wurde durch unterschiedliche und fest eingestellte DAC-Ausgangsspannungs-Werte erzeugt. Siehe dazu Tabelle E.1

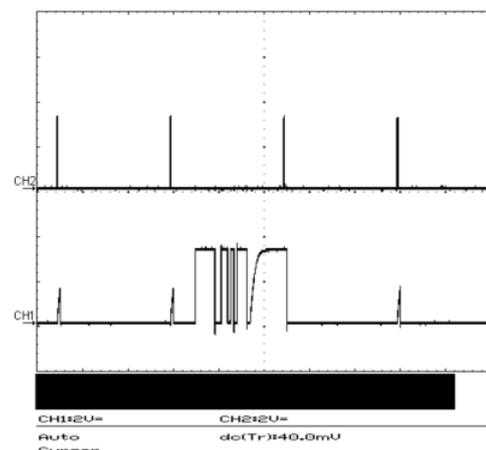
3.4. externer ADC

3.4.1. Kommunikation von Mikrocontroller zu ADC

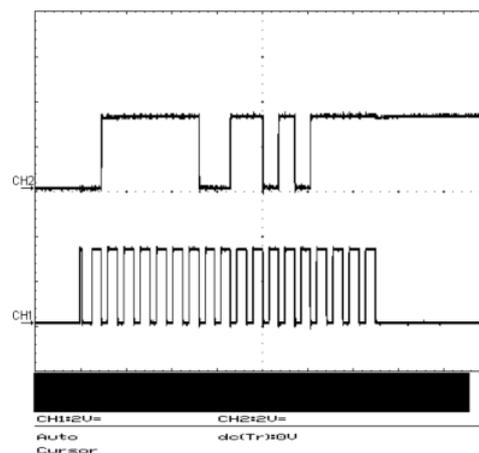
In Abbildung 3.8 ist die Kommunikation zwischen Mikrocontroller und externen ADC auf der CNV-, SCLK- und SDO-Leitung zu sehen. Abbildung 3.8(c) zeigt exemplarisch die bitweise Übertragung des 18-bit SDO (MSB = Signbit, da Zweierkomplement-Darstellung). Binär ist das in diesem Fall der Wert 11111100110101111, welcher einem Dezimalwert von 129455 und einer gemessenen Spannung von 2,96 V am ADC entspricht.



(a) CH1: SCLK-Signal, CH2: CNV-Signal



(b) CH1: SDO-Signal, CH2: CNV-Signal

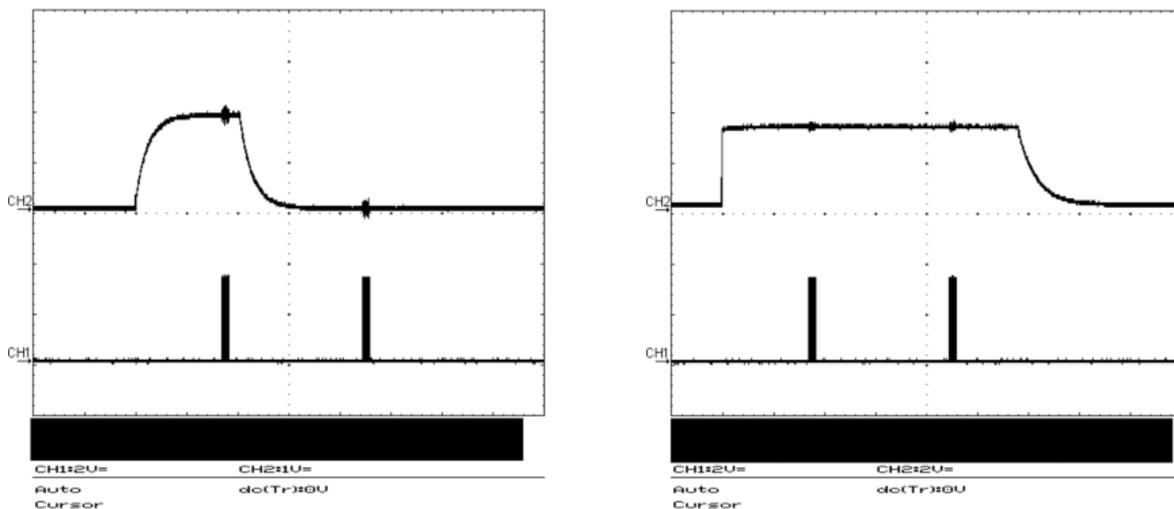


(c) CH1: SCLK-Signal, CH2: SDO-Signal

Abb. 3.8.: Signale vom Mikrocontroller zum ADC (SCLK und CNV) und Serieller Daten Output (SDO) vom ADC zum Mikrocontroller. Die gemessene Spannung wird dabei bitweise mit dem Clocktakt zum Mikrocontroller übertragen: 18 Bit, Zweierkomplement, MSB ist Signbit

3.4.2. Samplepunkte des ADC für Hell- und Dunkelphase

Abbildung 3.9 veranschaulicht die beiden Samplezeitpunkte des ADCs zu den entsprechenden Zeiten der Hell- und Dunkelphase, einmal mit und einmal ohne Finger im Sensor. Auf CH1 ist das Clock-Signal zu sehen, mit dem das Wandlungsergebnis vom ADC zum Mikrokontroller übertragen wird. Die Sampleziehung findet unmittelbar vor dem Übertragen des Ergebnisses statt. Die Störung entsteht durch die 3.3V Logic-HIGH Signale des Übertragungstaktes, die auf die Messleitung übersprechen.



(a) CH1: SCLK-Signal, CH2: B-Signal, mit Finger

(b) CH1: SCLK-Signal, CH2: B-Signal, ohne Finger

Abb. 3.9.: Samplezeitpunkte des ADC am B-Signal mit Finger und ohne Finger in der Hell- und Dunkelphase.

3.5. CLC-Filter an H-Brücke

Der von der H-Brücke kommende Input in das CLC-Filter ist in Abbildung 3.10 zu sehen. Für einen anschaulicheren Vergleich sind der Output des normalerweise in dieser Schaltung verwendeten CLC-Filters und der Output des größeren CLC-Filters, das für diesen Versuch verwendet wurde, in Abbildungen 3.11 gegenübergestellt.

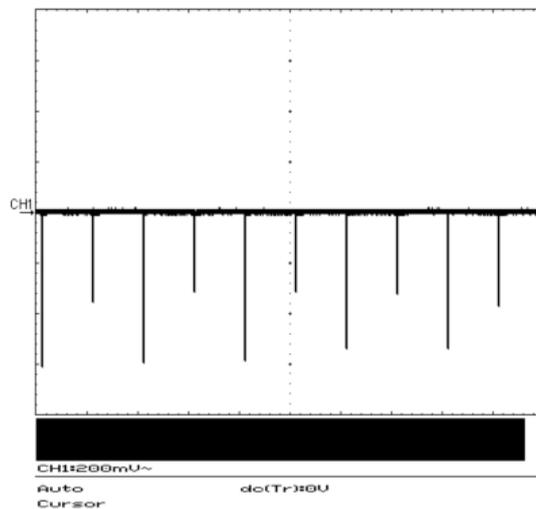
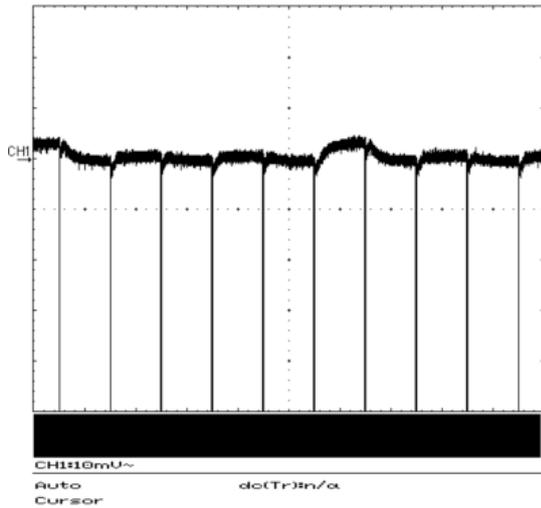
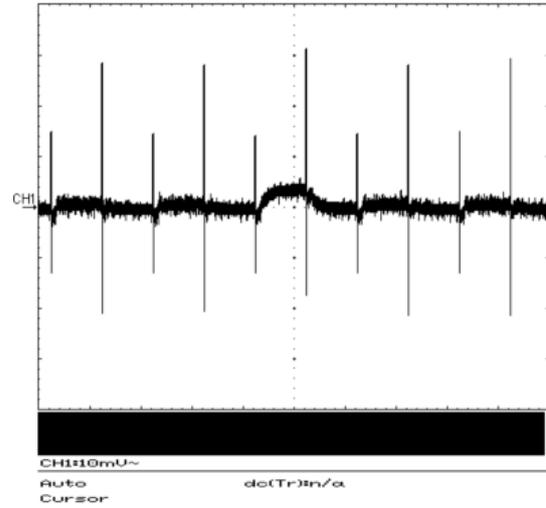


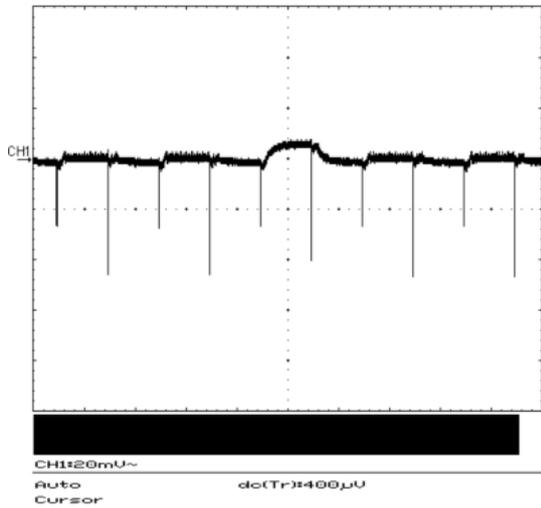
Abb. 3.10.: Input der H-Brücke in das erste CLC-Filter



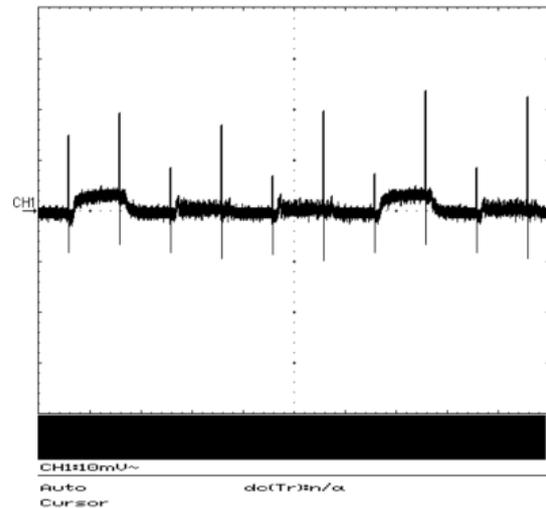
(a) Der Output des ersten, normalerweise verwendeten CLC-Filters in Richtung des zweiten CLC-Filters.



(b) Der Output des ersten, versuchsweise vergrößerten CLC-Filters in Richtung des zweiten CLC-Filters.



(c) Der Output des zweiten, normalerweise verwendeten CLC-Filters in Richtung des 3.3V Spannungsreglers.



(d) Der Output des zweiten, versuchsweise vergrößerten CLC-Filters in Richtung 3.3V Spannungsreglers.

Abb. 3.11.: Gegenüberstellung der Outputs der normalerweise verwendeten CLC-Filter und der versuchsshalber vergrößerten CLC-Filter.

3.6. Messungen mit Fingersensor

In Abbildung 3.12 bis 3.14 sind die Messungen an verschiedenen Fingern und die Auswertung und Darstellung über die Software am PC zu sehen. Abbildung 3.12 zeigt die Messung am kleinen Finger. In Abbildung 3.13 wird die Messung am Zeigefinger dargestellt und Abbildung 3.14 beschreibt die durchgeführte Messung am Daumen.

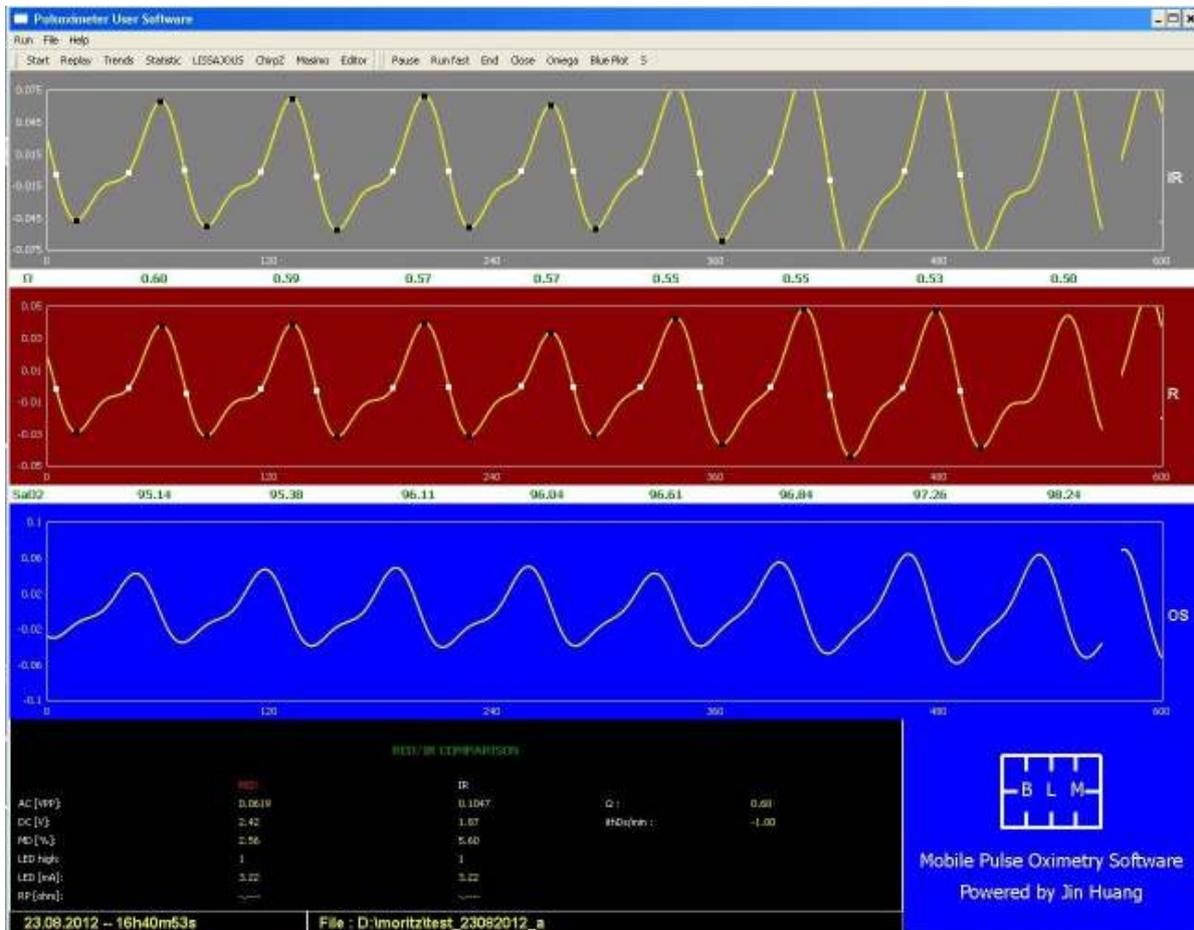


Abb. 3.12.: Messung mit dem Fingersensor am kleinen Finger der linken Hand eines Probanden. Darstellung der Messergebnisse mit der Auswertesoftware von Buschmann Labor- und Medizintechnik. Im oberen, grau hinterlegten Fenster ist das infrarote Plethysmogramm zu sehen, darunter, rot hinterlegt das rote Plethysmogramm. Die Zeitbasis einer gesamten Fensterlänge sind 6 Sekunden. Null- und Extrempunkte sind weiß, bzw. schwarz markiert und damit von der Software korrekt erkannt. Links unten, schwarz hinterlegt, gibt ein weiteres Fenster Auskunft über eine Vielzahl von Größen und Parametern, welche dort numerisch dargestellt werden.

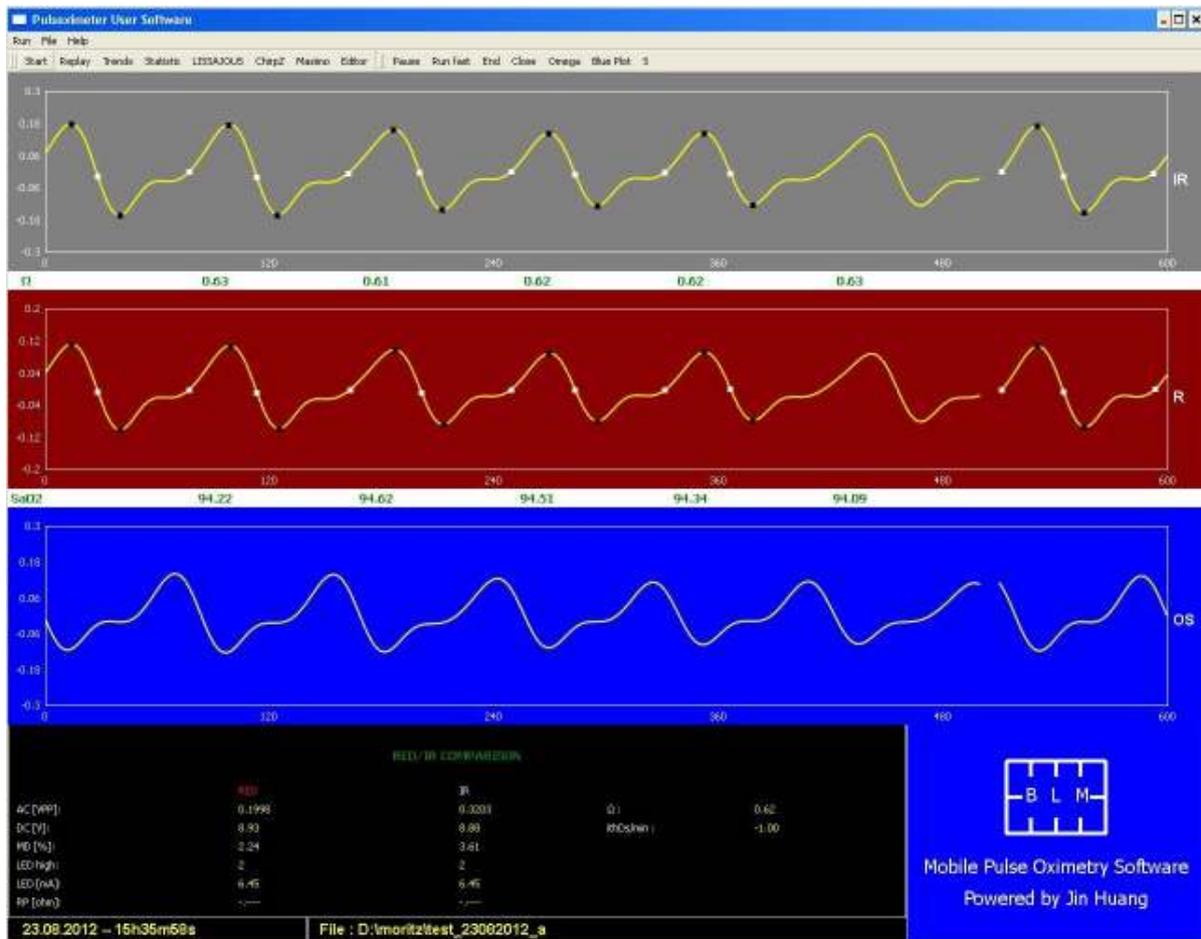


Abb. 3.13.: Messung mit dem Fingersensor am Zeigefinger der linken Hand eines Probanden. Darstellung der Messergebnisse mit der BLM-Auswertesoftware. Im oberen, grau hinterlegten Fenster ist das infrarote Plethysmogramm zu sehen, darunter, rot hinterlegt das rote Plethysmogramm. Die Zeitbasis einer gesamten Fensterlänge sind 6 Sekunden. Null- und Extrempunkte sind weiß, bzw. schwarz markiert und damit von der Software korrekt erkannt. Links unten, schwarz hinterlegt, gibt ein weiteres Fenster Auskunft über eine Vielzahl von Größen und Parametern, welche dort numerisch dargestellt werden.

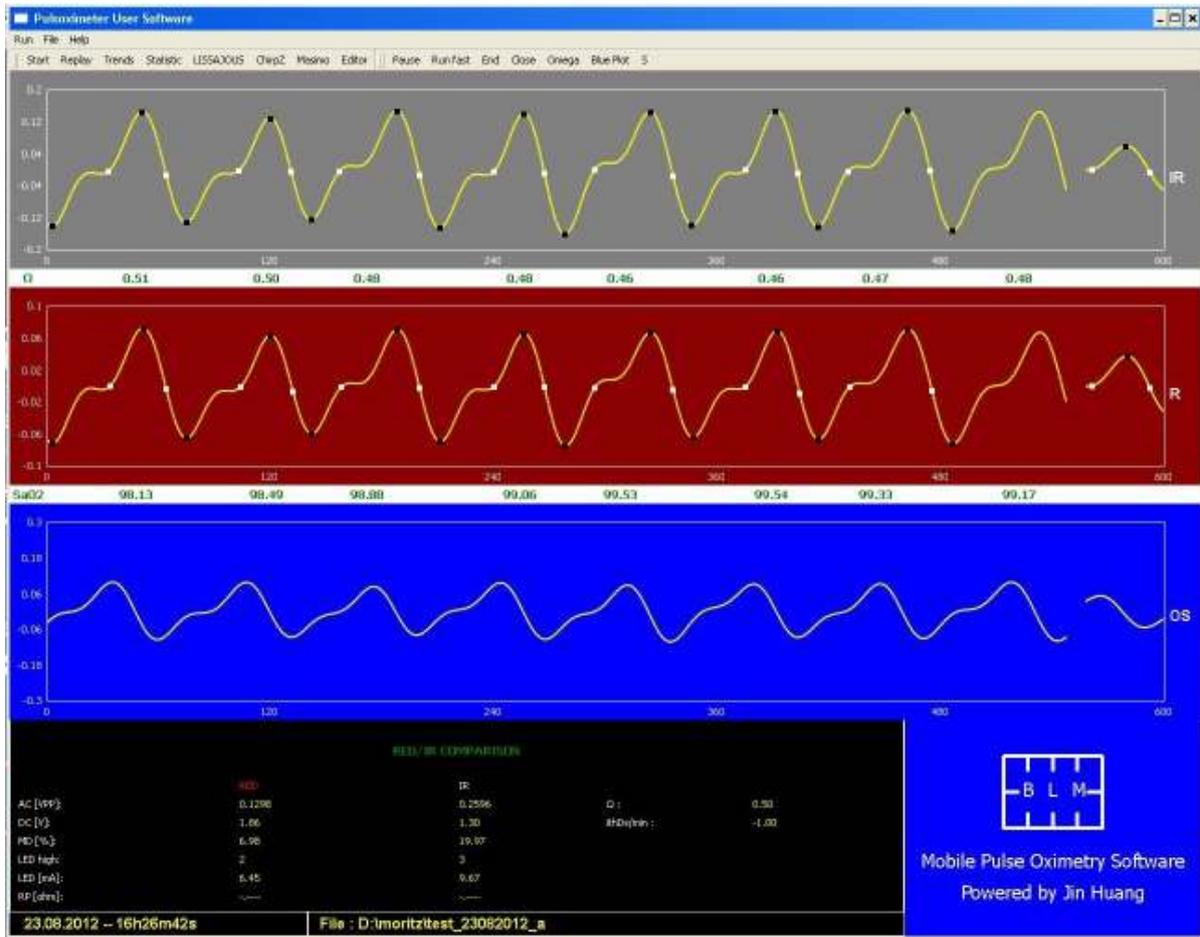


Abb. 3.14.: Messung mit dem Fingersensor am Daumen der linken Hand eines Probanden. Darstellung der Messergebnisse mit der Auswertesoftware von BLM-Research. Im oberen, grau hinterlegten Fenster ist das infrarote Plethysmogramm zu sehen, darunter, rot hinterlegt das rote Plethysmogramm. Die Zeitbasis einer gesamten Fensterlänge sind 6 Sekunden. Null- und Extrempunkte sind weiß, bzw. schwarz markiert und damit von der Software korrekt erkannt. Links unten, schwarz hinterlegt, gibt ein weiteres Fenster Auskunft über eine Vielzahl von Größen und Parametern, welche dort numerisch dargestellt werden.

4. Diskussion

4.1. Platine

In dieser Arbeit wurden maßgebliche Änderungen am Layout der mobilen Platine vorgenommen, mit dem Ziel die analoge und digitale Signalverarbeitung zu verbessern, sowie das Layout zu optimieren und die entstehenden Eigenstörungen, in Form von Übersprechen zwischen den Baugruppen oder zwischen Signalleitungen, auf der Platine zu reduzieren bzw. zu entfernen. Neben der Integration neuer Baugruppen zur Signalverarbeitung wurden alte Baugruppen den entstandenen Veränderungen angepasst und die erzeugten Signale und die Signalverarbeitung verbessert. Das Grundprinzip der H-Brücke blieb jedoch erhalten. Eine weitere große Änderung auf der Platine ist die Entflechtung der einzelnen Baugruppen. Dadurch sollen sie sich untereinander nicht mehr mit Rückströmen in der Grundfläche stören, da diese innerhalb der Grundfläche der Baugruppen bleiben, die diese erzeugen.

Der Weg der analogen Signalverarbeitung wurde komplett von der H-Brücke und den schnell schaltenden DACs getrennt, da von ihr die meisten internen Störungen auf der Platine ausgehen. Es wurde versucht diese Abstände sowohl durch die Entfernung in der Horizontalen, als auch durch das Platzieren auf unterschiedlichen Bestückungsseiten zu vergrößern. Auch die Messleitungen der ADCs wurden mit großer Sorgfalt so weit wie möglich von diesen verschmutzten Platinenabschnitten gelegt.

Um Übersprechen von Taktleitungen untereinander oder gar auf Messleitungen zu vermeiden wurden soweit es das Routing beim Layout zugelassen hat größtmögliche Abstände eingehalten. Doch sind aufgrund der engen Pins am Mikrocontroller oder bei manch anderen IC's dieser Methode irgendwann Grenzen gesetzt. Das Entflechten der Baugruppen und der Traces kann allgemein als erfolgreiche Maßnahme gegen gegenseitige Störeinflüsse auf der neuen Platine gewertet werden.

4.2. DAC an der H-Brücke und nachgeschalteter DAC-Spannungsteiler

Um eine bessere Ausnutzung des 16-bit Auflösungsvermögens und damit des Arbeitsbereichs des DAC an der H-Brücke zu erhalten, wurde ein 1:5-Spannungsteiler am DAC-Ausgang nachgeschaltet. Durch die Reduzierung der Ausgangsspannung auf $\frac{1}{5}$ werden am DAC höhere Werte nötig, um einen entsprechenden LED-Strom in der H-Brücke zu erzeugen.

Jedoch ist dringend zu beachten, dass in den 1:5 Spannungsteiler die Impedanz des Ausganges des DAC ($6\text{ k}\Omega$ laut Datenblatt [26]) mit einfließt.

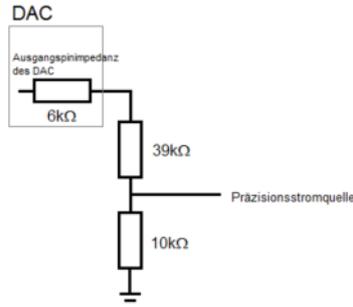


Abb. 4.1.: Nachgeschalteter 1:5-Spannungsteiler am DAC-Ausgang, welcher eine Ausgangspinimpedanz von $6\text{ k}\Omega$ besitzt.

Folglich muss das Widerstandsverhältnis im nachgeschalteten Spannungsteiler relativ zur DAC-Ausgangspinimpedanz groß genug sein, damit es zu keiner Verfälschung des gewünschten Spannungsteilerverhältnisses kommt. Beim aktuell verwendeten nachgeschalteten Spannungsteiler werden Widerstandswerte von $39\text{ k}\Omega$ und $10\text{ k}\Omega$ verwendet. R_2 wird durch den $10\text{ k}\Omega$ -Widerstand gebildet. R_1 ist aber die Summe des $6\text{ k}\Omega$ -Innenwiderstand des Pins und des seriellen dazugeschalteten $39\text{ k}\Omega$ -Widerstands. Daraus ergibt sich ein realer Spannungsteiler von ca. 1:5.5 :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10\text{ k}\Omega}{(6\text{ k}\Omega + 39\text{ k}\Omega) + 10\text{ k}\Omega} = \frac{10}{55} = 0.18 \quad (4.1)$$

Dieses Problem lässt sich mit einer höheren Dimensionierung der Bauteile des nachgeschalteten Spannungsteilers lösen. Wenn man dabei für die verwendeten Widerstände die 10-fache Größe benutzt, also $390\text{ k}\Omega$ und $100\text{ k}\Omega$, ergibt sich der ursprünglich gewollte 1:5 Spannungsteiler:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100\text{ k}\Omega}{(6\text{ k}\Omega + 390\text{ k}\Omega) + 100\text{ k}\Omega} = \frac{100}{496} = 0.20 \quad (4.2)$$

Des weiteren wird vorgeschlagen für die H-Brücken-DACs eine eigene Referenzspannungsquelle von 1.5 V einzuführen (der DAC braucht eine Mindestreferenzspannung von 1.25 V). Damit würden sich die LSB-Schritte aufgrund der 16-bit Auflösung noch einmal verfeinern und man hätte zusätzlich eine bessere Aussteuerung des Referenzbereichs. Man könnte auch bei der jetzigen 3 V Referenzquelle einen DAC niedrigerer Auflösung wählen, jedoch wäre dies dann bei einer gewünschten Feinregelung je nach Verringerungsgrad der Auflösung unvorteilhaft.

4.3. LED-Strom

Bei den LED-Strom Messungen fällt auf, dass bei Stromwerten unter 150 mA die Spannung über den $1\text{ }\Omega$ -Widerstand stark oszilliert. Erst ab einem LED-Strom von ca. 160 mA

erkennt man ein klar definiertes Plateau. Diese Oszillation hat eine Frequenz von 1 MHz. Die einzige Frequenz in diesem Bereich ist der Takt des SDI-Signals, mit dem der DAC seinen digitalen Inputwert vom Mikrocontroller übertragen bekommt. Eventuell findet dabei am IC oder an den naheliegenden Signalleitungen ein Übersprechen statt. Die Variation der Komponenten des Snubbers führten zu keinem besseren Ergebnis im unteren Strombereich. Da mit dem Ohrsensor aber sowieso in einem höheren Bereich gearbeitet wird, ist diese Auffälligkeit in unteren Spannungs- bzw. Strombereich wohl vernachlässigbar.

4.4. H-Brücke

Um den Stromverbrauch am NMOS-PMOS-Schalter in der H-Brücke zu reduzieren wurde versuchsweise eine $1\text{ M}\Omega$ - und ein $100\text{ k}\Omega$ -Widerstand eingebaut. Dies sollte den Stromfluss im geschlossenen Zustand des PMOS und damit den Stromverbrauch reduzieren und trotzdem den notwendigen Schaltstrom zur Verfügung stellen. Leider führten die Widerstände zu einem unbrauchbaren LED-Signal für den Sensor, da der NMOS-PMOS-Schalter nicht mehr korrekt geschlossen hat, so dass auf einen $1\text{ k}\Omega$ -Widerstand zurückgegriffen werden musste, bei dem dieses Fehlverhalten nicht auftritt.

Bei Messungen am Ausgangsspannungspin der DACs in der H-Brücke war auch auffällig, dass die Timer-Signale für die Schalter in der H-Brücke auf das Signal der Ausgangsspannung der DACs mit übersprechen. Das bedeutet, dass bei den Schaltflanken für die Hellphase der LEDs am DAC-Signal Spikes durch die Timer-Signale entstehen. Diese haben einen HIGH-Pegel von 3.3 V und produzieren dadurch verhältnismäßig große Störüberlagerung, die bei niedrigen Ausgangsspannungen am DAC besonders ersichtlich ist. Diese haben aber keine weitere ersichtliche Auswirkung auf die Messung und die nachfolgende Signalverarbeitung.

Beim Anbringen der Huckepackplatinen der DACs (siehe Abbildung 3.4) in der H-Brücke konnte festgestellt werden, dass durch einen vergrößerten Abstand besagte Taktsignalspikes nicht mehr weiter übertragen werden, da sich diese beim 1:5 Spannungsteilermesspunkt, der sich auf der Platine befand noch ausprägen, aber beim Signal auf der Huckepackplatine nicht zu sehen sind.

Es ist daher zu empfehlen die Schalter und die DACs weiter voneinander zu entfernen. Eventuell sollte generell ein größerer Abstand zu den Logik-HIGH Signalen gewählt werden, da diese durch die wie schon erwähnte hohe Logikspannung von 3.3 V und die schnellen Taktsignale viel spikeförmige Störsignale produzieren. Jedoch sollte man auch immer die entstehenden Rückströme im Hinterkopf behalten, da diese wiederum Störungen in den, von ihnen durchflossenen Bereichen in der Grundfläche erzeugen können. Auch ist beim nächsten Layout in Erwägung zu ziehen, die H-Brücke noch weiter von der restlichen Schaltung zu trennen und diese vielleicht auf eine eigene entkoppelte Ground-

fläche zu setzen.

4.5. CLC-Filter

Wie in Abbildung 3.11 zu erkennen ist können die Spannungseinbrüche an der H-Brücke durch größere CLC-Komponenten verringert werden. Dies ist wohl auf die zusätzlichen Kondensatoren zurückzuführen. Allerdings führt die größere Induktivität zu Überschwingen bei Lastwechseln.

Man könnte die Schaltung mit einem Netzwerkanalysator durchmessen und nach dessen Ergebnissen einen passenden Sperrkreis für die Störenden Frequenzen einfügen. Das Messen und Abschätzen der Störfrequenzen mit dem Oszilloskop ist in diesem Falle unzureichend.

4.6. Gewebeerkennung

Bei der Gewebeerkennung durch den Abgleich des ADC-Signals wurde der Vergleichswert in der Firmware auf einen Dezimalwert von 129000 gesetzt. Dies entspricht 2.962 V bei 3 V Referenzspannung. Damit ist gewährleistet, dass die Erkennung eines leeren Sensors auch anspricht, wenn der ADC nicht voll in Sättigung geht (spricht einen Dezimalwert von 131072, also 3 V am Eingang aufweisen muss). Durch die Wahl von 129000 gehen jedoch $131072 - 129000 = 2072$ Werte des dynamic range verloren, was einer Einbuße von 1.6 % der Maximalauflösung entspricht.

Diese Gewebeerkennung durch den großen Umgebungslichtwert baut jedoch auf der falschen Hypothese auf, dass sich der Anwender in einem Raum mit vorhandenem Umgebungslicht befindet. Damit kann bei dem aus dem Ohr herausgenommenen oder vom Finger abgesteckten Sensor das Umgebungslicht in der eigentlichen Dunkelphase der Sensor-LEDs detektiert werden.

Die Regelung funktioniert also nur, wenn keine völlige Dunkelheit im Messraum bei der Verwendung des Sensors vorherrscht. Denn nur bei vorhandenem Umgebungslicht kann der gemessene Wert groß genug werden, damit das fehlende Gewebe im Sensor erkannt werden.

Die Gewebeerkennung kann auch in der Hellphase der LED ausgeführt werden, indem bei der Messung mit einem geringen LED-Strom-Wert geprüft wird, ob das emittierte Licht der Sensor-LED den Finger durchdringt. Ist das empfangene Hellsignal bereits bei einem verhältnismäßig geringen LED-Strom-Wert, bei dem der Finger sonst nicht durchdrungen werden kann, groß, so befindet sich kein Gewebe im Sensor.

Dieser Abgleich stößt wiederum beim Circummissionssensor an seine Grenze. da bei

diesem Sensortyp ohne Gewebe kein Auftreffen der emittierten LED-Strahlung auf die Photodiode möglich ist.

Deswegen wurde in dieser Anwendung unter Einbeziehung des Umgebungslichts als zusätzlicher Informationsgeber die Gewebeerkenntung realisiert.

Literaturverzeichnis

- [1] Buschmann, J: <http://blm-research.de/mobilepo.php>, Stand: 01.09.2012
- [2] Forstner, K: Pulsoximetrie (Teil 1) - Meßmethode. In: mt-Medizintechnik 110 , Nr.5, TÜV Media GmbH: 170 - 174, 1990
- [3] Forstner, K; Faust, U: Pulsoximetrie. In: Biomedizinische Technik, Band 35, Ergänzungsband 1: 38 - 46, 1990
- [4] Forstner, K.: Pulsoximetrie: Stand und Entwicklung der Technik. In: Biomedizinische Technik, Band 33, Ergänzungsband 1: 6 - 9, 1990
- [5] Ph 09 Technik, Pulsoximetrie: http://www.leifiphysik.de/web_ph09_g8/umwelt_technik/10pulsmessung/pulsoximetrie.htm, Stand 01.09.2012
- [6] Lambert-Beersches Gesetz: http://de.wikipedia.org/wiki/Lambert-Beersches_Gesetz, Stand: 01.09.2012
- [7] Wieser, S: Entwicklung eines Ohrpulsoximetriesensors, TU München, München, 2010
- [8] Kaltenegger, A: Pulsoxymetrie & die Bedeutung der plethysmographischen Pulsweite, Acutronic Medical Systems GmbH, Salzburg, 2007
- [9] Forstner, K: Pulsoximetrie (Teil 2) - Meßmethode und klinische Applikation. In: mt-Medizintechnik 110 , Nr.6, TÜV Media GmbH: 213 - 217, 1990
- [10] Buschmann, J: Methods and devices for continuous and mobile measurement of various bio-parameters in the external auditory canal. (2009) U.S. Patent 20090088611. April 2002.
- [11] Kreuzer, J, Diemer, R, Buschmann, J: Mobile, kontinuierliche Erfassung der Körperkerntemperatur, BMT, 2007
- [12] Buschmann, J, Huang, J: New Ear Sensor for Mobile, Continuous and Long Term Pulse Oximetry. Proc. 32th Annual International Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society., 2010
- [13] Kreuzer, J: Alltagstaugliche Sensorik, Kontinuierliches Monitoring von Körperkerntemperatur und Sauerstoffsättigung. Dissertation. TU München, 2009
- [14] Datasheet MAX1811, MAXIM, 19-2024; Rev 2; 6/03, <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX1811.pdf>, Stand: 01.09.2012

- [15] Datasheet ADP150, ANALOG DEVICES, Rev. A, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADP150.pdf, Stand: 01.09.2012
- [16] Datasheet TPS731xxx, TEXAS INSTRUMENTS, SBVS034M -SEPTEMBER 2003-REVISED AUGUST 2009, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps73125.pdf>, Stand: 01.09.2012
- [17] Datasheet REF5030, TEXAS INSTRUMENTS, SBOS410E -JUNE 2007-REVISED JUNE 2010, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref5030.pdf>, Stand: 01.09.2012
- [18] Datasheet AT91SAM7, ATMEL, http://www.keil.com/dd/docs/datashts/atmel/at91sam7s64_ds.pdf, Stand: 01.09.2012
- [19] http://www.atmel.com/products/microcontrollers/arm/sam7s_se.aspx, Stand: 01.09.2012
- [20] Huang, J: Design of a measurement system for pulse oximetric under mobil condition, TU München, München, 2008
- [21] MOSFET Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [22] MOSFET Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [23] OPA Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [24] MOSFET Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [25] Thietze, U; Schenk, C: Halbleiterschaltungstechnik, 12. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg: S. 799, 2002
- [26] DAC Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [27] Thietze, U; Schenk, C: Halbleiterschaltungstechnik, 12. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg: S. 1072, 2002
- [28] Datasheet 3223 SMD Trimpot, BOURNS, <http://www.bourns.com/pdfs/3223.pdf>, Stand: 01.09.2012
- [29] ADC Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [30] ADC-Treiber Circuit Note. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [31] ADC-Treiber Datasheet. In der zensierten Version nicht vorhanden.
- [32] datasheet nRF24L01+, NORDIC SEMICONDUCTOR, 1_0, <http://www.nordicsemi.com/kor/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01P>
- [33] datasheet mic2505-3.3BM5, MICREL, keine URL verfügbar, Datenblatt auf CD

- [34] <http://www.cadsoft.de>, Stand: 01.09.2012
- [35] <http://www.pcb-pool.com>, Stand: 01.09.2012
- [36] Lynch, J: Using Open Source Tools for AT91SAM7S Cross Development, Rev. C, <http://www.at91.com/component/resource/article/Tools/27-Development\%20Tools/1057-using-open-source-tools-for-at91sam7-cross-development.html>, Stand: 01.09.2012
- [37] BURR-BROWN: Application Bulletin <http://www.ti.com/lit/an/sboa060/sboa060.pdf>, Stand 27.12.2012

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Absorption von Hb und O ₂ Hb in bestimmten Wellenlängenbereichen[5]	15
1.2.	Intensität nach der Durchstrahlung eines Mediums	16
1.3.	Pulsierendes Schichtenmodell: Licht einer definierten Wellenlänge wird in ein pulsatil perfundiertes Gewebe emittiert.[2]	18
1.4.	Messprinzip von SpO ₂ : Intensität des austretenden Lichts durch einen Körperteil gegen Zeit. Ohne Puls wird die Intensität des austretenden Lichts nur durch den Gleichanteil (DC) beeinflusst. Kommt die arterielle Pulsation hinzu, so wird die Intensität des austretenden Lichts von Gleichanteil (DC) und Wechselanteil (AC) beeinflusst. [8]	19
1.5.	Schematisch dargestelltes Prinzip eines Transmissionssensors	21
1.6.	Schematisch dargestelltes Prinzip eines Reflexionssensors	22
1.7.	Cirummissionssensor von BLM	22
2.1.	Blockschaltbild des Kompletten BLM-Systems für mobile Pulsoximetrie .	24
2.2.	Blockschaltbild der mobilen Pulsoximeterhardware und der Auswertestation mit schematischem Messsignal- und Steuersignalfloss durch den Mikrocontroller	26
2.3.	Schaltplanausschnitt mit äußerer Beschaltung des Ladechips MAX1811 .	28
2.4.	Blockdiagramm der Spannungsversorgung der Platine. Es zeigt schematisch von welcher Spannung die verwendeten Spannungsregler ihre Eingangsspannung beziehen, welche Spannung sie ausgeben und welche IC-Bausteine vom jeweiligen Spannungsregler versorgt werden.	29
2.5.	Blockschaltbild des im AT91SAM7S integrierten Clock Generators. Links sind die Anschlüsse für externen Quarz und PLL-Filter, rechts die entsprechend abgeleiteten Clocks. Gesteuert wird das ganze über den Power Management Controller (PMC)	32
2.6.	Schaltbild des in der Nähe des Mikrocontrollers anzubringenden externen Loop Lowpass Filters mit den in diesem Aufbau verwendeten Bauteilwerten.	32
2.7.	Blockdiagramm vom Prinzip der Ableitung der PLL Clock, diese kann durch einen Multiplikator und einen Divisor im Programm und dem externen RC-Kreis angepasst werden.	33
2.8.	Blockdiagramm vom Prinzip der Ableitung der Master Clock (Prozessor Clock), dabei wird die Clockquelle (hier: PLL Clock) durch einen Prescaler geteilt und dadurch die Master Clock abgeleitet.	33

2.9. Vereinfachte schematische Darstellung der H-Brücke in welcher die zwei antiparallel geschalteten LEDs des Sensors betrieben werden. Die Schalter regeln dabei die jeweiligen Ein- und Ausschaltzeiten, während durch die Stromquellen der Strom durch die LEDs und damit die Helligkeit dieser genau eingestellt wird.	37
2.10. Timing der LED Ein und Ausschaltzeiten. Die Periodendauer beinhaltet pro Farbe eine Hellphase und eine Dunkelphase. Eine LED wird jeweils in der Mitte der Periodendauer der anderen und somit in deren Dunkelphase aktiviert, damit nicht das Licht zweier LEDs gleichzeitig auf die Photodiode auftrifft.	38
2.11. Veranschaulichung der Veränderung des Messsignals über die Zeit. Dargestellt ist ein Duty-Cycle anhand einer LED-Farbe. Das Messsignal reitet auf einer Welle, die durch die Bewegung des Anwenders und einer damit verbundenen Perfusionsänderung im Gewebe entsteht, die wiederum eine Änderung des Gleichanteils (DC) nach sich zieht.	39
2.12. Das 16-bit TC-Register mit seinen drei Vergleichsregistern R_A , R_B und R_C . Je nach Einstellung in der Firmware kann durch den Registerabgleich ein Signal an den Timerausgängen TIOA und TIOB erzeugt werden. Der Counter wird durch einen Software-Trigger (RC_Timer1) zurückgesetzt.	41
2.13. Schematisch dargestellter Fehlerstromverlauf in der H-Brücke. Wenn der DAC nicht abgestellt würde, käme kein Stromfluss durch die LEDs zustande, da der Strom wegen des kleinen Innenwiderstands des NMOS durch diesen abfließen würde. Zur Gegenüberstellung ist darunter der korrekte Stromfluss durch die LEDs in der H-Brücke abgebildet.	43
2.14. Schaltplanausschnitt des Strom-Spannungs-Wandlers. Durch einen mechanischen Schalter im Rückkopplungs-zweig können unterschiedliche Verstärkungsfaktoren eingestellt werden.	44
2.15. Schaltungsaufbau der verwendeten Subtrahiererschaltung. [27]	46
2.16. Darstellung der verwendeten Treiberschaltung für den externen ADC [...]. Mit ihrer Hilfe wird das single-ended Signal des Subtrahierers für die differentiellen Eingänge des ADCs korrekt aufgeteilt, um eine richtige Analog-Digital-Umsetzung zu gewährleisten. [30]	48
2.17. Schematische Darstellung der Samplezeitpunkte des internen ADC des Mikrocontrollers und des externen ADC zur jeweiligen Hell- und Dunkelphase der roten und infraroten LED.	51
2.18. Disassembling und Assembling-Prozess der Hard- und Firmware mit Ergebnisweitergabe an das Hochprogramm. Anzumerken sei, dass der AC, relativ zu DC positiv oder negativ sein kann, in dieser Grafik ist der Einfachheit halber nur ein positiver AC dargestellt.	52
2.19. Blockdarstellung des FIFO-Puffers zum Datenversand. Erst wenn das vorherige Packet abgeschickt wurde, wird das nächste versandt. Dies wird durch einen Vergleich zweier Pointer auf die jeweiligen Indizes sichergestellt.	54

2.20.	Schematische Darstellung des Daten-Sende-Packets, so wie es vom Funkmodul an den PC geschickt wird. Wegen der dort arbeiteten Software zur weiteren Auswertung und Anzeige muss diese Struktur in der Firmware eingehalten werden. Die Gesamtlänge des Packets ist 31 Byte und setzt sich aus 1 Byte Operationsstatus der Platine, 4 Byte Index zur Identifikation des Messdatenpaares R/IR, 24 Byte Messdaten des R- und IR-Photodiodenstroms aus dem Sensor und jeweils 1 Byte R- und IR-LED-Strom, welcher in der H-Brücke gemessen wird, zusammen.	55
2.21.	Snubber-Glied parallel zu den LEDs, an dem die Variation der Bauteilwerte versuchsweise durchgeführt wurde, um die Oszillationen im LED-Strom zu verhindern.	61
2.22.	CLC-Filter an der H-Brücke.	62
3.1.	Positionierung der Hardwarebaugruppen nach den festgelegten Einteilungskriterien im Layout.	65
3.2.	Fotos der endgültig bestückte Platine der mobilen elektronischen Pulsoximeter-Hardware	65
3.3.	Während der DAC mit einem LOW-Signal am CS-Pin ausgewählt ist, wird das 16-bit SDI-Signal vom Mikrocontroller kommend mit dem Clocktakt übertragen.	66
3.4.	DAC-Ausgangsspannung und Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler bei einem eingestellten Dezimalwert von 18000 was einer DAC-Ausgangsspannung von 824 mV entspricht. Nach dem Spannungsteiler wird damit eine Spannung von 165 mV an die Stromquelle in der H-Brücke weitergegeben.	67
3.5.	Spannung am nachgeschalteten 1:5 Spannungsteiler bei einem eingestellten Dezimalwert von 18000 was einer DAC-Ausgangsspannung von 824 mV entspricht. Nach dem Spannungsteiler wird damit eine Spannung von 165 mV an die Stromquelle in der H-Brücke weitergegeben. Diese Spannung ergibt an der Stromquelle einen Strom 165 mA, welcher durch den Spannungsabfall am 1 Ω -Widerstand in der Stromquellschaltung am Oszilloskop dargestellt werden kann. Die Zeitbasis der dargestellten Bilder ist unterschiedliche, die Periodendauer der Signale ist gleich.	68
3.6.	Die Spannung nach der I-U-Wandlung des Photodiodenstroms (A-Signal) bei verschiedenen LED-Strom-Werten. Aufgenommen mit dem Fingersensor. In Abbildung (d) geht der OPA des I-U-Wandlers bereits in Sättigung.	69
3.7.	LED-Strom. Gemessen über dem 1 Ω -Widerstand im Zweig der roten LED in der H-Brücke. Der gemessene Spannungsabfall an diesem Widerstand ist gleich dem LED-Strom. Der Strom wurde durch unterschiedliche und fest eingestellte DAC-Ausgangsspannungs-Werte erzeugt. Siehe dazu Tabelle E.1	70

3.8.	Signale vom Mikrocontroller zum ADC (SCLK und CNV) und Serialer Daten Output (SDO) vom ADC zum Mikrocontroller. Die gemessene Spannung wird dabei bitweise mit dem Clocktakt zum Mikrocontroller übertragen: 18 Bit, Zweierkomplement, MSB ist Signbit	71
3.9.	Samplezeitpunkte des ADC am B-Signal mit Finger und ohne Finger in der Hell- und Dunkelphase.	72
3.10.	Input der H-Brücke in das erste CLC-Filter	73
3.11.	Gegenüberstellung der Outputs der normalerweise verwendeten CLC-Filter und der versuchshalber vergrößerten CLC-Filter.	74
3.12.	Messung mit dem Fingersensor am kleinen Finger der linken Hand eines Probanden. Darstellung der Messergebnisse mit der Auswertesoftware von Buschmann Labor- und Medizintechnik. Im oberen, grau hinterlegten Fenster ist das infrarote Plethysmogramm zu sehen, darunter, rot hinterlegt das rote Plethysmogramm. Die Zeitbasis einer gesamten Fensterlänge sind 6 Sekunden. Null- und Extrempunkte sind weiß, bzw. schwarz markiert und damit von der Software korrekt erkannt. Links unten, schwarz hinterlegt, gibt ein weiteres Fenster Auskunft über eine Vielzahl von Größen und Parametern, welche dort numerisch dargestellt werden.	75
3.13.	Messung mit dem Fingersensor am Zeigefinger der linken Hand eines Probanden. Darstellung der Messergebnisse mit der BLM-Auswertesoftware. Im oberen, grau hinterlegten Fenster ist das infrarote Plethysmogramm zu sehen, darunter, rot hinterlegt das rote Plethysmogramm. Die Zeitbasis einer gesamten Fensterlänge sind 6 Sekunden. Null- und Extrempunkte sind weiß, bzw. schwarz markiert und damit von der Software korrekt erkannt. Links unten, schwarz hinterlegt, gibt ein weiteres Fenster Auskunft über eine Vielzahl von Größen und Parametern, welche dort numerisch dargestellt werden.	76
3.14.	Messung mit dem Fingersensor am Daumen der linken Hand eines Probanden. Darstellung der Messergebnisse mit der Auswertesoftware von BLM-Research. Im oberen, grau hinterlegten Fenster ist das infrarote Plethysmogramm zu sehen, darunter, rot hinterlegt das rote Plethysmogramm. Die Zeitbasis einer gesamten Fensterlänge sind 6 Sekunden. Null- und Extrempunkte sind weiß, bzw. schwarz markiert und damit von der Software korrekt erkannt. Links unten, schwarz hinterlegt, gibt ein weiteres Fenster Auskunft über eine Vielzahl von Größen und Parametern, welche dort numerisch dargestellt werden.	77
4.1.	Nachgeschalteter 1:5-Spannungsteiler am DAC-Ausgang, welcher eine Ausgangsinnenimpedanz von 6 k Ω besitzt.	80
G.1.	Rauschmodell des I-U-Wandlers mit angeschlossener Photodiode und äquivalenter Rauschspannungsquelle und Rauschstromquelle des Verstärkers.	99
G.2.	Noise Voltage Gain der verwendeten Schaltung und Input Noise Voltage Spectral Density des verwendeten OPV.	101

Tabellenverzeichnis

2.1.	Tabelle der PIO Controller AT91SAM7S64. Sie enthält die jeweiligen Pinnummern (PIN), wie sie beim Mikrocontroller-Baustein vorliegen, die interne Port-Referenz (I/O Line), ob auf diesem Port eine besondere Fähigkeit vorliegt oder ob er als gewöhnlicher Ein- oder Ausgang genutzt wird (Peripheral), die Bezeichnung der Pins im Programm, mit welchem Peripherie-Baustein der Mikrocontroller über diesen Port kommuniziert und welches Signal er verwendet.	35
2.2.	Verwendete ADC-Kanäle des in den Mikrocontroller integrierten 10-bit ADCs. Die Tabelle zeigt die Pins am AT91SAM7S, die genutzten ADC-Kanäle sowie die Signale, welche durch diese erfasst werden.	36
2.3.	Geräteverzeichnis der bei dieser Arbeit verwendeten Geräte	63
D.1.	Design-Regeln mit der Standarddimensionierung für die Produktion bei der Firma PCB-Pool, welche beim Layouting als Mindestgröße angewendet wurden.	95
E.1.	Tabelle der für den Betrieb der LEDs in der H-Brücke verantwortlichen Signale (digital <-> analog). Der Stromfluss führt von dem in der Firmware vorgegebenen, bzw. errechneten digitalen Wert [Wert in Firmware] über die Analogseite des DACs [DAC-Ausgangsspannung] weiter über das 1:5 reduzierte Signal des Spannungsteilers [Spannungsteiler] bis hin zu den tatsächlichen LED-Strömen [LED-Strom]. Gemessen wurde dieser durch die am 1 Ω -Widerstand abfallende Spannung.	96
F.1.	Tabelle der PIO Controller AT91SAM7S64. In dieser Tabelle sind auch die Kanäle für die SD-Karte und den Inkrementgeber enthalten.	98

A. Schaltplan

In der zensierten Version nicht vorhanden.

B. Layout

In der zensierten Version nicht vorhanden.

C. Bauteilliste

Die bei der Bestückung der Platine verwendeten Bauteile sind in Tabelle (in der zensierten Version ist die Tabelle nicht vorhanden) aufgelistet. Bei gleichen Werten aber unterschiedlichen Bauteilgrößen der verwendeten Widerstände und Kondensatoren sind die jeweiligen Bauteilgrößen mit angegeben. Die entsprechende Bauteilgröße ist auch aus den beigelegten Layoutdateien ersichtlich. Als Kondensatoren wurden Vielschicht-Keramikkondensatoren verwendet. Verbaute Tantalkondensatoren sind in der Auflistung extra gekennzeichnet. Auf der Platine wurden Bauteile in den SMD Bauformen von 0402, 0603 und 0805 verbaut. 0402 und 0805 nur, wenn die Bauteile beim genutzten Distributor oder vor Ort nicht anders verfügbar waren. Es wurde versucht hauptsächlich die SMD-Größe 0603 zu benutzen. Die beiden $1\ \Omega$ -Widerstände sind nicht in SMD-Bauform, um an diesen Widerständen die LED-Strom-Messungen mit dem Oszilloskop besser durchführen zu können. Bei den IC-Bausteinen ist die genaue Typenbezeichnung des verwendeten Bausteins in der Spalte "Wert" aufgeführt.

Tabelle in der zensierten Version nicht vorhanden.

D. Layout Design Rules

Die PCB-Pool Standardabstände, -leiterbahnbreiten und -bohrdurchmesser wurden im Layout als Mindestgrößen in den Design-Regeln festgelegt. Diese sind in Tabelle D.1 aufgelistet.

Art	Mindestgröße
Bohrdurchmesser	12 mil / 0.3 mm
Leiterbahnbreite	6 mil / 0.15 mm
Leiterbahnabstand	6 mil / 0.15 mm
Restring VIAS	12 mil / 0.3 mm
Restring Komponentenbohrung	16 mil / 0.4 mm
Leiterbahnabstand zu Fräßkontur	12 mil / 0.3 mm
Leiterbahnabstand zu Bohrung	12 mil / 0.3 mm
Innenlayer, kleinste Kupferverbidung	5 mil / 0.125 mm
Innenlayer, Abstand Kupfer zu Bohrung	5 mil / 0.125 mm

Tab. D.1.: Design-Regeln mit der Standarddimensionierung für die Produktion bei der Firma PCB-Pool, welche beim Layouting als Mindestgröße angewendet wurden.

E. LED-Strom-Werte

Wert in Firmware	DAC-Ausgangsspannung	Spannungsteiler	LED-Strom
1000	40 mV	8 mV	8 mA
5000	200 mV	40 mV	40 mA
10000	400 mV	50 mV	50 mA
15000	620 mV	124 mV	124 mA
18000	700 mV	140 mV	140 mA
20000	800 mV	160 mV	160 mA

Tab. E.1.: Tabelle der für den Betrieb der LEDs in der H-Brücke verantwortlichen Signale (digital <-> analog). Der Stromfluss führt von dem in der Firmware vorgegebenen, bzw. errechneten digitalen Wert [Wert in Firmware] über die Analogseite des DACs [DAC-Ausgangsspannung] weiter über das 1:5 reduzierte Signal des Spannungsteilers [Spannungsteiler] bis hin zu den tatsächlichen LED-Strömen [LED-Strom]. Gemessen wurde dieser durch die am $1\ \Omega$ -Widerstand abfallende Spannung.

F. Tabelle der AT91SAM7S PIO Controller

PIN	I/O Line	Peripheral	Bezeichnung	Ansteuerung	Verwendung
48	PA0	TIOA0	PORT_TIOA0	FET H-Brücke	Timer1 für Mess-LED Schaltintervall
47	PA1	TIOB0	PORT_TIOB0	FET H-Brücke	Timer2 für Mess-LED Schaltintervall
44	PA2	GPIO	LED_SW_ok	Status-LED	Firmware-Status-Anzeige LED grün
43	PA3	GPIO	LED_SW_fail	Status-LED	Firmware-Status-Anzeige LED rot
36	PA4	GPIO	DAC_SDI	Subtrahierer-DAC (SDI)	SDI für Subtrahierer-DAC
35	PA5	GPIO	DAC_IR_SDI	DAC-IR (SDI1)	SDI für Mess-LED IR-DAC
34	PA6	GPIO	DAC_SCLK	Subtrahierer-DAC (SCLK)	Clock für Subtrahierer-DAC
32	PA7	GPIO	DAC_IR_CS	DAC-IR (CS1)	Chip Select für Mess-LED IR-DAC
31	PA8	GPIO	DAC_IR_SCLK	DAC-IR (SCLK1)	Clock für Mess-LED IR-DAC
30	PA9	GPIO	DAC_R_CS	DAC-R (CS2)	Chip Select für Mess-LED R-DAC
29	PA10	GPIO	NRF_CE	Funkchip	Chip Enable für Funkchip
28	PA11	NPC50	NRF_CSLINES	Funkchip	Chip Select für Funkchip
27	PA12	MISO	SPI-MISO	Funkchip / SD-Karte	Master In Slave Out
22	PA13	MOSI	SPI-MOSI	Funkchip / SD-Karte	Master Out Slave In
21	PA14	SPCK	SPI-SPCK	Funkchip / SD-Karte	Clock für Funkchip / SD-Karte
20	PA15	GPIO	DAC_R_SCLK	DAC-R (SCLK2)	Clock für Mess-LED R-DAC
19	PA16	TK	PORT_TK	ADC	Clock für externen ADC
9	PA17	GPIO	LED_Akku_down	Status-LED	Akku-Status-Anzeige LED rot
10	PA18	RD	PORT_RD	ADC	Input für SDO des externen ADC
13	PA19	FIQ	PORT_FIQ	ADC	FIQ für Datenannahme externer ADC
16	PA20	GPIO	DAC_R_SDI	DAC-R (SDI2)	SDI für Mess-LED R-DAC
11	PA21	GPIO	LED_Akku_ok	Status-LED	Akku-Status-Anzeige LED grün
14	PA22	-	-	-	nicht belegt
15	PA23	-	-	-	nicht belegt
23	PA24	PWM1	PORT_PWM1	ADC	CNV Signal für externen ADC
25	PA25	GPIO	INKR_CHT	Inkrementgeber	Inkrementgeber Drucktaste
26	PA26	TIOA2	INKR_CHA	Inkrementgeber	Inkrementgeber Kanal A
37	PA27	TIOB2	INKR_CHB	Inkrementgeber	Inkrementgeber Kanal B
38	PA28	GPIO	DAC_CS	Subtrahierer-DAC	Chip Select für Subtrahierer-DAC
41	PA29	GPIO	LED-Funk	Status-LED	Anzeige bei Funkübertragung LED grün
42	PA30	IRQ1	NRF-IRQ	Funkchip	IRQ für Funkchip
52	PA31	NPC51	SD_CS	SD-Karte	Chip Select für SD-Karte

Tab. F.1.: Tabelle der PIO Controller AT91SAM7S64. In dieser Tabelle sind auch die Kanäle für die SD-Karte und den Inkrementgeber enthalten.

G. Rauschabschätzung am I-U-Wandler

Die Durchführung der Rauschabschätzung am I-U-Wandler basiert auf dem Application Bulletin Dokument von BURR-BROWN [37].

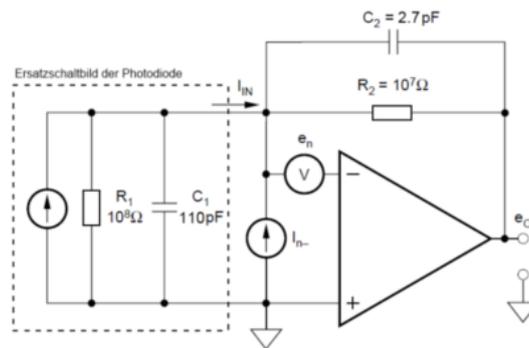


Abb. G.1.: Rauschmodell des I-U-Wandlers mit angeschlossener Photodiode und äquivalenter Rauschspannungsquelle und Rauschstromquelle des Verstärkers.

Die Photodiode kann als Stromquelle mit parallel geschaltetem Widerstand R_1 und Kondensator C_1 gesehen werden (Abbildung G.1). Da keine Daten für die verwendete Diode vorhanden sind werden für die Berechnung folgende Werte R_1 und C_1 angenommen, C_1 ist dabei die Summe der Photodiodenkapazität, der Inputkapazität des OPV und der Layoutkapazität:

- $R_1 = 10^8 \Omega$
- $C_1 = 110 \text{ pF}$

Für den Rückkopplungsweig werden die in der Schaltung verwendeten Bauteilwerte verwendet:

- $R_2 = 10^7 \Omega$
- $C_2 = 2.7 \text{ pF}$

Die äquivalente Rauschstromquelle des positiven Verstärkereingangs ist auf Masse kurzgeschlossen und trägt daher nicht zum Rauschen des Verstärkers bei.

Die Rauschverstärkung (Noise Gain - NG) ist $\frac{1}{\beta(s)}$, wobei β den komplexen Rückkopplungsfaktor der Schaltung beschreibt:

$$NG(s) = \frac{1}{\beta(s)} = \frac{Z_2(s) + Z_1(s)}{Z_1(s)} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot \frac{1 + s \cdot \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} \cdot (C_2 + C_1)}{1 + s \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (\text{G.1})$$

Mit einer unteren 3dB-Grenzfrequenz von:

$$f_{\text{unten}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot (C_1 + C_2)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{10^7 \cdot 10^8}{10^7 + 10^8} \cdot (110 \cdot 10^{-12} + 2.7 \cdot 10^{-12})} \text{ Hz} = 155 \text{ Hz} \quad (\text{G.2})$$

Die obere 3dB-Grenzfrequenz berechnet sich zu:

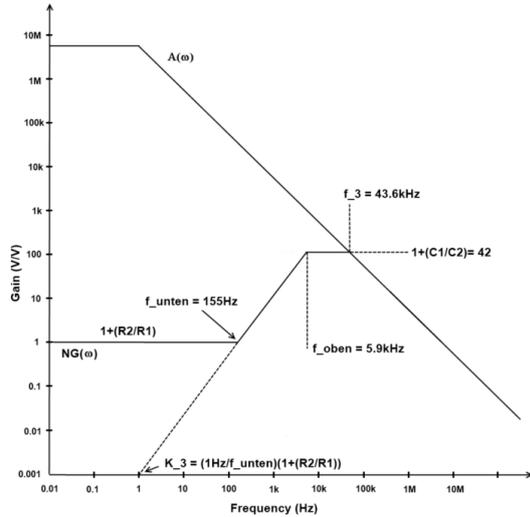
$$f_{\text{oben}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^7 \cdot 2.7 \cdot 10^{-12}} \text{ Hz} = 5.9 \text{ kHz} \quad (\text{G.3})$$

Für sehr kleine Frequenzen ($f \ll f_{\text{unten}}$) kann man in Gleichung G.1 $s = 0$ setzen und erhält dadurch $NG = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

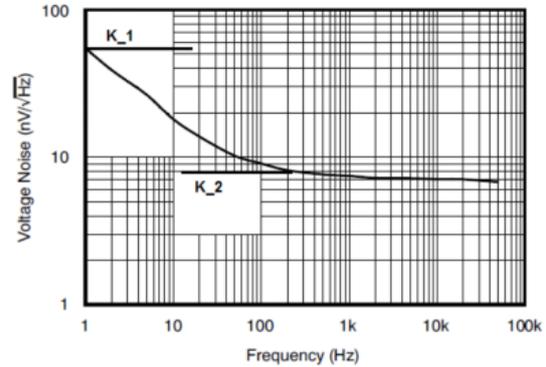
Für sehr hohe Frequenzen ($f \gg f_{\text{oben}}$) wiederum kann man s als unendlich ansehen und $NG = 1 + \frac{C_1}{C_2}$.

Der letzte Bereiche beginnt mit der Frequenz f_3 , bei welcher die Open Loop Verstärkungskurve des OPVs das Level von $NG = 1 + \frac{C_1}{C_2}$ erreicht hat. Für diesen Frequenzwert wurde die Kurve der Open Loop Gain mit MATLAB gezeichnet und der Wert wurde bei $1 + \frac{C_1}{C_2} = 42$ abgelesen.

$$f_3 = 43.6 \text{ kHz}$$



(a) Noise Voltage Gain



(b) Noise Voltage Spectral Density

Abb. G.2.: Noise Voltage Gain der verwendeten Schaltung und Input Noise Voltage Spectral Density des verwendeten OPV.

Das Gesamttrauschen am Verstärkerausgang durch die äquivalente Rauschspannungsquelle des Verstärkers kann man nun durch eine stückweise Annäherung für die entstandenen drei Regionen errechnen. Dabei wurden folgende verwendete Faktoren wie bei [37] aus dem Graphen der Rauschspannungsdichte aus dem Datenblatt des Verstärkers abgeschätzt (siehe Abbildung G):

- $K_1 = 55 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ bei $f = 1 \text{ Hz}$
- $K_2 = 8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$

Der verwendete Faktor K_3 berechnet sich aus:

$$K_3 = \frac{1 \text{ Hz}}{f_{\text{unten}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = 7 \cdot 10^{-3} \quad (\text{G.4})$$

Region 1:

$$f_1 = 0.01 \text{ Hz bis } f_{\text{unten}} = 155 \text{ Hz}$$

Diese Region hat die Charakteristik von $\frac{1}{f}$ -Rauschen [37].

$K_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ ist der Wert der Spektralen Dichte der Ausgangsrauschspannung bei $f = 1 \text{ Hz}$.

$$E_{n1rms} = K_1 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \sqrt{\ln \frac{f_{unten}}{f_1}} = 55 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \left(1 + \frac{10^7}{10^8}\right) \cdot \sqrt{\ln \frac{155}{0.01}} = 1.9 \mu\text{V} \quad (\text{G.5})$$

Region 2:

$$f_{unten} = 155 \text{ Hz bis } f_{oben} = 5.9 \text{ kHz}$$

In dieser Region nimmt die Rauschverstärkung durch das Rückkopplungsnetzwerk zu. $K_3 \cdot K_2$ ist der Wert in der Rauschspannungsverstärkungskurve für dieses Segment zurück projiziert auf $f = 1 \text{ Hz}$.

$$E_{n2rms} = K_2 \cdot K_3 \cdot \sqrt{\frac{f_{oben}^3}{3} - \frac{f_{unten}^3}{3}} = 8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot 7 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\frac{(5.9 \text{ kHz})^3}{3} - \frac{(155 \text{ Hz})^3}{3}} = 14.6 \mu\text{V} \quad (\text{G.6})$$

Region 3:

$$f > 43.6 \text{ kHz}$$

Hier wird die Rauschverstärkung durch die abfallende open-loop-gain Kurve gemindert. Der Wert von 43.6 kHz ist der Schnittpunkt der NG-Funktion mit der open-loop-gain-Funktion (siehe Abbildung G.2(a)). Um auf eine effektive Rauschbandbreite zu gelangen wird dabei f_3 mit $\frac{\pi}{2}$ multipliziert [37].

$$E_{n3rms} = K_2 \cdot \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot f_3 - f_{oben}} = 8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot \left(1 + \frac{110}{2.7}\right) \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot 43.6 \text{ kHz} - 5.9 \text{ kHz}} = 83 \mu\text{V} \quad (\text{G.7})$$

Die Ausgangsspannung durch die äquivalente Rauschstromquelle berechnet sich mit $Z_2(s) = R_2 || X_{C2}$ zu:

$$E_{ni} = i_n \cdot Z_2(s) \quad (\text{G.8})$$

Aufgrund von mangelnden Angaben im Datenblatt des OPV konnte nur auf einen festen Wert für den Rauschstrom zurückgegriffen werden.

$$i_n = 2 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

Die Grenzfrequenz für die Ausgangsspannung durch den Rauschstrom wird durch das Rückkopplungsnetzwerk bestimmt:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} = 5.9 \text{ kHz} \quad (\text{G.9})$$

$$E_{ni} = i_n \cdot R_2 \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot f_3 - f_g} = 2 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot 10^7 \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot 43.6 \text{ kHz} - 5.9 \text{ kHz}} = 5 \mu\text{V} \quad (\text{G.10})$$

Das Widerstandsrauschen berechnet sich durch den Rückführungswiderstand R_2 nach folgender Formel:

$$E_R = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot B} \quad (\text{G.11})$$

mit

k = Boltzmann Konstante = $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K

T = Absolute Temperatur (K)

R = Widerstand (Ω)

B = Effektive Rauschbandbreite (Hz)

Damit folgt für das Widerstandsrauschen in der Schaltung

$$E_R = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 10^7 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 5.9 \text{ kHz}} = 39 \mu\text{V}$$

Das Gesamttrauschen berechnet sich nun zu:

$$E_{nTOTAL} = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + E_{n3}^2 + E_{ni}^2 + E_R^2} \quad (\text{G.12})$$

$$E_{nTOTAL} = 10^{-6} \cdot \sqrt{(1.9)^2 + (14.6)^2 + (83)^2 + (5)^2 + (39)^2} = 93 \mu\text{V}$$

Schlussfolgerung: Bei einer Ausgangsspannung von ca. 2.2 V für das DC_AC Signal entspricht der AC-Anteil mit 1% etwa 22 mV. Die Abschätzung des Gesamttrauschen ist mit 93 μ V wesentlich geringer und beeinflusst daher das Messsignal wenig.

$$\text{SNR}_{\text{AC}} = 20 \cdot \log\left(\frac{22 \cdot 10^{-3}}{93 \cdot 10^{-6}}\right) = 47 \text{ dB} \quad (\text{G.13})$$