

Bachelorarbeit

Optisches Inline-Powermeter

Ausgeführt zum Zweck der Erlangung des akademischen Grades eines Bachelor

am Institute of Electrodynamics, Microwave
and Circuit Engineering
der Technische Universität Wien

Betreuer:

Ass.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Horst Dietrich

und

Univ.Ass. Dipl.-Ing. Paul Brandl
Univ.Ass. Dipl.-Ing. Stefan Schidl

Julian Martin Kozák


Wien, am 15. April 2013

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit ist ein Messgerät zur Bestimmung der optischen Leistung entwickelt worden, das sich in einen Versuchsaufbau integrieren lässt und für die Messung nur einen Teil des Lichtes aus einer Glasfaser abzweigt. Dadurch wird es ermöglicht, im Betrieb, eine Messung durchzuführen, ohne Glasfasern umstecken zu müssen.

Das Gerät eignet sich für Wellenlängen von 320 nm bis 1000 nm , was im Wesentlichen dem Spektrum des sichtbaren Lichtes entspricht. Der getestete Dynamikbereich erstreckt sich über etwas mehr als 6 Dekaden, von 700 pW bis 1 mW . Im getesteten Dynamikbereich wurden Genauigkeiten von $\pm 7\%$ bei der Verwendung von Multi Mode und $\pm 2\%$ mit Single Mode Lasersystemen erreicht.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung	3
2 Hardware	4
2.1 Überblick	4
2.2 Photodiode	5
2.3 Logarithmischer Verstärker	6
2.3.1 Kennlinie	6
2.3.2 Messbereiche	7
2.3.3 Messbereichsumschaltung	11
2.3.4 Guard Ring	11
2.3.5 Adaptive Bias-Voltage	11
2.3.6 Genauigkeit und Auflösung des Verstärkers	12
2.4 Analog-Digital-Konverter	12
2.5 Spannungsversorgung	13
2.6 Mikrocontroller, Display, Tasten	15
3 Software	18
3.1 Programmablauf	18
3.2 Menüführung	18
3.3 Interface mit PC	18
3.4 Kalibrierung	20
3.5 Verwendete Zahlenformate	22
4 Messungen	23
4.1 Messaufbau	23
4.1.1 Laserquelle	23
4.1.2 Abschwächer	23
4.1.3 Splitter	24
4.1.4 Leistungsmessgerät	24
4.2 Kennlinie	25
4.3 Fehlermessung 675 nm Multimode	27
4.4 Fehlermessung 635 nm Single Mode	29
4.5 Zusammenfassung der erreichbaren Genauigkeit	30
5 Schlusswort	31
6 Anhang	32

1 Einleitung

Glasfasern sind robust und eignen sich gut zur Übertragung optischer Signale. Dennoch muss bei dessen Verwendung darauf geachtet werden, dass kein Stecker verschmutzt ist und die Fasern sich möglichst nicht bewegen können, um das Verfälschen von Messergebnissen zu verhindern.

Es ist bei vielen Anwendungen notwendig, die optische Leistung, zum Beispiel einer Laserquelle, zu messen und während des Betriebes kontrollieren zu können, da diese mit der Zeit und Temperatur schwanken kann.

So entstand der Wunsch nach einem Leistungsmessgerät für Glasfasern, das fix in einen Aufbau integriert wird, damit ohne Umbaumaßnahmen jederzeit die Leistung bestimmt werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit ist solch ein Messgerät entwickelt worden. Das einfallende Licht wird mittels eines Splitters auf zwei Wege aufgeteilt, ein kleiner Teil wird für die Leistungsmessung abgezweigt und der Rest steht am Ausgang für die eigentliche Anwendung zur Verfügung. Das Gerät kann aus der Kenntnis des Teilverhältnisses bestimmen, wie viel optische Leistung an seinem Ausgang in den weiteren Aufbau eingespeist wird.

Folgende Anforderungen wurden an das zu entwickelnde Gerät gestellt:

- Dynamikbereich: $100 \text{ pW} - 10 \text{ mW}$
- Verwendbar für sichtbares Licht
- 10:90 Splitter, 10% für die Messung, 90% auf den Ausgang
- Für Glasfaserleitungen mit FC/PC Stecker
- Wellenlänge soll einstellbar sein
- Display für die Anzeige der Messergebnisse
- Hintergrundbeleuchtung ausschaltbar
- USB Schnittstelle
- Spannungsversorgung über USB und Batterie
- Möglichst kleiner Formfaktor

In der vorliegenden Arbeit werden zunächst der Schaltungsaufbau und die verwendete Hardware vorgestellt und anschließend die entwickelte Software erklärt. Der letzte Teil der Arbeit widmet sich den durchgeföhrten Messungen und den erzielten Ergebnissen, wie die wirkliche Kennlinie aussieht und wie groß die erreichte Genauigkeit tatsächlich ist.

2 Hardware

In Rahmen dieser Arbeit musste zunächst eine Schaltung entworfen werden, die die optische Leistung messen kann. Die Auswahl der Hardwarekomponenten erfolgte so, dass die Anforderungen des Pflichtenheftes möglichst gut erfüllt wurden. Außerdem wurde versucht, die Schaltung so zu gestalten, dass mit den verwendeten Komponenten eine möglichst hohe Genauigkeit erreicht wird.

2.1 Überblick

Das über die Glasfaser einfallende Licht wird zunächst durch eine Photodiode in einen der optischen Leistung proportionalen elektrischen Strom gewandelt. Ein logarithmischer Verstärker verstärkt diesen Photostrom gemäß seiner logarithmischen Kennlinie und wandelt diesen in eine Spannung um. Der anschließende Analog-Digital Konverter digitalisiert die Ausgangsspannung des Verstärkers, um das Ergebnis in einem nachfolgenden Mikrocontroller weiterverarbeiten zu können. Im Mikrocontroller wird aus dem Digitalwert und der intern gespeicherten Kalibrierung die optische Leistung berechnet, die sowohl am Display angezeigt wird, als auch als Dezimalwert über die serielle Schnittstelle an einen Computer gesendet werden kann. Über die Tasten erfolgt unter anderem die Auswahl der Wellenlänge oder das Ein- und Ausschalten des Hintergrundlichtes.

Das Blockschaltbild in Abbildung 1 stellt die wesentlichen Komponenten nochmals dar. In den folgenden Abschnitten sollen die einzelnen Bestandteile und deren für diese Anwendung wichtigen Eigenschaften näher erläutert werden.

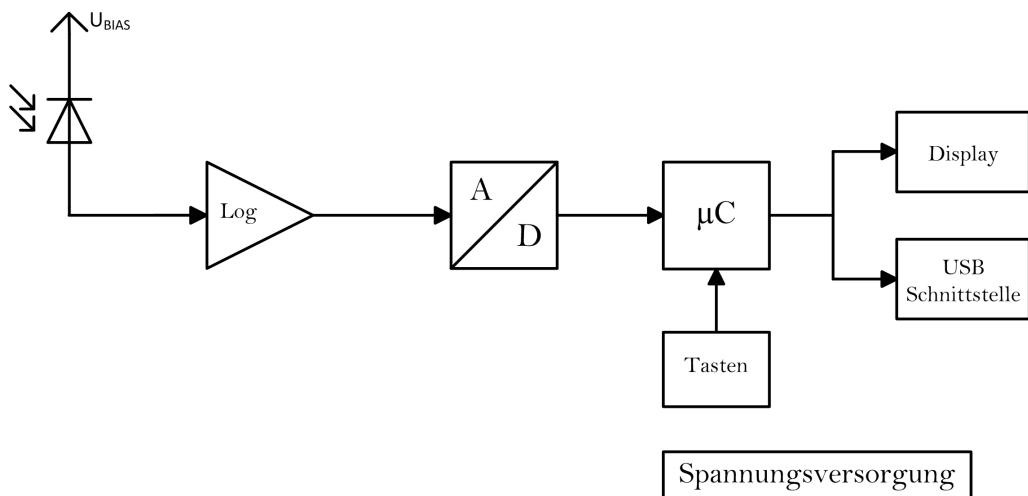


Abbildung 1: Blockschaltbild

2.2 Photodiode

Die wesentlichen Anforderungen an die Photodiode sind:

- gute Empfindlichkeit für sichtbares Licht
- große aktive Fläche
- kleiner Dunkelstrom

Eine dafür gut geeignete Photodiode ist die Si-PIN Photodiode S5972 von Hamamatsu. Der spezifizierte Wellenlängenbereich erstreckt sich von $320\text{-}1000\text{ nm}$, die größte Empfindlichkeit beträgt 0.57 A/W bei $\lambda = 800\text{ nm}$ und nimmt bei abweichenden Wellenlängen stetig ab. Die spektrale Empfindlichkeit dieser Photodiode ist in Abbildung 2 dargestellt.

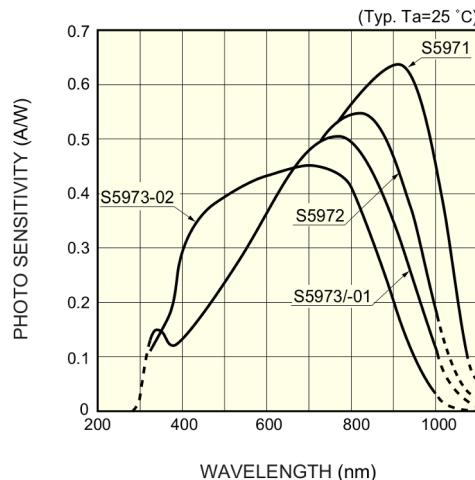


Abbildung 2: Spektrale Empfindlichkeit der Photodiode (S5972) [4]

Um kleine Leistungen messen zu können, muss der Dunkelstrom um Größenordnungen kleiner als der kleinste erwartete Photostrom sein. Der Dunkelstrom ist spannungsabhängig, er beträgt bei der verwendeten Photodiode

bei $U_{BIAS} = 0.1\text{ V}$ $I_{Dark} = 3.5\text{ pA}$,

bei $U_{BIAS} = 11\text{ V}$ $I_{Dark} = 10.5\text{ pA}$.

Zusätzlich ist eine möglichst große aktive Fläche notwendig, damit das ganze Licht aus der Faser detektiert werden kann. Insbesondere muss beachtet werden, dass aus der Faser ein typischerweise $\pm 15^\circ$ aufgeweiteter Strahl austritt und zwischen Photodiode und Glasfaser sich ein kleiner Luftspalt befindet. Der Durchmesser der aktiven Fläche dieser Photodiode beträgt 0.8 mm und ist somit deutlich größer als der einer Multi Mode Faser ($62.5\text{ }\mu\text{m}$).

Die Nachteile einer großen Photodiode sind allerdings ein größerer Dunkelstrom und eine höhere Kapazität, welche eine Verringerung der Bandbreite bewirkt. Bei

2 V Biasspannung beträgt die Bandbreite dieser Photodiode 100 MHz und ist für diese Anwendung mehr als ausreichend. [4]

2.3 Logarithmischer Verstärker

Der große Dynamikbereich von 8 Dekaden stellt gewisse Anforderungen an den Verstärker. Ein linearer Verstärker hätte eine feste Auflösung und würde somit den unteren Teil des Dynamikbereiches sehr grob und den oberen unnötig fein auflösen. Aus diesem Grund eignet sich für diese Anwendung ein logarithmischer Verstärker, dessen Auflösung sich über den Messbereich gemäß seiner logarithmischen Kennlinie ändert und mit zunehmender Eingangsgröße größer wird.

Für diese Anwendung wurde der logarithmische Transimpedanzverstärker AD8304 von Analog Devices ausgewählt.

2.3.1 Kennlinie

Der verwendete Verstärker bildet seinen gesamten Dynamikbereich (100 pA bis 10 mA) auf eine Ausgangsspannung $V_{LOG} = 0 \dots 1.6 V$ ab (siehe Abbildung 3). Es muss aber beachtet werden, dass beim Betrieb mit einer einzigen Versorgungsspannung $V_P = 5 V$ (d.h. $V_N = 0 V$) die Ausgangsspannung des Verstärkers V_{LOG} laut Datenblatt nicht unter 0.1 V sinken darf. Aus diesem Grund wurde die Kennlinie in Abbildung 3 mit $V_N = -0.5 V$ aufgenommen, da sonst bei $I_{PHOTO} = 100 pA$ nicht die gewünschten $V_{LOG} = 0 V$ Ausgangsspannung erreicht werden könnten.

Der Schnittpunkt der Kennlinie mit der Abszissenachse, bei dem die Ausgangsspannung verschwindet, wird Intercept genannt. Er beträgt bei diesem Beispiel $I_z = 100 pA$.

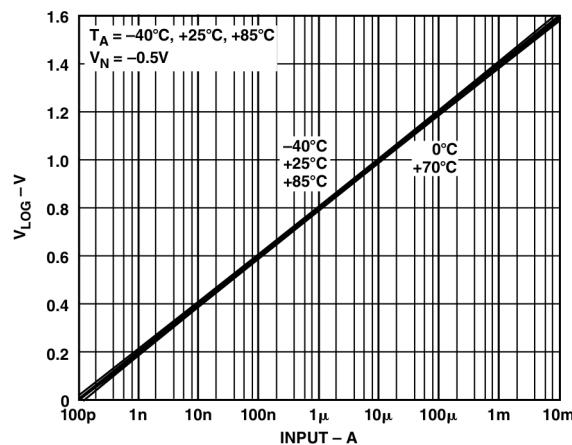


Abbildung 3: Kennline des AD8304 (V_{Log}) [2]

Der im Verstärker eingebaute, aber noch unbeschaltete Operationsverstärker ermöglicht es, sowohl den Intercept, als auch die Steigung (*Slope*) der Kennlinie mittels externen Widerständen und der eingebauten 2 V Referenzspannungsquelle zu verändern. Es kann die Kennlinie so eingestellt werden, dass der Ausgangsspannungshub an den nachfolgenden ADC Eingang angepasst wird [2].

Um den Dynamikbereich besser auflösen zu können, wird dieser in zwei Teilbereiche unterteilt, für die jeweils eine eigenen Kennlinie vorgesehen werden muss, sodass der ganze mögliche Eingangsspannungshub des nachgeschalteten Analog-Digital Konverters für jeden Messbereich an sich ausgenützt werden kann. Der verwendete Analog-Digital Konverter hat eine 2.048 V Referenzspannung eingebaut, daher sollte die Ausgangsspannung des Verstärkers einen Hub von 0 V ... 2.048 V aufweisen.

2.3.2 Messbereiche

Der erste Messbereich soll die untere Hälfte des Dynamikbereiches abdecken und ist für optische Leistungen im Bereich von 100 pW ... 10 µW ausgelegt. Die Veränderung der Kennlinie kann mittels eines interaktiven online-Tools von Analog Devices [1] unter Verwendung der im Datenblatt vorgesehenen OPV-Schaltung simuliert werden. Dieses Tool zeigt die, für die gewünschte Kennlinie benötigten Widerstände an.

Der Biasstrom des eingebauten Operationsverstärkers beträgt 0.4 µA und kann nicht vernachlässigt werden, da dieser einen Offsetfehler verursacht. Dieser kann allerdings kompensiert werden, indem die Widerstände der OPV-Schaltung so dimensioniert werden, dass an den beiden Eingängen ein ähnlicher Gesamtwiderstand vorhanden ist. Der durch den Biasstrom verursachte Spannungsabfall an diesen Widerständen wird somit an beiden Eingängen gleich groß und kompensiert sich durch die Differenzbildung in der Eingangsstufe des Operationsverstärkers.

Die verwendete Beschaltung des Operationsverstärkers ist in Abbildung 4 gezeigt [2].

Die Ausgangsspannung V_{LOG} des Verstärkers kann als Stromausgang I_{LOG} mit einem internen 5 kΩ Widerstand aufgefasst werden. Laut Datenblatt des AD8304 [2] gilt folgender grundlegender Zusammenhang:

$$I_{LOG} = 40 \mu A/dec \cdot \log\left(\frac{I_{PHOTO}}{I_z}\right). \quad (1)$$

Durch Superposition errechnet sich V_{LOG} zu

$$V_{LOG} = 40 \mu A/dec \cdot \log\left(\frac{I_{photo}}{I_z}\right) \cdot (5 \text{ k}\Omega || R_2) + 2V \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{R_2 + 5 \text{ k}\Omega}. \quad (2)$$

Die nicht invertierende Verstärkerschaltung kann wie folgt beschrieben werden:

$$V_{OUT} = V_{LOG} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_6}\right). \quad (3)$$

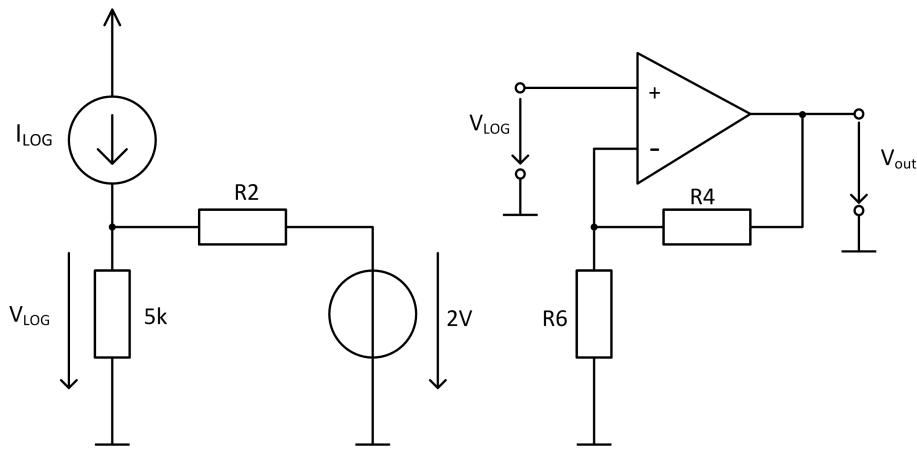


Abbildung 4: Lower Intercept

Somit ergibt sich die neue Kennlinie zu

$$V_{OUT} = \left(40 \mu A/dec \cdot \log\left(\frac{I_{photo}}{I_z}\right) \cdot (5 k\Omega || R_2) + 2 V \cdot \frac{5 k\Omega}{R_2 + 5 k\Omega} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_6} \right). \quad (4)$$

Die allgemeine Form der logarithmischen Kennlinie lautet

$$V_{OUT} = Slope \cdot \log\left(\frac{I_{photo}}{I_z}\right) \quad (5)$$

Mit $Slope = 200 mV/dec$ und $I_z = 100 pA$ ergibt sich die Kennlinie aus Abbildung 3.

Nun lässt sich aus dem Vergleich von (5) mit (4) und der Definition des Intercepts ein neuer Intercept und eine neue Slope berechnen:

$$\overline{Slope} = 40 \mu A/dec \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_6} \right) \cdot \frac{5 k\Omega \cdot R_2}{5 k\Omega + R_2} \quad (6a)$$

$$\overline{I_z} = I_z \cdot 10^{\frac{-2 V}{40 \mu A/dec \cdot R_2}} \quad (6b)$$

Folgende Widerstände wurden ausgewählt:

$$\begin{aligned} R_2 &= 24.9 k\Omega, \\ R_4 &= 11.5 k\Omega, \\ R_6 &= 15.4 k\Omega. \end{aligned}$$

Somit errechnen sich Intercept und Slope für diesen Messbereich zu:

$$\overline{I_z} = 0.9817 pA \text{ und } \overline{Slope} = 290.9 mV/dec.$$

Die neue Kennlinie für den kleinen Messbereich ist in Abbildung 5 dargestellt.

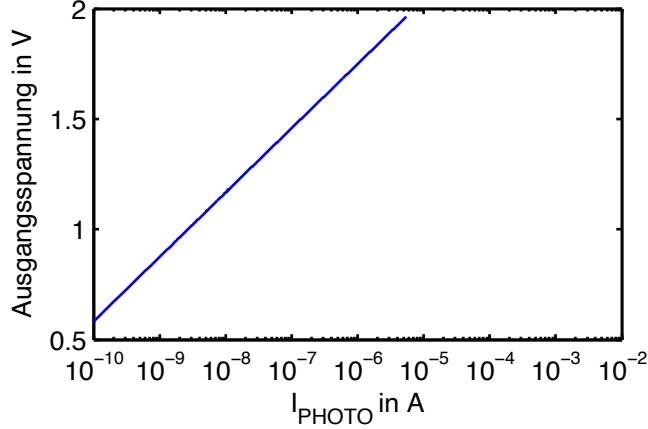


Abbildung 5: Berechnete Kennlinie, kleiner Messbereich

Auf ähnliche Weise wird ein zweiter Messbereich konstruiert, der den oberen Teil der Kennlinie abdecken soll und für Eingangsströme von $1 \mu A \dots 10 mA$ gedacht ist. Die dafür benötigte Schaltung ist in Abbildung 6 dargestellt [2]. Für die Dimensionierung dieses Messbereichs wurde auch das vorher erwähnte Tool eingesetzt und somit die benötigten Widerstandswerte bestimmt. Die Kompensation der Biasströme wurde genauso durchgeführt.

Durch Superposition der unabhängigen Quellen ergibt sich V_{OUT} zu

$$V_{OUT} = 40 \mu A/dec \cdot \log\left(\frac{I_{photo}}{I_z}\right) \cdot 5 k\Omega \cdot \frac{R_4 + R_3||R_5}{R_3||R_5} - 2 V \cdot \frac{R_4}{R_3}. \quad (7)$$

Die neue Kennlinie lässt sich ebenfalls durch die Angabe von Slope und Intercept beschreiben:

$$\overline{Slope} = 40 \mu A/dec \cdot 5 k\Omega \cdot \frac{R_4 + R_3||R_5}{R_3||R_5} \quad (8a)$$

$$\overline{I_z} = I_z \cdot 10^{\frac{2 V \cdot R_4}{\overline{Slope} \cdot R_3}} \quad (8b)$$

Für diesen Messbereich wurden folgende Widerstände ausgewählt:

$$R_3 = 12.4 k\Omega,$$

$$R_5 = 20.0 k\Omega,$$

$$R_4 = 11.5 k\Omega, \text{ bleibt für beide Messbereiche gleich.}$$

Somit errechnen sich Intercept und Slope für den großen Messbereich zu:

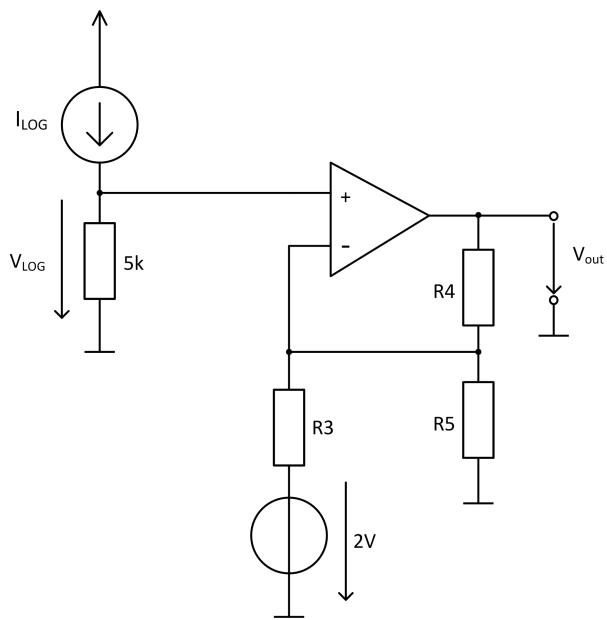


Abbildung 6: Raise Intercept

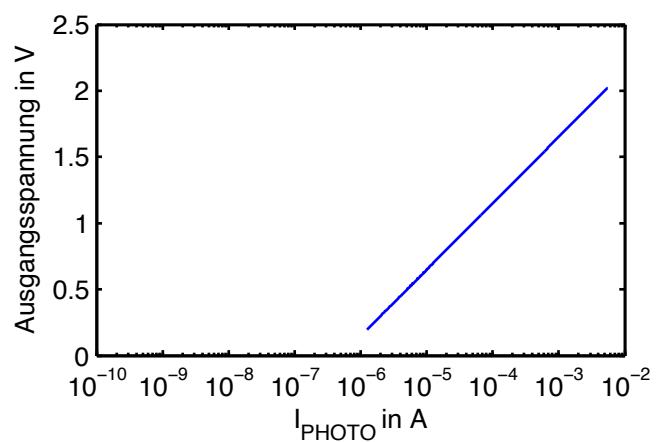


Abbildung 7: Berechnete Kennlinie, großer Messbereich

$$\overline{I_z} = 508.1 \text{ nA} \text{ und } \overline{\text{Slope}} = 500.5 \text{ mV/dec.}$$

Die neue Kennlinie für den großen Messbereich ist in Abbildung 7 dargestellt.

2.3.3 Messbereichsumschaltung

Wie im vorigen Abschnitt festgestellt, wird je nach Messbereiche eine andere Be- schaltung des Operationsverstärkers benötigt. Es wurde bei der Festlegung der Mess- bereich bereits darauf geachtet, dass der Widerstand R_4 der Einfachheit halber für beide Messbereiche gleich bleibt. Eine Umschaltung ist mittels Analogschaltern möglich, da die Schaltung aufgrund des geringen Leckstroms ($I_{LEAKAGE} = \pm 20 \text{ nA}$) und des geringen Widerstandes ($R_{ON} = 1.1 \Omega$) [11] nicht stark beeinflusst wird.

Die gesamte Beschaltung des AD8304 inklusive der Analogschalter für die Mess- bereichsumschaltung ist in Abbildung 18 im Anhang ersichtlich.

2.3.4 Guard Ring

Der Guard-Ring schützt den Eingang des Verstärkers vor parasitären Leckströmen, da bei kleinen optischen Leistungen sehr kleine Ströme aus der Photodiode in den Verstärker fließen.

Aus dem Datenblatt der Leiterplatte [6] kann entnommen werden, dass ohne Verschmutzung der typische Oberflächenwiderstand der Leiterplatte $2 \cdot 10^{13} \Omega$ beträgt. Der parasitäre Strom lässt sich somit bei 1 V Spannung zu 50 fA abschätzen. Dies ist bei dieser Anwendung zu vernachlässigen, jedoch kann bei Verschmutzung durch Flussmittelrückstände oder Fingerabdrücke der Oberflächenwiderstand drastisch reduziert werden, sodass der parasitäre Strom in die Größenordnung der zu messenden Eingangsströme gerät.

Durch den geschlossenen Guard Ring wird der Bereich um die Anode der Photo- diode und dem Verstärkereingang auf dem identen Potential wie der Verstärkereingang gehalten. Somit kann an der Oberfläche der Leiterplatte idealerweise keine Spannungs differenz mehr auftreten und daher trotz Verschmutzung innerhalb des Schutzzringes kein parasitärer Strom in den Verstärkereingang fließen.

2.3.5 Adaptive Bias-Voltage

Wie bereits erwähnt ist der Dunkelstrom der Photodiode stark von dessen Biasspannung abhängig und wird bei kleineren Spannungen geringer. Um die Genauigkeit bei der Messung von kleinen Strömen durch den Dunkelstrom nicht zu verschlechtern, bietet der Verstärker die Möglichkeit an, die Biasspannung U_{BIAS} veränderbar zu gestalten. Dadurch kann die Biasspannung in folgendem Bereich variieren: [2]

$$U_{BIAS} = 0.1 \text{ V} \quad \text{bei } I_{PHOTO} = 100 \text{ pA} \text{ bis zu}$$

$$U_{BIAS} = 2 \text{ V} \quad \text{bei } I_{PHOTO} = 10 \text{ mA.}$$

Durch diese Funktion des für Photodioden optimierten Verstärkers kann auch bei kleinen optischen Leistungen der Dunkelstrom der Photodiode gering gehalten werden.

2.3.6 Genauigkeit und Auflösung des Verstärkers

Nicht nur der Dunkelstrom der Photodiode limitiert die erreichbare Genauigkeit der Messung, sondern auch maßgeblich die Ungenauigkeit des Verstärkers durch Fertigungstoleranzen. In diesem Abschnitt soll auf die verschiedenen spezifizierten Fehler des logarithmischen Verstärkers eingegangen werden und deren Kompensationsmöglichkeiten überlegt werden.

Die *Slope* der Kennlinie weicht bei $25^{\circ}C$ Temperatur von ihrem typischen Wert $Slope = 200 \text{ mV/dec} \pm 2\%$ ab. Durch eine Kalibrierung könnte dieser Fehler zwar kompensiert werden, doch die Temperaturabhängigkeit bleibt trotzdem vorhanden und wirkt sich letzten Endes als Messfehler aus.

Der Intercept beträgt typischer Weise $I_z = 100 \text{ pA}$ und weicht laut Datenblatt des Herstellers innerhalb einer Serie $\pm 40\%$ von diesem Wert ab. Diese große Abweichung macht sich aufgrund der logarithmischen Form der Kennlinie vor allem bei kleinen Werten bemerkbar, ist aber durch eine Kalibrierung per Software kompensierbar.

Die Nichtkonformität zur idealen logarithmischen Kennlinie muss zur Kenntnis genommen werden und könnte nur durch eine aufwendige Kalibrierung korrigiert werden.

Die Eingangsströme (Biasströme) des Operationsverstärkers könnten zwar ignoriert und durch eine Kalibrierung korrigiert werden, allerdings würden Drifterscheinungen durch Alterung o.Ä. wieder einen Messfehler verursachen. Deshalb bietet sich an, die Widerstände so zu dimensionieren, dass die durch die Biasströme an den Widerständen abfallenden Spannungen an beiden Eingängen gleich groß sind und sich durch den differenziellen Eingang der Fehler aufhebt.

Für diese Anwendung kann eine Bandbreite von ca. 10 Hz angenommen werden. Das Rauschen am OPV Ausgang beträgt laut Hersteller $\approx 1 \text{ bis } 20 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$. Daraus errechnet sich die effektive Rauschspannung bei der angenommenen Bandbreite zu $\approx 30 \dots 60 \mu\text{Veff}$. Dieses Rauschen beschränkt erheblich die Auflösung der Schaltung und muss bei der Auswahl der Auflösung des nachgeschalteten Analog-Digital Konverters berücksichtigt werden.

2.4 Analog-Digital-Konverter

Der verwendete Analog-Digital Konverter MCP3421 von Microchip ist ein Delta-Sigma Konverter mit differentiellen Eingängen, dessen Auflösung per Software zwischen 12 und 18 Bit verstellt werden kann. Er verfügt über eine eingebaute 2.048 V

Referenzspannung mit einer Genauigkeit von $\pm 0.05\%$ und $15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ Temperaturdrift. Die Kommunikation mit dem Mikrocontroller erfolgt über das serielle I²C Protokoll. Am Eingang des Analog/Digital Konverters befindet sich ein Anti-Aliasing Filter, dessen Grenzfrequenz an die Sampling-Frequenz angepasst ist. Dieses soll Frequenzkomponenten, die größer als die halbe Samplingfrequenz sind, unterdrücken, damit sich diese nicht bei der Abtastung dem Nutzband überlagern können [8].

Aufgrund einer Abschätzung der effektiven Rauschspannung am Ausgang des Verstärkers wurde eine Auflösung von 15 Bit für diese Anwendung als passend empfunden, da sich die LSB Größe somit im Bereich der Rauschspannung befindet. Durch den differentiellen Eingang geht ein Bit Auflösung verloren, da nur positive Spannungen gemessen werden. Bei eingestellten 16 Bit ergeben sich somit $62.5 \mu\text{V}$ Auflösung.

Zusätzlich ist vor dem ADC Eingang ein Stützkondensator vorgesehen, der den Verstärker von dem pulsierenden Eingangsstrom des ADC's entlasten soll. Da aber eine rein kapazitive Last am Ausgang einer OPV-Verstärkerschaltung die Phasenreserve dieser verringert und somit die Stabilität beeinflusst, muss zwischen Verstärkerausgang und Stützkondensator ein Entkopplungswiderstand eingebaut werden. Der Widerstandswert kann nicht beliebig groß gewählt werden, da der entstehende Spannungsabfall (durch Leckströme und Umladevorgänge der internen Kondensatoren) eine zu große Verfälschung der Ausgangsspannung verursachen würde.

2.5 Spannungsversorgung

Die Spannungsversorgung soll sowohl über die USB Schnittstelle, als auch über eine eingebaute Batterie möglich sein. Bei langen Messungen erweist sich eine externe Spannungsversorgung als nützlich, doch soll das Gerät auch automatisch über die Batterie versorgt werden, falls der angeschlossene Computer unerwartet in den Standby-Modus wechselt oder kein Computer in der Nähe zur Verfügung steht. Vorgesehen sind 4 AA-Zellen (6 V).

Die Schaltung benötigt zwei Versorgungsspannungen:

- 5 V für den logarithmischen Verstärker und den USB-Wandler
- 3.3 V für den ADC, den Mikrocontroller und das Display.

5 V werden entweder direkt vom USB-Bus zur Verfügung gestellt oder über einen Low-Drop-Spannungsregler von der Batteriespannung erzeugt. Die sonst noch benötigten 3.3 V werden anschließend aus den vorhandenen 5 V ebenfalls über einen Low-Drop-Spannungsregler erzeugt. Die wesentlichen Bestandteile der Spannungsversorgung der Schaltung sind in Abbildung 8 dargestellt, der 3.3 V LDO wurde der Übersichtlichkeit halber nicht mehr eingezeichnet.

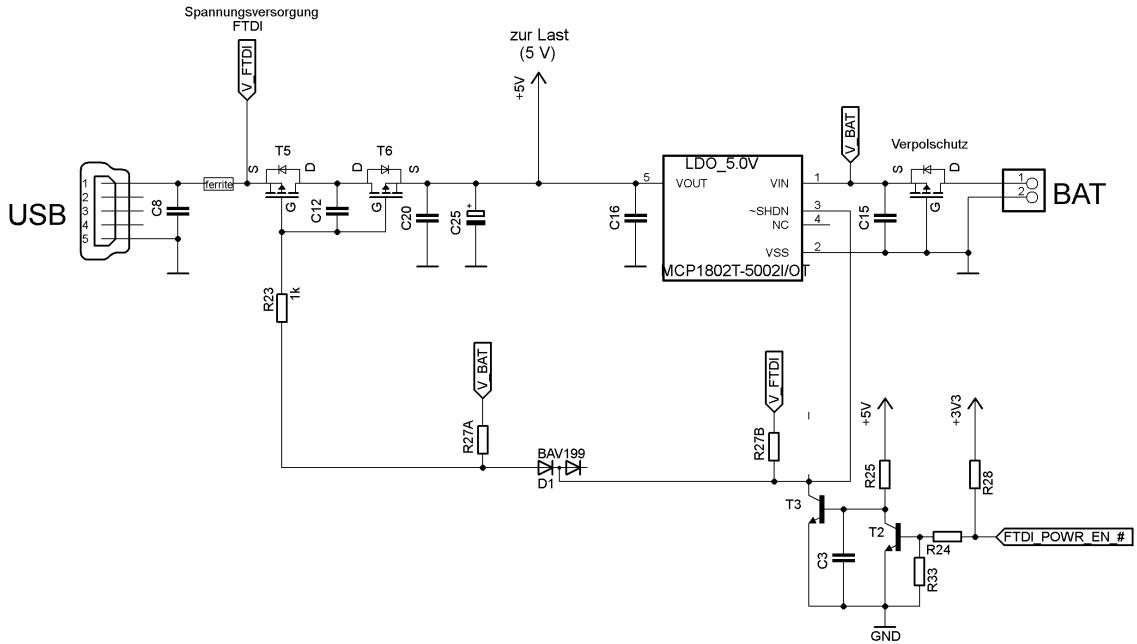


Abbildung 8: Wesentliche Bestandteile der Spannungsversorgung

Die USB-Spezifikation besagt [3]:

- die USB-Versorgungsspannung beträgt nominell 5 V, kann aber zwischen 4 V und 5.25 V schwanken
- der maximale Strom darf im normalen Betriebsmodus 100 mA nicht überschreiten
- im Suspend Mode darf das Gerät maximal 500 μ A verbrauchen

Um diese Spezifikationen einhalten zu können, muss die gesamte Last im Suspend Mode des Computers abgeschaltet bzw. von der Batterie weiter versorgt werden können. Die low-aktive Steuerleitung FTDI_PWR_EN steuert die p-mos Transistoren (T5 und T6 im Schaltplan) und den Shutdown Eingang des Spannungsreglers. Durch die Transistorschaltung (T3, T4) wird im Wesentlichen der Logikpegel der FTDI Steuerleitung von 3.3 V auf 5 V angehoben.

Für die ersten Überlegungen soll der Transistor T6 vorerst noch nicht berücksichtigt werden. Solange die Gate-Source Spannung von T5, $U_{GS,T5} = -5$ V beträgt, leitet der pmos-Transistor T5 und die Schaltung kann mit Strom aus dem USB-Bus versorgt werden. Wird diese Steuerleitung allerdings nicht mehr vom FTDI auf Ground Potential heruntergezogen, gilt $|U_{GS,T5}| < U_{th}$ und T5 sperrt.

So kann zwar verhindert werden, dass Strom ungewollt aus dem USB-Bus entzogen wird, allerdings muss aufgrund der doppelten Spannungsversorgung beachtet werden, dass der 5 V-LDO nun eingeschaltet ist und die Last versorgt. Dies könnte aber den ungewollten Nebeneffekt haben, dass über die parasitäre Source-Drain Diode des pmos-Transistors T5, je nach internem Aufbau des USB-Ports, Strom aus

der Schaltung in den USB-Port zurückfließt. Dies gilt es zu verhindern.

Eine einfache Möglichkeit, um dieses Problem zu umgehen, wäre es, eine zusätzliche Diode in den Pfad der Spannungsversorgung einzubauen. Nachteilig ist aber der zusätzliche Spannungsabfall durch die Flussspannung, wodurch die Versorgungsspannung der Verstärkers womöglich nicht mehr ausreichend groß ist, um eine einwandfrei Funktion zu garantieren.

Einen Ausweg bietet die Verwendung eines zweiten pmos-Transistors, T6, der die Schaltung im Bedarfsfall (bis auf die Spannungsversorgung des FTDIs) vollständig von der +5 V USB-Bus Leitung trennt. T6 muss so eingebaut werden, dass seine parasitäre Source-Drain Diode in entgegengesetzter Richtung als die parasitäre Diode von T5 gepolt ist. Dadurch wird, wenn beide Transistoren sperren, ein Stromfluss in beide Richtungen verhindert. Wird nun das Gate von T6 auch mit der Steuerleitung verbunden, sperrt T6, wenn die Steuerleitung high ist. Genau dies ist auch erwünscht, wenn die Spannungsversorgung vom USB-Port getrennt werden soll. Nun bleibt noch der Fall übrig, wenn der FTDI seine Steuerleitung auf low zieht und eine Spannung am USB-Bus anliegt: $|U_{GS,T5}| > U_{th}$, somit leitet T5 und wenn eine Batterie angeschlossen ist wegen $|U_{GS,T6}| > U_{th}$, auch T6. Wenn allerdings keine Batterie angeschlossen ist und das Gerät nur über den USB-Bus versorgt werden soll, schaltet T6 aufgrund seiner parasitären Source-Drain Diode trotzdem durch, da $|U_{GS,T6}| \approx U_{USB} - U_f$ gilt und somit die Gate-Source Spannung von T6, $U_{GS,T6}$, größer als die Schwellspannung ist. Sobald T6 durchgeschaltet hat, fällt auf der Source-Drain Strecke nur noch eine niedrige, durch den Kanalwiderstand bedingte Spannung ab.

Die hier angewendete und beschriebene Schaltung wird als „back-to-back connection“ zweier Transistoren bezeichnet [7].

Als Transistor wurde der IRML6402 pmos-Transistor mit einem besonders geringem Kanalwiderstand (ca. 0.05Ω bei $|U_{GS}| = 5 V$) ausgewählt. Die maximale Gate-Source-Spannung von $\pm 12 V$ wird bei dieser Anwendung nicht erreicht [5].

2.6 Mikrocontroller, Display, Tasten

Die Software läuft auf einem Atmel ATxmega32A4 8-Bit Mikrocontroller mit 32 kB Flash, 4 kB RAM und 1 kB EEPROM Speicher. Die benützte Versorgungsspannung beträgt 3.3 V.

Die Genauigkeit des internen 2 MHz Oszillators beträgt $\pm 1.5\%$ und ist somit für die Verwendung der UART Schnittstelle ausreichend. Da keine hohe Rechenleistung notwendig ist, wird der interne 2 MHz Oszillator als Taktquelle für den Mikrocontroller verwendet. Die Programmierung erfolgt über die von Atmel vorgesehene PDI Schnittstelle.

Das Display hat zwei Zeilen mit je 16 Zeichen und wird über einen acht Bit breiten Datenbus und drei Steuerleitungen angesprochen. Um keinen Pegelwandler

zwischen Mikrocontroller und Display zu benötigen, wurde ein Display mit 3.3 V Versorgungsspannung ausgewählt. Die Hintergrundbeleuchtung ist per Software ein- und ausschaltbar, um bei sensiblen Messungen keine Störungen durch Hintergrundlicht hervorzurufen.

Die Tasten haben jeweils einen einpoligen Schließkontakt. Bei der Dimensionierung der Vorwiderstände musste darauf geachtet werden, dass ein Mindeststrom von 0.5 mA im geschlossenen Zustand durch die Schalter fließt, damit die spezifizierten Charakteristiken eingehalten werden können [9]. Der Einfachheit halber erfolgt die Entprellung der Tasten per Software.

Das im Rahmen dieser Arbeit gebaute Gerät ist Abbildung 9 ersichtlich. Für den Gehäuseeinbau ist es vorgesehen, das Display über der Hauptleiterplatte zu befestigen.



Abbildung 9: Das im Rahmen dieser Arbeit gebaute Powermeter

3 Software

Das für diese Anwendung entwickelte Programm ist in C geschrieben, basiert teilweise auf Interrupts und teilweise auf Polling und verwendet sowohl von Atmel bereitgestellte wie auch selbst geschriebene Bibliotheken.

3.1 Programmablauf

Die Software besteht im Wesentlichen aus vier Aufgaben:

- ADC Ergebnis auslesen und die aktuelle optische Leistung berechnen
- Tasten auf Eingabe prüfen und die Menünavigation vornehmen
- Die Displayanzeige aktualisieren
- Den Puffer der seriellen Schnittstelle auf eine Eingabe überprüfen

Um diese Unterprogramme geordnet in regelmäßigen Abständen aufrufen zu können, läuft im Hintergrund ein Timer, der einen Zeitstempel jede Millisekunde erhöht. Bei jedem Unterprogrammaufruf wird zu Beginn der Zeitstempel abgespeichert. In einer Dauerschleife wird aus der Differenz vom aktuellen Zeitstempel und dem Zeitstempel des letzten Aufrufes des jeweiligen Unterprogrammes festgestellt, ob ein gewisser Programmteil wieder aufgerufen werden muss oder nicht. Es muss lediglich der Zeitstempel Interrupt gesteuert inkrementiert werden.

Folgendes Timing wurde implementiert:

ADC:	alle 100 ms
Tasten:	alle 250 ms
Display:	alle 250 ms
serielle Schnittstelle:	alle 250 ms

3.2 Menüführung

Das Menü besteht aus State-Machines, deren Zustandsübergänge mit den Navigationstasten gesteuert werden können. Die äußere State Machine hat drei Zustände: „Measure“, „Settings“, „Calibration“ und ruft je nach Zustand die zu dem Menüpunkt gehörende Sub-State-Machine auf. Eine grafische Darstellung der Menüführung und der möglichen Zustandsübergänge ist in Abbildung 10 ersichtlich.

3.3 Interface mit PC

Da in der Messtechnik oft eine Fernsteuerung der Geräte erwünscht ist, wurde eine einfache Kommunikationsmöglichkeit mit einem PC implementiert. Die Funktionsfähigkeit bleibt dieselbe wie bei der Steuerung über die Tasten. In Abbildung 11

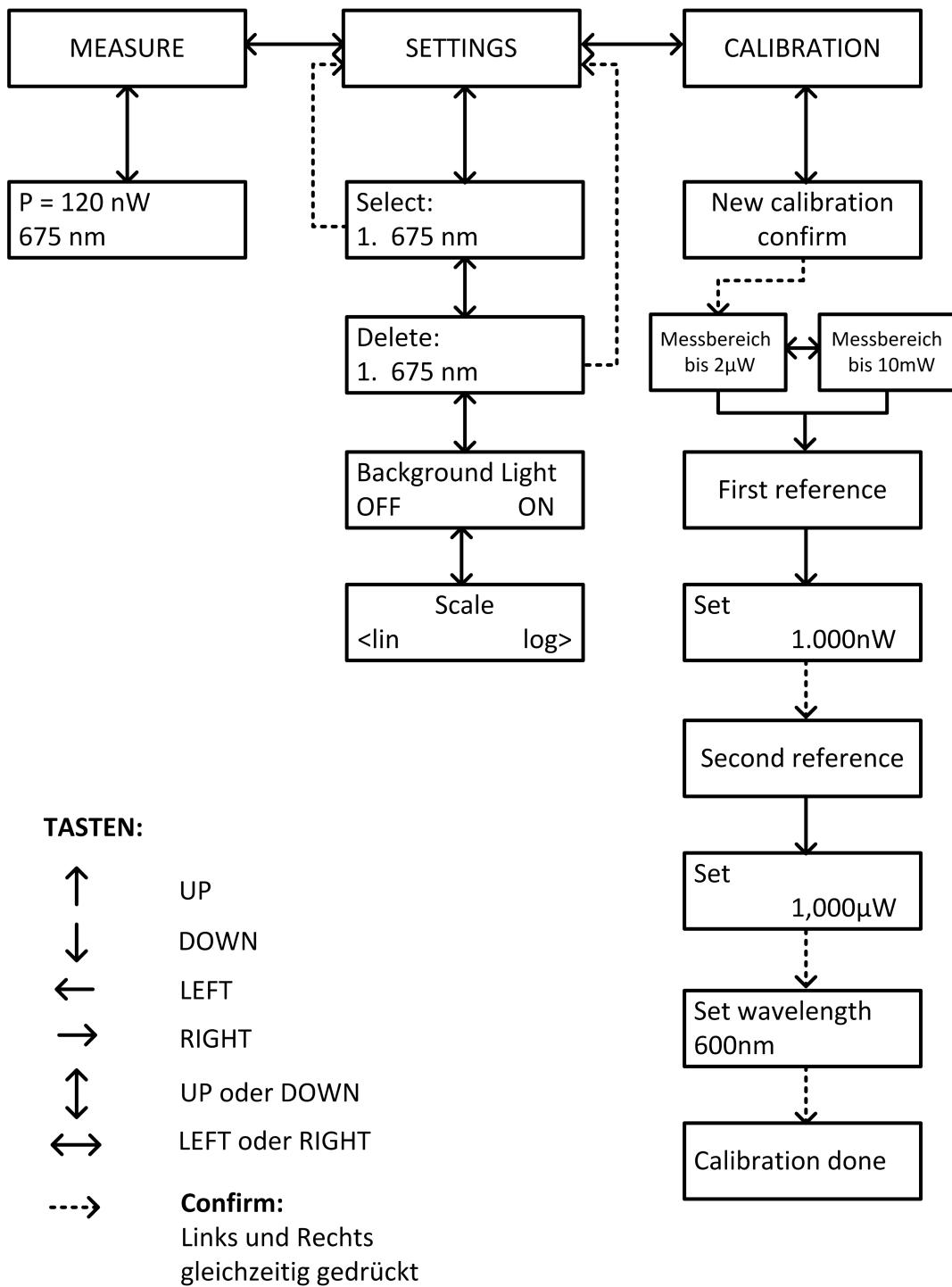


Abbildung 10: Übersicht Menüführung

sind die Steuerbefehle ersichtlich. Es muss nur beachtet werden, dass nach Absenden einer Zeile vom Mikrocontroller an die Konsole ein CR+LF gesendet wird.

```
-----  
Inline Powermeter - commands:  
m      measure optical power  
s      set wavelength  
d      delete a calibration  
c      calibrate  
help   show commands  
-----
```

Abbildung 11: Befehle für die Fernsteuerung über einen Computer

3.4 Kalibrierung

Ziel der Kalibrierung ist es, möglichst alle in den vorigen Kapiteln erwähnten systematischen Messfehler zu korrigieren. Für diese Anwendung eignet sich eine 2-Punkt Kalibrierung, um Offset und Steigung der Kennlinie zu korrigieren. Linearitätsfehler bzw. Abweichungen von der logarithmischen Konformität der Kennlinie können allerdings bei einer 2-Punkt Kalibrierung nicht verbessert werden. Für eine kompliziertere Kalibrierung müsste ein passendes Refrenz-Powermeter verwendet und mehr Kalibrierpunkte aufgenommen werden.

Zusätzlich soll es möglich sein, das entwickelte Gerät bei verschiedenen Wellenlängen einzusetzen. Wie in Abbildung 2 gezeigt, verändert sich die Empfindlichkeit der Photodiode bei unterschiedlichen Wellenlängen. Die gezeigt Responsivity Kurve ist allerdings nur der typische Verlauf und für eine Kalibrierung zu ungenau. Des weiteren muss auch beachtet werden, dass das Teilverhältnis des Splitters, aufgrund seiner Bauart, überraschend stark von der Wellenlänge abhängig ist. So verändert der selbe vermessene Splitter sein Teilverhältnis von 48:52 bei $\lambda = 675 \text{ nm}$ zu 30:70 bei $\lambda = 410 \text{ nm}$.

Der für die Kalibrierung verwendete Messaufbau ist in Abbildung 12 dargestellt. Das Referenzmessgerät wird als ideal angenommen.

Nun zur Kalibrierung: Damit der Mikrocontroller die kalibrierte Kennlinie berechnen kann, benötigt dieser die Kenntnis zweier Punkte auf der Kennlinie. Um diese Punkte zu definieren, wird zuerst die gewünschte optische Leistung an den Eingang des Inline-Powermeters eingespeist und anschließend, per Softwarebefehl, das dazugehörige ADC Ergebnis gespeichert. Anschließend muss der zu diesem Punkt dazugehörige Referenzwert über die Tasten oder die serielle Schnittstelle eingegeben werden. Auf die gleiche Art und Weise wird danach der zweite Punkt festgelegt.

Aus der Kenntnis dieser beiden Referenzpunkte können Slope und Intercept berechnet werden.

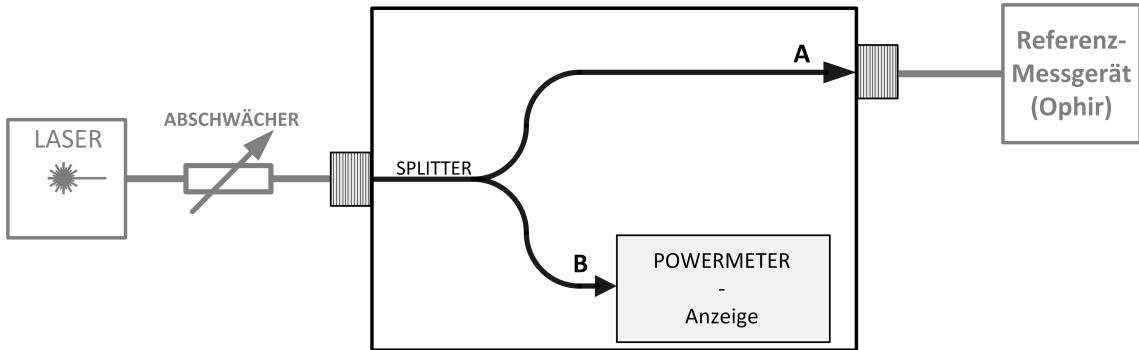


Abbildung 12: Schaltungsaufbau für die Kalibrierung

Folgende Abkürzungen wurden in den nachfolgenden Formeln verwendet:
 $C_1, C_2 \dots$ stellen die Ergebnisse (Codes) der Analog-Digital Konversion dar
 $P_{ref,1}, P_{ref,2} \dots$ sind die gemessenen Referenzleistungen.

$$Slope = \frac{C_2 - C_1}{\log\left(\frac{P_{ref,2}}{P_{ref,1}}\right)} \quad (9a)$$

$$Intercept = P_{ref,1} \cdot 10^{-\frac{C_1}{Slope}} \quad (9b)$$

Diese Formeln lassen sich mit Hilfe von geometrischen Überlegungen erklären. Wie zum Beispiel in Abbildung 5 erkennbar, stellt die Kennlinie im semilogarithmischen Maßstab (d.h. die optische Leistung ist logarithmisch auf der Achse aufgetragen) eine Gerade dar, die durch Steigung (*Slope*) und Offset (Intercept) charakterisiert werden kann.

In Formel 9a wird daher als Erstes die Steigung berechnet. Die Berechnung des Leistungs-Intercepts P_z gestaltet sich etwas komplizierter, da vor allem auf die Unterscheidung von linearen Werten (Leistungen in Watt) und Angaben in Dekaden, wegen des logarithmischen Maßstabes, geachtet werden muss.

Wenn die Referenzleistung P_{ref} eines Punktes bekannt ist, kann über die folgende Geradengleichung auf den entsprechenden ADC Code geschlossen werden:

$$\log(P_{ref}) = \frac{C}{Slope} + \log(P_z) \quad (10)$$

Wenn Gleichung 10 nun auf I_z umgeformt wird, ergibt sich die Formel für den Intercept, wenn die Slope und ein Punkt auf der Kurve bereits bekannt sind. Aus Genauigkeitsgründen ist es vorteilhaft, den kleineren Referenzpunkt als Ausgangspunkt vorzuziehen, da sich Ungenauigkeiten der Slope-Berechnung dadurch weniger stark auf den zu berechnende Intercept auswirken.

Es müssen daher bei jeder gewünschten Wellenlänge beide Messbereiche separat kalibriert werden. Solange sichergestellt wird, dass die optische Eingangsleistung die Grenzen der Messbereichsumschaltung nicht über- oder unterschreitet, kann auch nur ein Messbereich verwendet werden.

Eine abgeschlossene Kalibrierung von einem Messbereich bei einer gewissen Wellenlänge wird im nichtflüchtigen Speicher für den späteren Gebrauch abgelegt. Vorhandene Einträge derselben Wellenlänge und desselben Messbereichs werden bei einer neuen Kalibrierung überschrieben. Es können maximal 10 Kalibrierungen bei verschiedenen Wellenlängen für beide Messbereiche gespeichert werden. Beim Neustart des Gerätes wird die letzte verwendete Kalibrierung geladen.

3.5 Verwendete Zahlenformate

Für diese Anwendung kommen zwei Zahlenformate in die engere Auswahl: die approximative Darstellung mittels Fließkommazahlen (`float`) oder eine Fix-Komma-Darstellung (`unsigned int`).

Ein `Float` besteht aus einer Mantisse (23 Bit) und einem Exponenten (8 Bit). Die Mantissengröße bestimmt die Anzahl an gespeicherten, signifikanten Dezimalstellen (bei `float` sind es 6 Stellen). Außerdem können bei diesem Zahlenformat Probleme bei der gleichzeitigen Verarbeitung von Zahlen unterschiedlicher Größenordnung auftreten, da vor der Durchführung einer Operation beide Operanden so verändert werden müssen, dass sie den gleichen Exponenten aufweisen. Dies bedeutet aber, dass der kleinere Operand an Genauigkeit verlieren kann. Deshalb ist es vorteilhaft, soweit möglich, Operationen mit Zahlen gleicher Größenordnung zuerst durchzuführen.

Die Berechnung des Intercepts, der Slope und im Betrieb auch der optischen Leistung erfolgt, aufgrund der bereits vorhandenen Bibliotheken (Funktionen `pow()`, `log10()`...), mittels Fließkommazahlen.

Als Alternative dazu steht die Fix-Komma-Darstellung zur Verfügung. Die Zahlen werden mit einem fixen Offset gespeichert, was einerseits Vorteile für die Darstellung am Display mit sich bringt und andererseits sich die Zahlen mit weniger Rechenaufwand interpretieren lassen.

Die optische Leistung wird nach der Berechnung in eine Fix-Komma-Zahl konvertiert. Als Datentyp wurde ein vorzeichenloser *integer* ausgewählt. Aufgrund der mit 32 Bit darstellbaren Zahl 4294967296 und des gefordereten Dynamikbereiches von 8 Dekaden, wurde ein Offset von 10^{12} gewählt.

4 Messungen

Der nächste Teil dieser Arbeit widmet sich den durchgeführten Messungen und deren Ergebnissen. Ziel ist es, die Funktionalität des gebauten Gerätes zu testen und die Grenzen der Genauigkeit kennen zu lernen. Zu Beginn wird der Messaufbau erklärt, anschließend die aufgenommene Kennlinie besprochen und zuletzt, anhand von durchgeführten Fehlermessungen, näher auf die erreichte Genauigkeit eingegangen.

4.1 Messaufbau

Der für diese Messung verwendete Messaufbau ist in Abbildung 12 dargestellt. Die Laserquelle liefert Licht einer bestimmten Wellenlänge, dessen Leistung durch einen verstellbaren Abschwächer verringert werden kann. Am Ausgang wird ein Referenzmessgerät angeschlossen, um das Messergebnis und die Kalibrierung überprüfen zu können.

4.1.1 Laserquelle

Die Laserquelle erzeugt ein nahezu monochromatisches Licht einer bestimmten Wellenlänge. Ihre Ausgangsleistung ist temperaturabhängig, weshalb eine temperaturstabilisierte Quelle für diese Messungen von Vorteil ist. Die maximale Leistung kann nicht beliebig groß werden, da es bei größeren Leistungen immer schwieriger wird, den Laserstrahl in die Faser einzukoppeln und solch starke Laser im Handel nur schwer erhältlich und teuer sind.

Sind in einem Glasfasersystem mehrere Moden der Welle ausbreitungsfähig, wird dieses System ein Multi Mode System genannt. Multi Mode Systeme haben den Nachteil, dass sich das Modenmuster unerwartet, z.B. durch leichte Bewegung der Faser, verändern kann, wodurch das Messergebnis verändert wird. Single Mode Systeme weisen diesen Nachteil zwar nicht auf, haben aber im Wellenlängenbereich von sichtbarem Licht einen schlechteren Wirkungsgrad, sind eher unüblich und daher auch deutlich teurer.

Die maximale Ausgangsleistung der für diese Arbeit verwendeten Laserquellen beträgt ca. 1 mW , die verwendeten Wellenlängen 675 nm (Multi Mode), 410 nm (Multi Mode) und 635 nm (Single Mode).

4.1.2 Abschwächer

Abschwächer werden verwendet, um die Ausgangsleistung der Laserquelle verstellbar zu gestalten. Es wurden zwei Typen von mechanisch verstellbaren Abschwächern verwendet: ein neutral-density für das Multi Mode System und ein Spalt-Abschwächer für das Single Mode System. Auch Abschwächer sind für eine bestimmte Wellenlänge

gebaut und weisen oft eine große Dämpfung auf, wenn sie bei abweichenden Wellenlängen betrieben werden. Aus diesem Grund konnte mit den zur Verfügung stehenden Abschwächern der oberer Dynamikbereich nicht sehr ausführlich vermessen werden.

4.1.3 Splitter

Ein Splitter wird benötigt, um das von der Glasfaser einfallende Licht auf zwei Pfade aufzuteilen. Für diese Anwendung ist es sinnvoll einen 90:10 Splitter zu verwenden, sodass 90% der einfallenden optischen Leistung an den Ausgang weitergeleitet wird und 10% für die Messung abgezweigt werden.

Auch Splitter sind für bestimmte Wellenlängen charakterisiert und weisen, wie bereits vorher hingewiesen, unterschiedliche Teilverhältnisse bei abweichenden Wellenlängen auf. Zusätzlich kann sich die Einfügedämpfung mit der Wellenlänge verändern.

Für die Messungen wurden 50:50 Splitter verwendet, da zu diesem Zeitpunkt nur diese frei verfügbar waren. Der Multi Mode Splitter wurde anfangs vermessen, um das Teilverhältnis bei verschiedenen Wellenlängen festzustellen (48:52 bei $\lambda = 675 \text{ nm}$ und 30:70 bei $\lambda = 410 \text{ nm}$). Der Single Mode Splitter vom Typ FC632-500B-FC der Firma Thorlabs, der für $632 \text{ nm} \pm 15 \text{ nm}$ ausgelegt ist, wurde bereits werksseitig nach der Herstellung vermessen. Die Dämpfung des Single Mode Splitters beträgt 0.7 dB und das Teilverhältnis ist 50:50.

4.1.4 Leistungsmessgerät

Als Leistungsmessgerät würde das Gerät Nova von Ophir mit dem dazugehörenden Messkopf PD300-UV verwendet. Der Messkopf weist eine sehr große Photodiode ($10 \times 10 \text{ mm}$) auf, um die optische Leistung möglichst großflächig detektieren zu können und somit unanfälliger auf Moden oder auf aufgeweitete Strahlen zu sein.

Da verschiedene Messköpfe mit dem Gerät verbunden werden können, muss die jeweilige, nach der Produktion vom Hersteller durchgeführte Kalibrierung des Messkopfes im Kopf selbst gespeichert werden, um anschließend vom Messgerät berücksichtigt werden zu können.

Der maximale Fehler des verwendeten Messkopfes für Wellenlängen zwischen 360 nm und 400 nm wird vom Hersteller als $\pm 3\%$ spezifiziert [10]. Messungen des Institutes zeigen aber, dass die Linearität wesentlich besser als die $\pm 3\%$ ist.

Für alle Messungen in dieser Arbeit dient das Nova als Referenzmessgerät. Desse Messcharakteristik wird der Einfachheit halber als ideal angenommen. Bei der Interpretation der Ergebnisse muss allerdings bedacht werden, dass auch die Referenzmessung fehlerbehaftet ist.

4.2 Kennlinie

Die aufgenommene Kennlinie zeigt die Ausgangsspannung des Verstärkers als Funktion der in die Photodiode einfallende optische Leistung. Sie wurde bei $\lambda = 675 \text{ nm}$ Wellenlänge aufgenommen. Die Eingangsleistung wurde mit Hilfe des Abschwächers verändert und die jeweilige Ausgangsspannung vom ADC digitalisiert und auf einem Computer abgespeichert. Es musste außerdem das Teilverhältnis des Splitters berücksichtigt werden, um die Leistung an der Photodiode, und nicht die Referenzleistung, als Eingangsgröße zu erhalten.

Abbildung 13 stellt die aufgenommene Kennlinie dar:

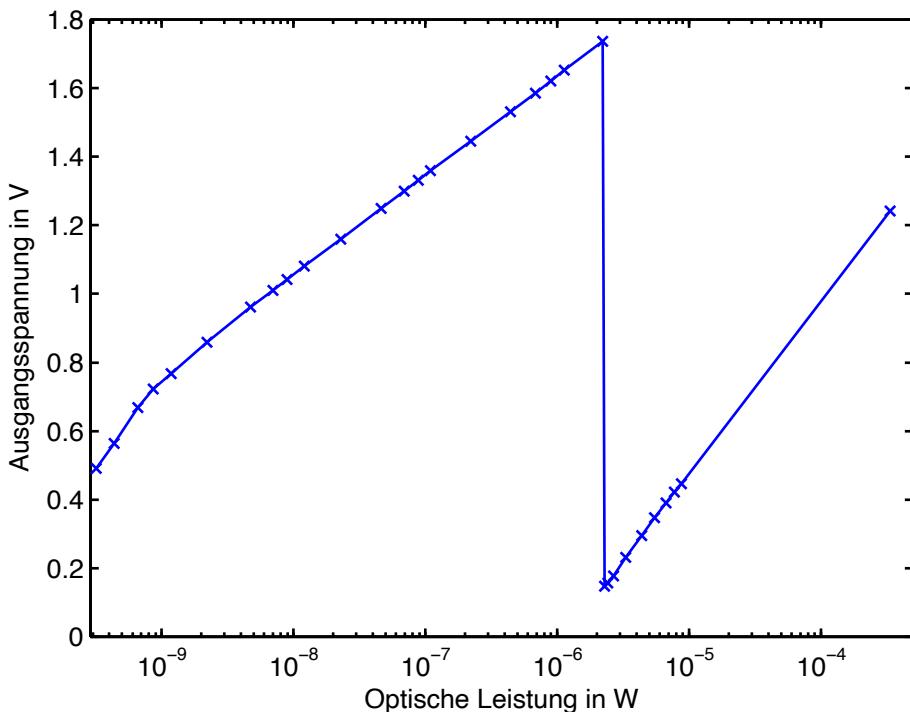


Abbildung 13: Eingestellte Kennlinie mit Messbereichen

Es sind die beiden Messbereiche und deren Umschaltung bei $2 \mu\text{W}$ Eingangsleistung erkennbar. Die beiden Messbereiche weisen jeweils einen anderen Intercept und eine andere Slope auf.

Aufgrund der beschränkten Ausgangsleistung der Laserquelle konnte die Kennlinie nur bis ca. 1 mW aufgenommen werden, wobei die Messung des größten Punktes bereits ohne Abschwächer durchgeführt wurde.

Wenn die Kennlinie des großen Messbereichs bis zu den geforderten 10 mW Eingangsleistung verlängert gedacht wird, kann der ganze Eingangsspannungshub des nachgeschalteten Analog-Digital Konverters ausgenutzt werden. Allerdings sind

bei solch großen Leistungen unter Umständen nichtlineare Effekte in der Photodiode zu erwarten, welche die Kennlinie unter Umständen verbiegen könnten.

Aus der gemessenen Kennlinie können folgende charakteristische Kenngrößen entnommen werden:

$$\begin{aligned} \text{kleiner Messbereich: } & \text{Leistungs-Intercept } P_z \approx 2 \cdot 10^{-12} \text{ W } \quad \text{Slope} \approx 300 \text{ mV/dec} \\ \text{großer Messbereich: } & \text{Leistungs-Intercept } P_z \approx 2 \cdot 10^{-6} \text{ W } \quad \text{Slope} \approx 500 \text{ mV/dec} \end{aligned}$$

Berücksichtigt man die Responsivity der Photodiode, die bei $\lambda = 675 \text{ nm}$ ca. $0,50 \text{ A/W}$ beträgt, kann aus den gemessenen Leistungs-Intercepts der Kalibrierungskennlinie auf die Strom-Intercepts, wie in der theoretischen Berechnung verwendet, zurückgerechnet werden.

kleiner Messbereich: $I_z = 1 \text{ pA}$ statt theoretisch 0.98 pA

großer Messbereich: $I_z = 0.5 \mu\text{A}$ statt theoretisch $0.508 \mu\text{A}$

Somit passen die gemessenen Werte gut mit der Theorie zusammen.

Damit die Messbereichsumschaltung klar definiert und zuverlässig funktioniert, wurde eine Hysterese in die Kennlinie eingebaut. Eine vergrößerte Darstellung der Messbereichsumschaltung befindet sich in Abbildung 14. So soll verhindert werden, dass bei jeder kleinsten Schwankung einer Eingangsgröße, die in der Nähe des Umschaltpunktes liegt, der Messbereich umgeschaltet werden muss und das System ungewollt zu schwingen beginnt.

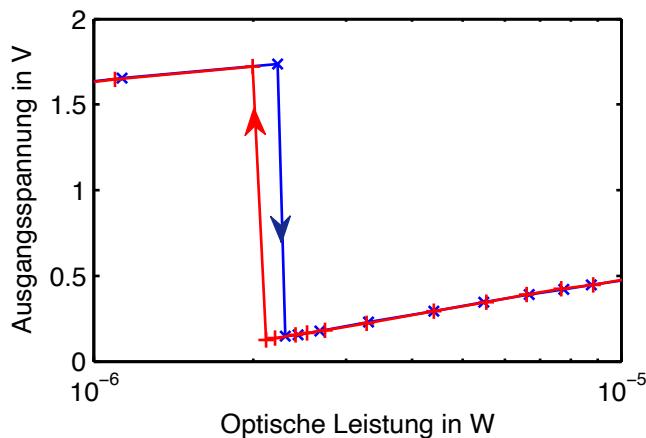


Abbildung 14: Hysterese der Messbereichsumschaltung

4.3 Fehlermessung 675 nm Multimode

Die erste Fehlermessung wurde mit einem 675 nm Multi Mode Laser durchgeführt. Der Splitter weist ein Teilverhältnis von 48:52 auf. In Abbildung 15 ist der relative Fehler als Funktion der ideal angenommenen Referenzleistung dargestellt.

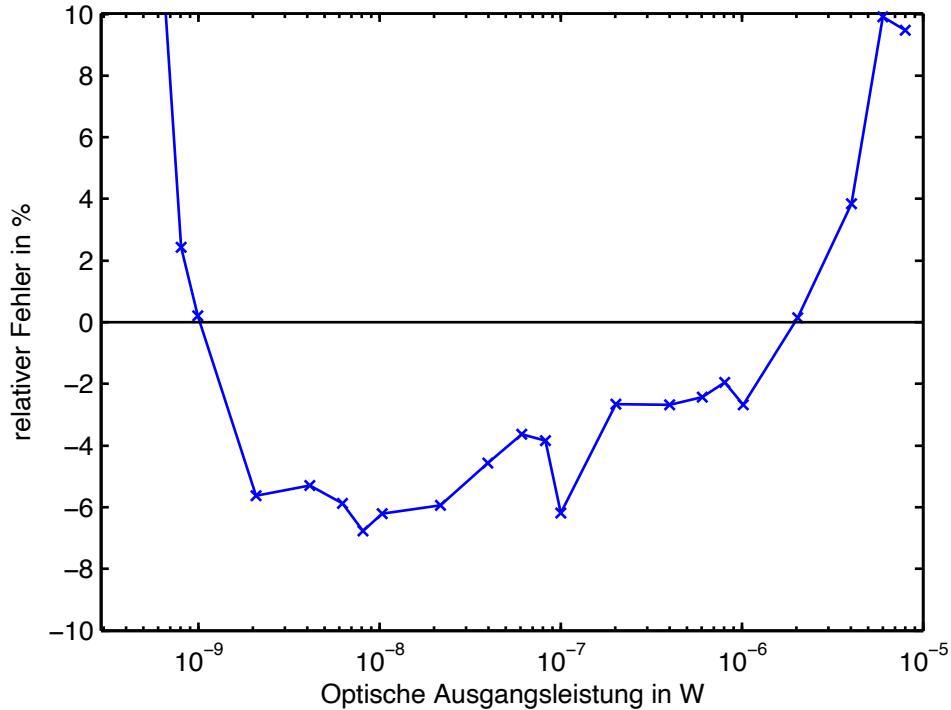


Abbildung 15: Fehlermessung 675 nm Multi Mode

Es kann festgehalten werden, dass im Bereich zwischen 800 pW und $2 \mu\text{W}$ der Fehler kleiner als $\pm 7\%$ ist. Die parabolisch verlaufende Form der Fehlerkurve ähnelt sehr der Form der Fehlerkurve des logarithmischen Verstärkers.

Anschließend wurde bei gleichem Versuchsaufbau die Kalibrierung verändert, um zu testen, inwiefern die Genauigkeit in der Näheren Umgebung eines Arbeitspunktes verbessert werden kann, wenn die Kalibrierung nicht drei Dekaden sondern nur eine Dekade weit auseinander liegt. Das Messergebnis ist in Abbildung 16 dargestellt.

Der Messbereich wurde zwar stark eingeschränkt, allerdings kann der Fehler auf $\pm 3\%$ in dem gewünschten Bereich reduziert werden. Dies ist zu erwarten, da die Approximation mit einer Geraden auf einem kleineren Stück der Kennlinie besser passt.

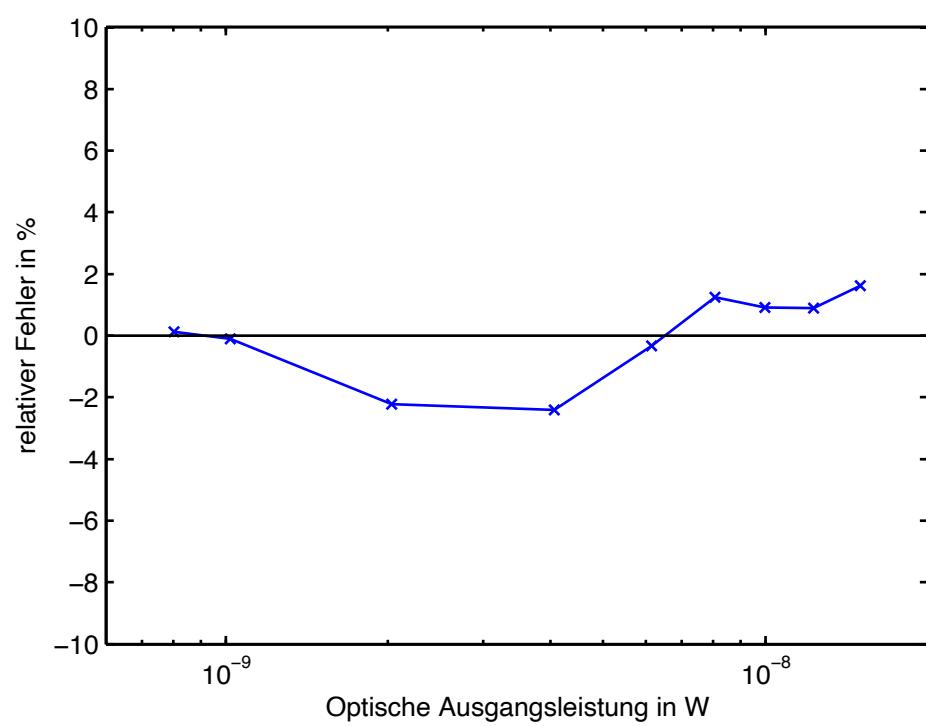


Abbildung 16: Fehlermessung 675 nm Multi Mode in einem Arbeitspunkt

4.4 Fehlermessung 635 nm Single Mode

Die dritte Fehlermessung erfolgte mit einem Single Mode System mit 635 nm Wellenlänge. Der verwendete 50:50 Splitter und auch der Abschwächer müssen für den Single Mode Betrieb geeignet sein, da sonst der Versuchsaufbau mit einem Single Mode Laser keinen Sinn machen würde.

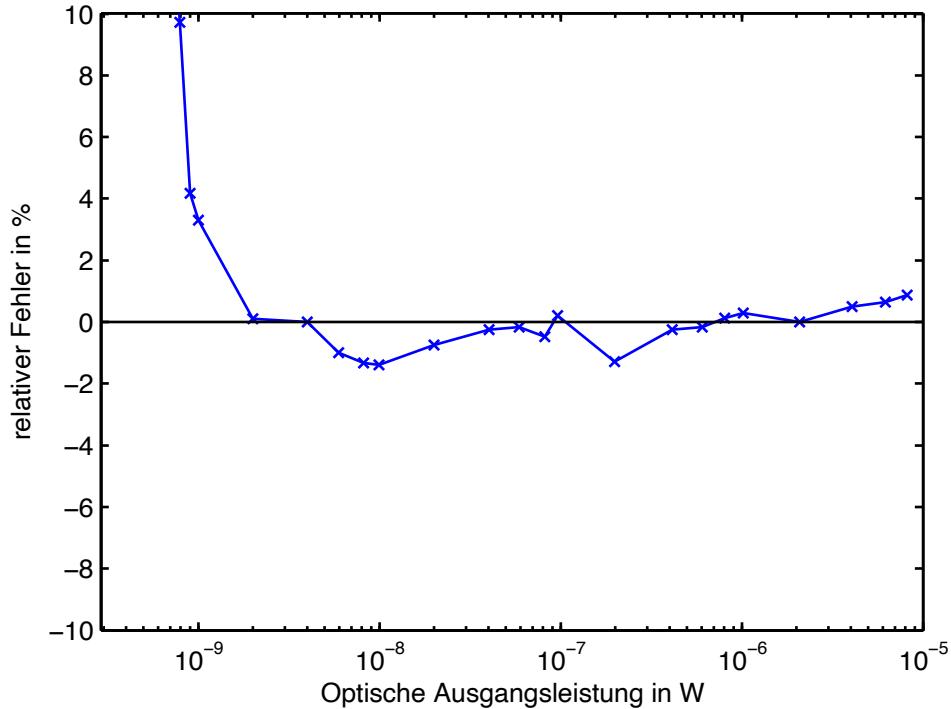


Abbildung 17: Fehler 635 nm Single Mode

Abbildung 17 zeigt die Ergebnisse. Der Fehler konnte in einem Dynamikbereich von 2 nW bis 10 μ W auf $\pm 2\%$ eingeschränkt werden. Bei Leistungen kleiner als 1 nW ähnelt die Fehlerkurve der Single Mode sehr der vorigen Multi Mode Fehlermessung.

Im Messbereich zwischen 2 nW und 10 μ W zeigt dieses Messergebnis die starke Modenabhängigkeit der in der Photodiode detektierten Leistung. Wenn sich in einem Multi Mode System eine Faser etwas bewegt oder sich ein Biegeradius verändert, entstehen sofort andere Ausbreitungsbedingungen und ein anderes Modenmuster bildet sich am Ende der Faser aus. Wenn mehrere Moden ausbreitungsfähig sind verändert sich durch konstruktive und destruktive Interferenz die optische Leistung an der Messstelle bei der Photodiode.

4.5 Zusammenfassung der erreichbaren Genauigkeit

Der getestete Dynamikbereich erstreckt sich über 6 Dekaden von 700 pW bis 1 mW , die verwendetet Wellenlängen betragen 635 nm und 675 nm .

Die Fehlermessung wurde anhand eines Referenzmessgerätes durchgeführt, dessen Messung als ideal angenommen wurde. In Wahrheit ist das Referenzergebnis mit $\pm 3\%$ Unsicherheit behaftet.

Die nachfolgende Tabelle fasst die Ergebnisse zusammen:

Muti Mode System: max $\pm 7\%$ Fehler, getesteter Bereich : $0.7 \text{ nW} \dots 2\mu\text{W}$

Single Mode System: max $\pm 2\%$ Fehler, getesteter Bereich : $2 \text{ nW} \dots 10\mu\text{W}$

5 Schlusswort

Im Rahmen dieser Bachelor-Arbeit wurde ein Messgerät entwickelt, das die optische Leistung in Glasfasern bestimmen kann. Der Vorteil dieses Gerätes besteht darin, dass es in den Versuchsaufbau fix integriert werden kann, sodass für eine Leistungsmessung während des Betriebes keine Versuchsumbaumaßnahmen mehr notwendig sind.

Das Gerät ist für sichtbares Licht ausgelegt und verfügt über zwei Messbereiche, die je nach Bedarf automatisch umgeschaltet werden.

Die Anzeige des Messergebnisses erfolgt sowohl auf dem Display wie auch auf Wunsch per serieller Schnittstelle auf einem Computer. Somit kann das Gerät ferngesteuert und die Daten einfach weiterverarbeitet werden.

Die Spannungsversorgung kann sowohl über den USB-Bus wie auch über 4-AA Batterien erfolgen. Solange ein Computer angeschlossen ist, wird dieser jedoch als bevorzugte Stromquelle verwendet, um die Batterien nicht unnötig zu entladen.

Das gebaute Gerät kann jederzeit anhand eines Referenzmessgerätes neu kalibriert werden und es können bis zu zehn Kalibrierungen für verschiedene Wellenlängen gespeichert werden. Die letzte ausgewählte Kalibrierung wird nach dem Neustart des Gerätes selbstständig geladen.

Die erreichte Genauigkeit beträgt in dem getesteten Dynamikbereich typisch $\pm 7\%$ bei Multi Mode und $\pm 2\%$ bei Single Mode Systemen.

6 Anhang

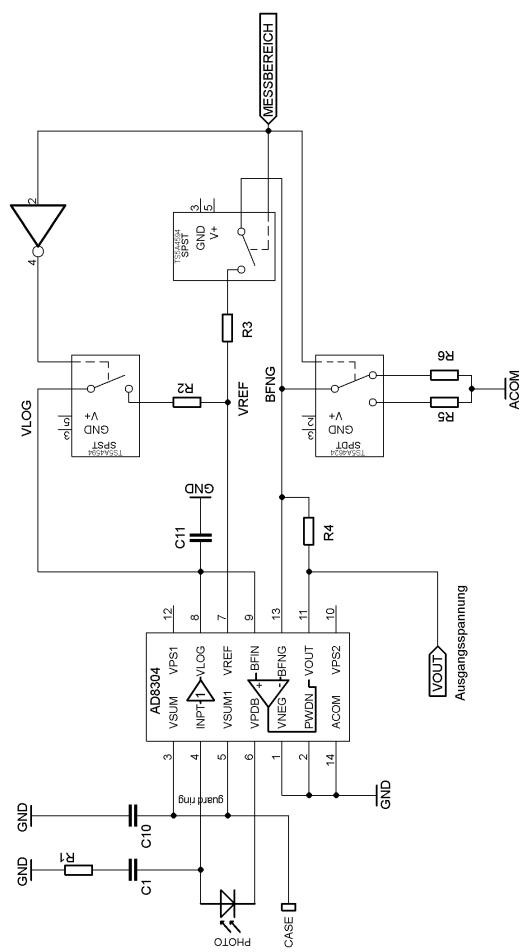


Abbildung 18: Schaltplan Beschaltung AD8304

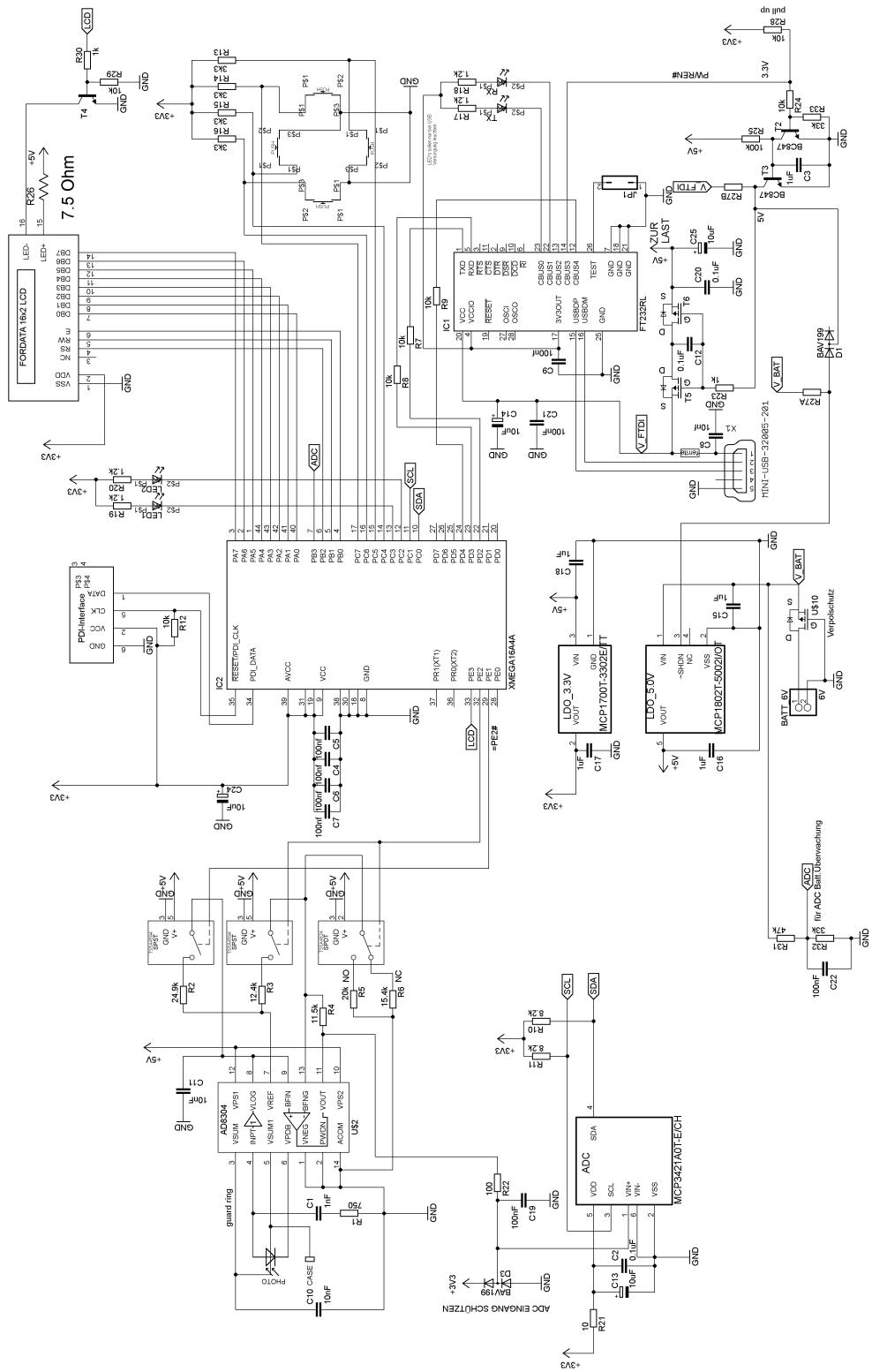


Abbildung 19: Gesamtschaltplan

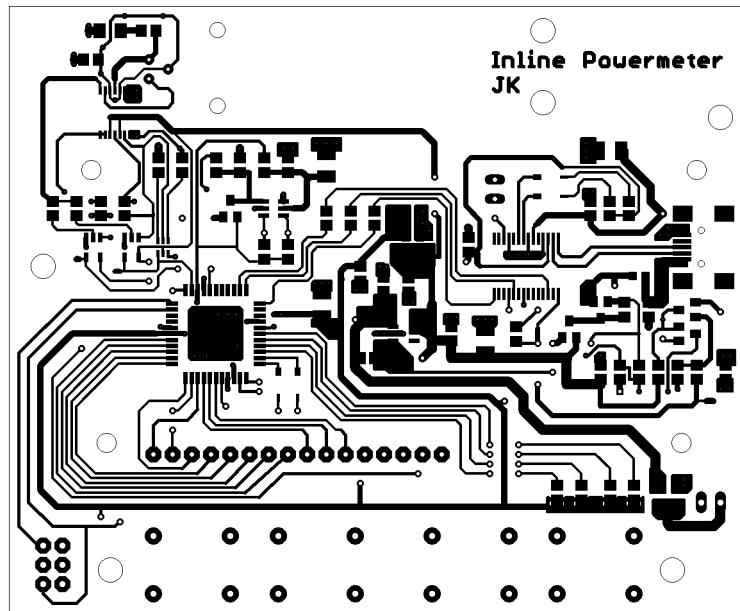


Abbildung 20: Leiterplatten Layout Oberseite

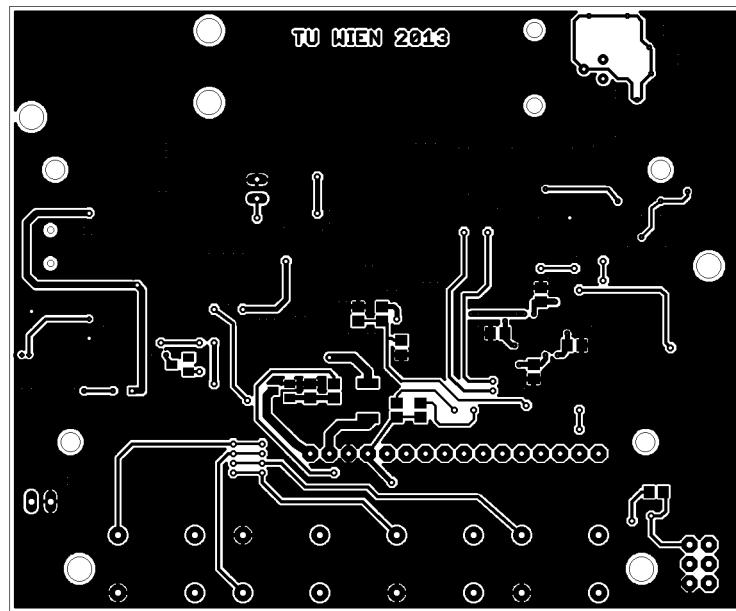


Abbildung 21: Leiterplatten Layout Unterseite

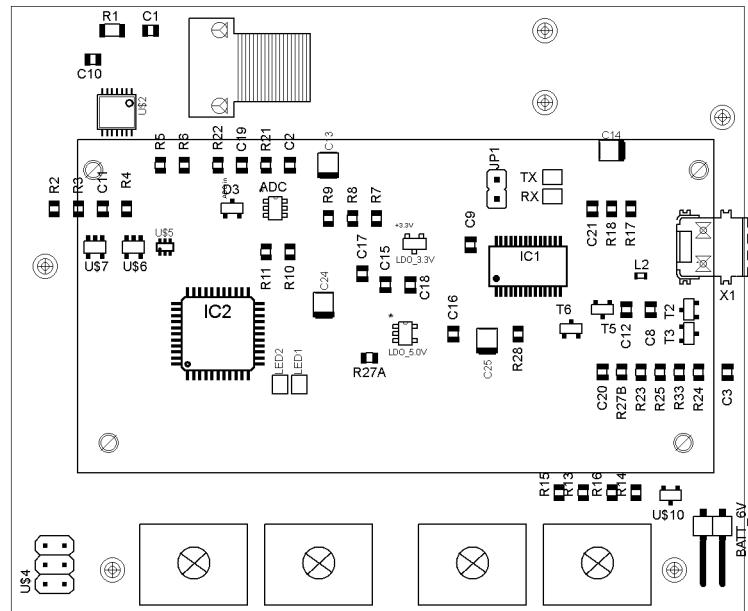


Abbildung 22: Bestückungsplan Oberseite

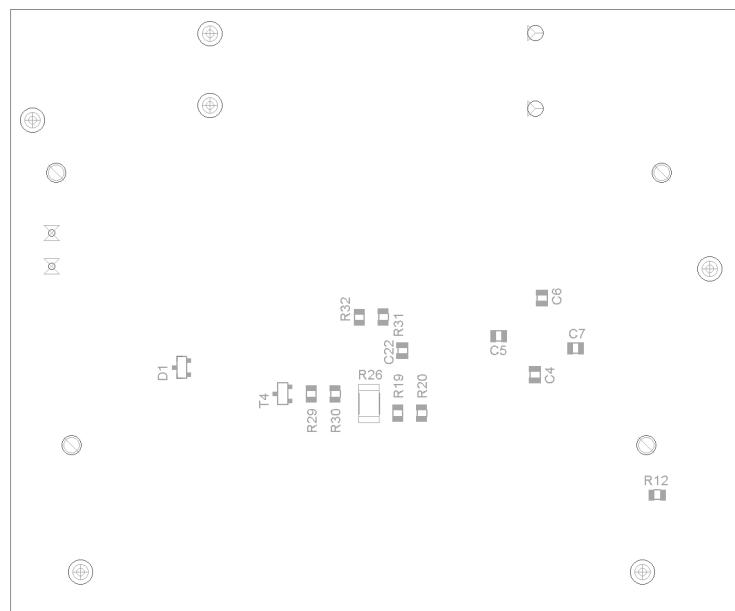


Abbildung 23: Bestückungsplan Unterseite

Literatur

- [1] Analog Devices. Interactive Design Tools: Logarithmic Amplifiers : Raising and Lowering the AD8304 Intercept and Slope. <http://designtools.analog.com/dt/logamp/ad8304.html>, 13. April. 2013.
- [2] ANALOG DEVICES. 160dB Range (100pA-10mA) Logarithmic Converter AD8304. Technical report, Analog Devices, 2002. Datasheet.
- [3] Future Technology Devices International Limited. FT232R USB UART IC. Technical report, FTDI, 2012. Datasheet v2.10.
- [4] HAMAMATSU. Si Pin photodiode S5971, S5972, S5973 series. Technical report, Hamamatsu, 2003. Datasheet.
- [5] International Rectifier. IRML6402. Technical report, IRF, 2011. Datasheet.
- [6] Leiton. Datenblatt Rev.2.3 - FR4 Leiterplatten. Technical report, Leiton, 2012. Datasheet.
- [7] Linear Technology. Micropower High Side MOSFET Drivers. Technical report, Linear Technology, 1993. Application Note AN53-1.
- [8] MICROCHIP. MCP3421 18-Bit Analog-to-Digital Converter with I2C Interface and On-Board Reference. Technical report, Microchip, 2009. Datasheet.
- [9] Multimec. 3C/3E basic switch modules. Technical report, mec, 2003. Datasheet.
- [10] OPHIR. Nova - Laser POWER/Energy Monitor. Technical report, OPHIR, 2001. User Manual.
- [11] TEXAS INSTRUMENTS. TS5A4624 - 1-W SPDT ANALOG SWITCH. Technical report, TI, 2006. Datasheet.

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt wurde. Die aus anderen Quellen oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder in ähnlicher Form in anderen Prüfungsverfahren vorgelegt.

Wien, am 15. April 2013

Julian Martin Kozák