

# Die intelligente Lampe

Jan Sebastian Götte,  
Landesschule Pforta

8. Januar 2011

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Konzept</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Biologische Grundlagen</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Technische Umsetzung</b>	<b>2</b>
3.1	LED-Ansteuerung . . . . .	3
3.1.1	Notwendigkeit der Stromregelung . . . . .	3
3.1.2	Dimmen - Techniken . . . . .	4
3.1.3	Funktionsweise der PWM . . . . .	5
3.1.4	Pulsdichtemodulation . . . . .	6
3.1.5	Generierung scheinbar linearer Helligkeitsverläufe . . . . .	6
3.1.6	Umsetzung . . . . .	8
3.2	Kommunikationsprotokoll . . . . .	10
3.3	Kompatible Steuergeräte . . . . .	10
<b>4</b>	<b>Grundlagen der Elektroenzephalographie</b>	<b>10</b>
4.1	Biologisch . . . . .	10
4.2	Elektrisch . . . . .	11
4.3	Mathematisch und Informatisch . . . . .	14
<b>5</b>	<b>Arbeitsprozess der Platinenherstellung und Ergebnisse</b>	<b>15</b>
<b>A</b>	<b>Glossar</b>	<b>15</b>
<b>B</b>	<b>Literatur, Quellen etc.</b>	<b>15</b>
<b>C</b>	<b>Updates</b>	<b>25</b>
<b>D</b>	<b>Changelog</b>	<b>25</b>

# 1 Konzept

In meinem Alltag sehe ich mich mit einem meiner Meinung unangenehmen Tagesrhythmus konfrontiert. Die von Schulseiten forcierte Zeit des Aufstehens liegt zwischen 06:00 ME(S)Z und 06:30 ME(S)Z. Angesichts der unangenehmen Erfahrung, für die mein Wecker jeden Morgen sorgt sowie der Unzulänglichkeit des Behelfs mit 1,3,7-Trimethyl-3,7-dihydro-2H-purin-2,6-dion [136], war ich auf der Suche nach alternativen Weckmöglichkeiten. Ich überlegte was wohl die am wenigsten unangenehme Möglichkeit ist, morgens aufzuwachen und kam zu dem Schluss, dass ein Wecken durch Licht, besonders durch solches, das langsam mehr wird, am ehestem dem natürlichen Tagesrhythmus entspricht, den ich so vermisse. Wenn man der Werbung glauben schenkt ([1] [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8]) ist ein solcher „Lichtwecker“ so ziemlich das gesündeste und sanfteste und produktivitätsförderndste Weckmittel auf Erden [99]. Nicht gewillt, eine fertige, teure und wahrscheinlich suboptimale sowie schwer anpassbare Lösung zu kaufen, die noch nicht einmal über einen Ethernetanschluss verfügt, machte ich mich an die Planung einer eigenen Konfiguration. Der zweite grundlegende Teil meines Konzeptes basiert auf dem Einfall, dass ein solcher Lichtwecker in der herkömmlichen Bauweise nur eine unidirektionale Kommunikation möglich macht, die nämlich, dass der Lichtwecker durch die Modulation der Lichtquelle auf den Schlafzustand des Schlafenden Einfluss nimmt. Damit der Wecker nicht nur sanft weckt, sondern sich auch intelligent an meinen Schlaf anpasst, wird der bei keiner mir bekannten kommerziell verfügbaren Lösung vorhandene Rückkanal durch eine Schlafphasendetektion gebildet. Ich entschied mich dabei für eine Detektion anhand eines Elektroenzephalogrammes anstelle der zweiten verfügbaren Möglichkeit, der Messung von Körperbewegungen, da sich der Schlaf durch das EEG wesentlich höher aufgelöst charakterisieren lässt und die Genauigkeit somit viel höher ist. Außerdem ist ein EEG etwas, was ich herausfordernd fand.

## 2 Biologische Grundlagen

Der menschliche Körper benötigt auf der circadianen Rhythmik basiert in regelmäßigen Abständen Schlaf. Die benötigte Schlafdauer ist weitgehend konstant und wenig beeinflussbar, es ist lediglich eine gewisse Synchronisation des Rhythmus mit dem natürlichen Tag-Nacht-Rhythmus festzustellen. Das Schlafbedürfnis ist vom Hormonhaushalt abhängig [137], der wiederum seinerseits vom Tageslicht beeinflusst wird. Die maximale spektrale Empfindlichkeit dieser biologischen Mechanismen liegt im blauen Wellenlängenbereich. [130, 131, 142, 143]

## 3 Technische Umsetzung

Zum sanften Wecken mit Licht ist die wichtigste Voraussetzung eine regelbare Lichtquelle. Da das System durch eine Schlafphasenerkennung gesteuert werden soll, muss die Regelschaltung eine digitale Schnittstelle bieten. Die Leuchtstärke sollte möglichst groß sein, um zum einen mit realem Tageslicht konkurrieren zu können und zum anderen nach Möglichkeit auch als herkömmliche Lampe arbeiten zu können. Das verwendete Leuchtmittel sollte eine dem Tageslicht möglichst ähnliche Farbtemperatur haben, bevorzugt jedoch ein Maximum im blauen Spektralbereich zur möglichst großen Übereinstimmung mit der natürlichen Empfindlichkeit des menschlichen Körpers.

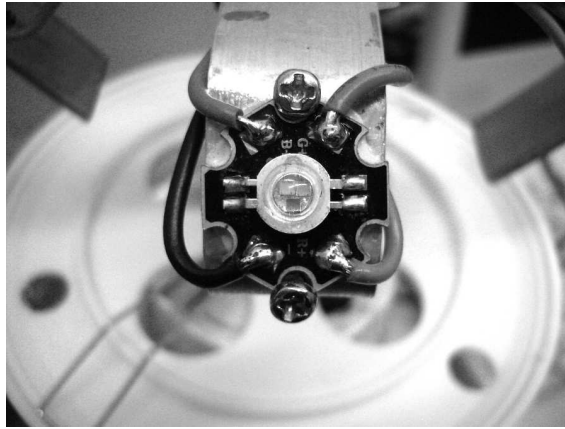


Abbildung 1: Eine der RGB-LEDs, auf einen Kühlkörper montiert.

Bei der Wahl des Leuchtmittels gibt drei grobe Kategorien: Glühlampen, Leuchtstofflampen und LEDs (Leuchtdioden). Glühlampen sind aufgrund ihrer geringen Effizienz und komplizierter werdenden Verfügbarkeit sowie des eher im rötlichen liegenden Spektrums unattraktiv. Leuchtstofflampen – also Leuchtstoffröhren sowie verschiedene „Energiesparlampen“ sind in einem weiten Bereich von Farbtemperaturen zu bekommen und recht effizient, jedoch sind nicht alle Typen dimmbar, die Ansteuerung von nicht als Energiesparlampen ausgeführten Leuchtmitteln mit externer Startelektronik ist kompliziert und es muss mit Netzspannung gearbeitet werden.

Ich entschied mich für LEDs als Leuchtmittel, da diese mit Kleinspannungen arbeiten, nach Belieben dimmbar sind und letztlich im abgestrahlten Farbspektrum bei Verwendung von RGB-LEDs – technisch gesehen drei separate LEDs für rot, grün und blau – nach der additiven Farbmischung [145] sogar im Betrieb vollständig einstellbar.

## 3.1 LED-Ansteuerung

### 3.1.1 Notwendigkeit der Stromregelung

Die Strom-Spannungs-Kennlinie (Abbildung 3.1.1) einer Light Emmiting Diode, Leuchtdiode (LED) zeigt recht deutlich, dass es nicht möglich ist, diese ohne externe Regelung an einer Spannungsquelle – wie den meisten handelsüblichen Netzteilen – zu betreiben. Eine direkt an eine niederohmige Spannungsquelle angeschlossene LED würde sofort von einem extrem hohem Strom durchflossen werden, durch den bei gegebener Flussspannung  $\Delta U$  der LED nach  $P = U \cdot I$  eine große Leistung an der LED anfallen würde, die die LED erhitzen und letztlich innerhalb eines Sekundenbruchteils thermisch zerstören würde, da auch die Sperrschicht einer Hochleistungs-LED nicht über  $150^\circ\text{C}$  erhitzt werden darf [115, 116].

Die zwei gängigsten Methoden der Stromregelung sind Vorwiderstände und Konstantstromquellen. Vorwiderstände werden nach  $R = \frac{U}{I}$  bemessen, wobei  $I$  der gewünschte Strom an der LED ist und sich  $U$  als Differenz der Betriebsspannung  $V_{CC}$  und der Flussspannung der LED:

$$150R = \frac{V_{CC} - \Delta U_{LED}}{I_{LED}} \quad (1)$$

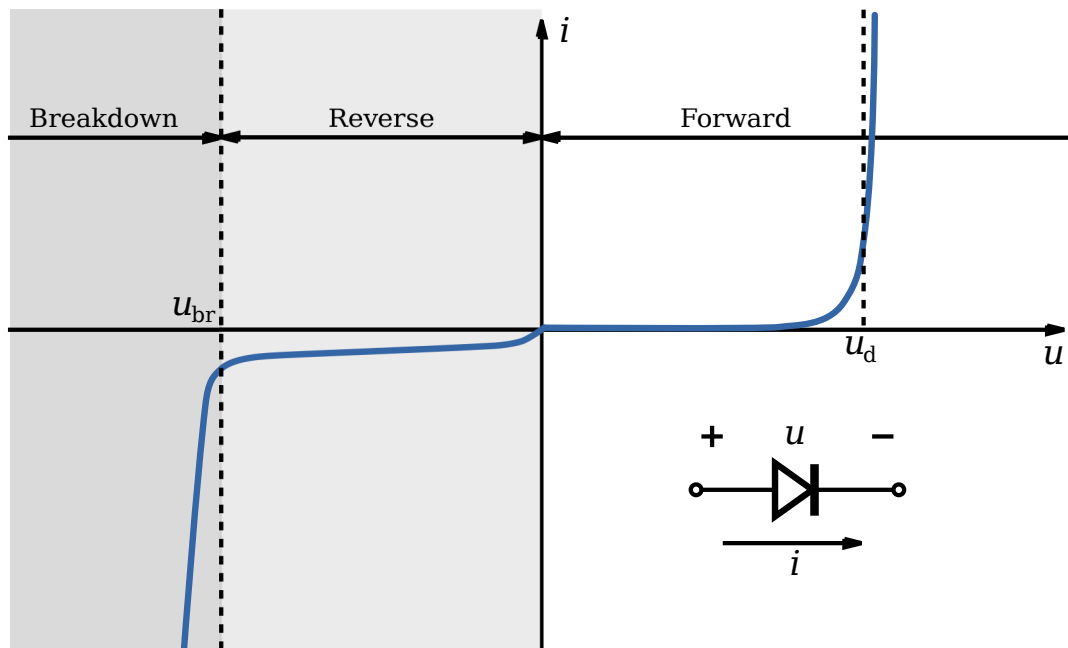


Abbildung 2: Die Strom-Spannungs-Kennlinie einer LED

Die überschüssige Leistung fällt am Vorwiderstand ab, weshalb sich diese Ansteuerung nicht für hohe Spannungsdifferenzen oder hohe Ströme eignet.

$$P_{R_v,tot} = (V_{CC} - \Delta U_{LED}) \cdot I_{LED} \quad (2)$$

Beim Betrieb einer weißen 2,1W-Hochleistungs-LED mit einer Flussspannung von 3,0V bei 700mA an einer Spannungsquelle von  $V_{CC} = 24V$  mit Vorwiderstand fielen an diesem knapp 15W Verlustleistung an. Weitere Nachteile der Verwendung von Vorwiderständen sind, dass Hochleistungswiderstände zum einen relativ teuer sind und zum anderen üblicherweise mit Toleranzen zwischen 5 und 10% gefertigt werden. Eine solche Toleranz stört bei der Ansteuerung einer einzelnen LED nicht weiter, sollen jedoch mehrere LEDs als Array betrieben werden, merkt man selbst Helligkeitsunterschiede von 1% bereits.

Alternativ und bei der Ansteuerung von Hochleistungs-LEDs weiter verbreitet ist die Konstantstromquelle. Eine Konstantstromquelle besteht aus einem Strom-Spannungs-Wandler, einem Stromregler, einer Referenz und einem Fehlerverstärker. Unabhängig von Last und Betriebsspannung sowie Innenwiderstand der Spannungsquelle stellt sich durch die Konstantstromquelle dem Namen gemäß ein sehr konstanter, von der Genauigkeit des Strom-Spannungs-Wandlers (meist ein spezieller, niederohmiger Messwiderstand – Shunt genannt) abhängiger Strom ein. Im Gegensatz zum Vorwiderstand lässt sich die Konstantstromquelle relativ einfach mit einem Trimpotentiometer kalibrieren.

### 3.1.2 Dimmen - Techniken

Das Dimmen bezeichnet die Einstellung der Helligkeit der Lampe. LEDs lassen sich gut dimmen, indem man den Strom reguliert. Man kann den Strom prinzipiell analog oder digital steuern.

Eine analoge Regelung besteht aus einer Modifikation der Stromquelle, im Falle der Konstantstromquelle kann dies durch ein analoges oder digitales Potentiometer<sup>1</sup> oder das Inkorporieren eines einem DAC entnommenen analogen Signals im Fehlerverstärker.

Beide Techniken sind relativ Störanfällig (da analoge Signale wesentlich aufmerksamerem Schaltungsdesigns bedürfen) und haben das Problem, dass DACs und besonders digitale Potentiometer relativ teuer sind.

Digital lässt sich eine Helligkeitsregelung durch so genannte Pulsweitenmodulation (PWM) oder Pulsdichtemodulation (PDM) erreichen. Ich werde zunächst auf die PWM eingehen, da ihr Konzept meiner Meinung nach einfacher zu verstehen ist, um dann auf die Pulsdichtemodulation einzugehen.

### 3.1.3 Funktionsweise der PWM

Pulsweitenmodulation beschreibt eine Gruppe von Verfahren, bei denen die an einer Last anliegende Leistung eingestellt wird, indem die Last, die bei konstanter Stromzufuhr eine als konstant anzunehmende Leistung zeigt, mit hoher Frequenz ein- und ausgeschaltet wird. Im Konkreten Fall wird die LED mit einer Frequenz von einigen hundert Hertz angesteuert. Sie wird am Anfang jeder Periode der Dauer  $T$  ausgeschaltet und nach einer bestimmten Zeit  $t_E$  wieder eingeschaltet. Über die Periode gemittelt beträgt die Leistung der LED  $P_{LED}$  bei gegebener Vollast-Leistung  $P_V$  gemittelt  $P_{LED} = \frac{t_E}{T} \cdot P_V$ . Durch die hohe Schaltfrequenz ist das die Leistung, die die LED für ein menschliches Auge scheinbar abstrahlt.

Eine PWM kann überall dort zur Leistungsregelung verwendet werden, wo zwischen dem Ausgangssignal der PWM-Steuerung und dem letztendlich durch den Aktor beeinflussten System ein Tiefpass mit einer hinreichend unterhalb der PWM-Frequenz  $f_{PWM}$  liegenden Grenzfrequenz ist — wie im Falle der LED das Auge, das zwischen der rein technisch gesehen „flackern“ LED und der weiteren Signalverarbeitung im Gehirn als Tiefpass mit einer Grenzfrequenz im Bereich 20 - 30 Hz liegt.

Die Technische Umsetzung der Pulsweitenmodulation mit einem digitalen Eingangssignal sieht meist wie in gezeigt aus: Ein Zähler zählt von 0 zu seinem Maximum, das der Auflösung der PWM entspricht, im Falle eines digitalen Systems üblicherweise  $2^n$ , wobei  $n$  die Anzahl der Bits des PWM-Steuersignals ist. Der Wert des Zählers wird durch einen digitalen Komparator kontinuierlich mit dem eingestellten Wert verglichen, und bei einem „Match“, also in dem Fall, dass Zählerstand und eingestellter Leistungswert übereinstimmen, wird ein ausgangsseitiges Flipflop getriggert. Beim Überlauf des Zählers wird dieses Flipflop wieder zurückgesetzt.

Die oben beschriebene PWM-Technik ist nur eine mehrere möglicher Varianten. Da es eine große Anzahl derselben gibt und deren Theorie sehr komplex ist und diese Arbeit keine Abhandlung über Pulsweitenmodulationen sein soll, seien dem geneigten Leser die im Literaturverzeichnis aufgezählten Quellen wärmstens empfohlen [14–16].

---

<sup>1</sup>So genannte digitale Potentiometer verhalten sich genau genommen nicht wie Potentiometer. Technisch sind sie Digital-Analog-Umsetzer (DACs), die einen digitalen Wert in einen Widerstand umwandeln.

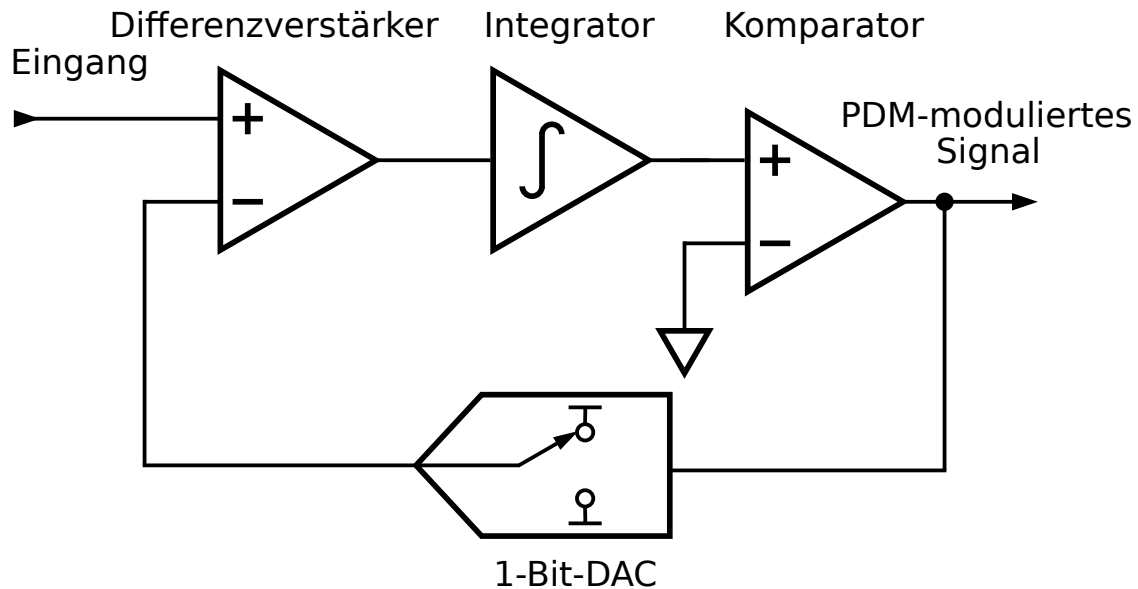


Abbildung 3: Schematische Zeichnung eines Delta-Sigma-Modulators nach [46]

### 3.1.4 Pulsdichtemodulation

Bei der PDM wird wie bei der PWM die durchschnittliche Einschaltzeit – im englischen „on-time“ – der Last moduliert, indem die Leistung zwischen 0% und 100% oszilliert. Bei der Pulsdichtenmodulation ist das Steuersignal im Gegensatz zu dem der PWM wesentlich hochfrequenter. Ein Pulsdichtenmoduliertes Signal kann analog mit einem Delta-Sigma-Modulator gewonnen werden, ein Verfahren, dass in  $\Delta - \Sigma$ -ADCs zum Einsatz kommt. [46, 88] Digital kann ein solches Signal durch ein digitales Modell des  $\Delta - \Sigma$ -ADCs generiert werden [132, 141].

### 3.1.5 Generierung scheinbar linearer Helligkeitsverläufe

Das menschliche Auge hat eine nichtlineare Wahrnehmungscharakteristik. Nicht nur werden, wie bekannt sein sollte, verschiedene Wellenlängen mit unterschiedlicher Empfindlichkeit wahrgenommen, es werden auch verschiedene Strahlungsintensitäten mit unterschiedlicher Empfindlichkeit wahrgenommen. Der Zusammenhang zwischen realer und wahrgenommener Helligkeit ist nicht linear. Bei relativ geringer absoluter Helligkeit ist die Empfindlichkeit für kleinste Helligkeitsänderungen wesentlich größer als bei großen absoluten Helligkeiten. Zeichnet man die ungefähre Kennlinie auf ergibt sich ein logarithmischer Zusammenhang.

Effekt dieser nichtlinearen Kennlinie ist, dass eine einfache lineare Steigerung der abgestrahlten Leistung wie sie bei einer nach dem oben beschriebenen Prinzip arbeitenden PWM durch ein Erhöhen des Leistungswertes um einen konstanten Summanden von Zyklus zu Zyklus erreicht werden könnte, in dunkleren Bereichen als wesentlich schneller ändernd als in helleren erscheint. Während die Helligkeitsänderung im Bereich maximaler Helligkeit über einen gegebenen Zeitraum als nichtexistent erscheinen kann, dimmt dieser Algorithmus im gleichen Zeitraum von 0% auf scheinbar halbe Helligkeit.

```

#!/usr/bin/env ruby

inbits = 8
outbits = 16

puts <<eos
/*
 * Logarithmic #{outbits}-bit pwm #{inbits}-bit lookup table
 *
 * Copyright 2010 by Jan Sebastian Götte (s@twopi.eu)
 * - - - - - LICENSE INFORMATION - - - - -
 * This program is free software: you can redistribute it and/or modify
 * it under the terms of the GNU General Public License as published by
 * the Free Software Foundation, either 1.1 3 of the License, or
 * (at your option) any later 1.1.
 *
 * This program is distributed in the hope that it will be useful,
 * but WITHOUT ANY WARRANTY; without even the implied warranty of
 * MERCHANTABILITY or FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE. See the
 * GNU General Public License for more details.
 *
 * You should have received a copy of the GNU General Public License
 * along with this program. If not, see <http://www.gnu.org/licenses/>.
 * - - - - -
 */

#ifndef __GENERATED_PWM_LUT_LOG_#{inbits}_#{outbits}__
#define __GENERATED_PWM_LUT_LOG_#{inbits}_#{outbits}__

#include <avr/pgmspace.h>

const uint16_t log_pwm_lut[] PROGMEM = {
  #{(0...2**inbits).map {|i| (2.0**((i/(2**inbits.to_f)*outbits)).round)}.join(", ")}
};

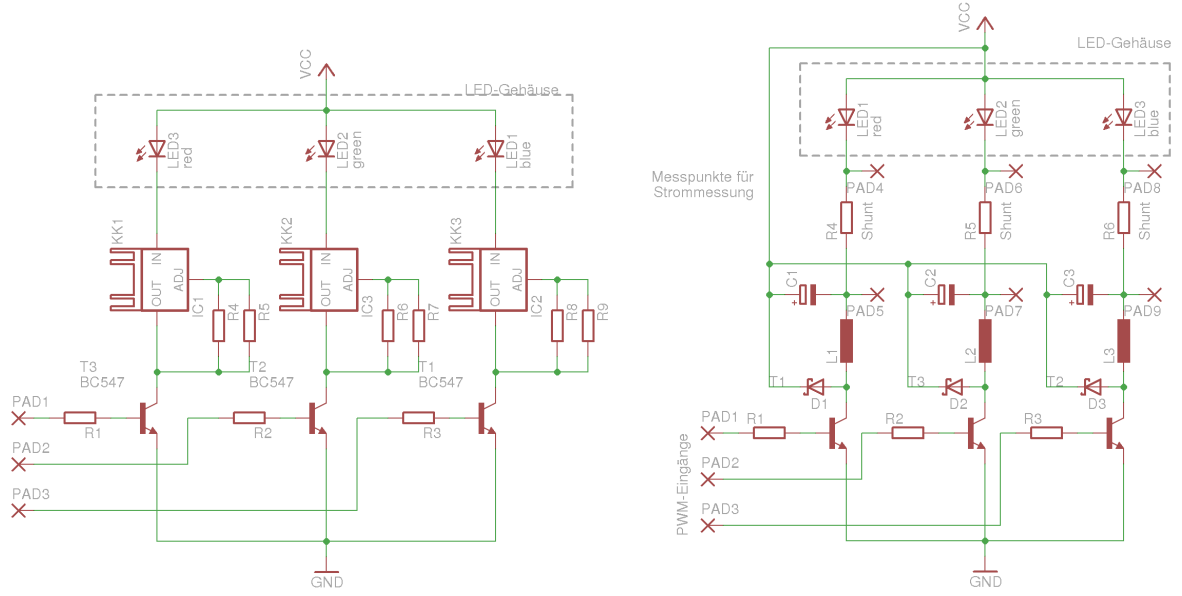
#endif//__GENERATED_PWM_LUT_LOG_#{inbits}_#{outbits}__

eos

```

Abbildung 4: Ein Ruby-Script, dass auf Basis dieser Formel eine C-Headerdatei mit einer Lookup-Tabelle für alle Eingabehelligkeitswerte generiert





(a) Revision 1 des LED-Treibers einer LED

(b) Ein Entwurf von Revision 3 des LED-Treibers einer LED

Abbildung 5: Die Designs der regelbaren Stromquelle

Abhilfe für diesen Umstand lässt sich durch die Transformation eines rohen Helligkeitswertes, der der optisch wahrgenommenen Helligkeit entspricht nach einer logarithmischen Skala auf den Wertebereich der PWM. Dies kann z.B. nach folgender Formel geschehen:

$$2^{\left(\frac{v}{2^n} \cdot k\right)} \quad (3)$$

$$v := \text{Eingabewert auf einer linearen Skala} \quad (4)$$

$$n := \text{„Breite“ des Eingabewertes in Bit} \quad (5)$$

$$k := \text{„Breite“ des Ausgabewertes in Bit} \quad (6)$$

Hierzu siehe auch [73, 81, 119].

### 3.1.6 Umsetzung

Für das Dimmen der Hochleistungs-LEDs verwende ich in der ersten Version des Prototyps eine Kombination aus einer analog geregelten Konstantstromquelle auf Basis des LM317 [110], die den für den Dauerbetrieb maximal möglichen Strom von ca. 330mA pro Kanal/LED einstellt und der Modulation per 16-Bit-PWM, erzeugt von einem AVR-Mikrocontroller. Pro LED habe ich drei Kanäle umgesetzt, da die RGB-LEDs, die ich günstig aus China importierte, eine gemeinsame Anode besitzen.

Für Details der Pulsweitenmodulation ist das Datenblatt der AT90PWM-Reihe sehr hilfreich, da dieser speziell für solcherlei Einsatzzwecke designet wurde [14]. Die konkret verwendeten Controller sind in der ersten Version der Steuerplatine zwei ATmega8-AVRs zuständig, die jeweils über zwei 16-bit-PWM-Kanäle verfügen und die per serieller Schnittstelle (TTL-Pegel) koordiniert werden. Die Auflösung der PWM habe ich auf 16 Bit festgelegt, da die benötigte

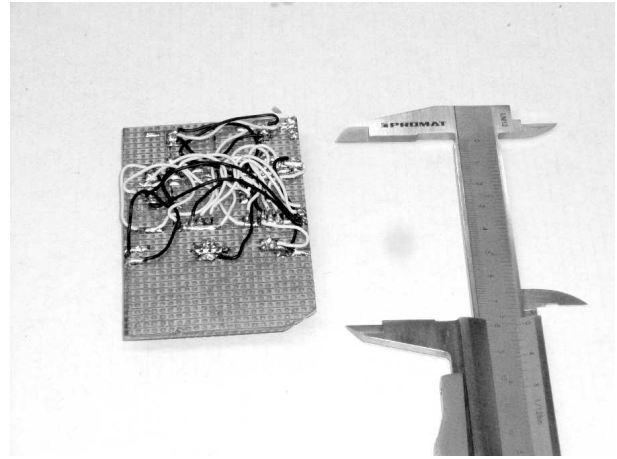
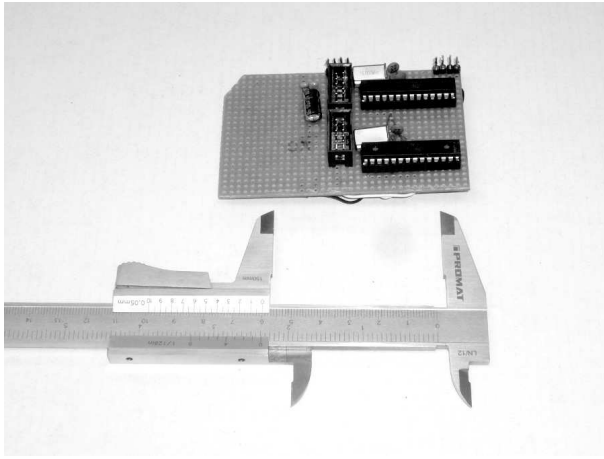


Abbildung 6: Revision 1 der Steuerplatine mit zwei AVR-Mikrocontrollern, die über einen seriellen Bus kommunizieren

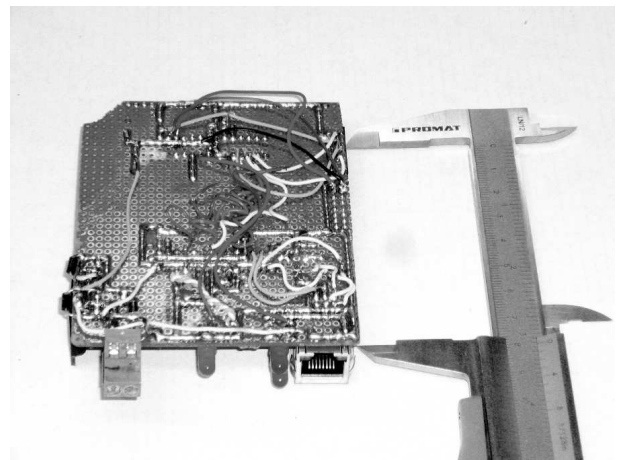
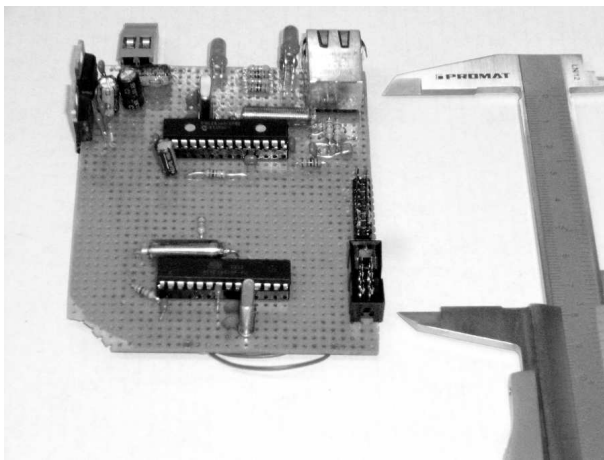


Abbildung 7: Die Converterplatine von BUZ2 auf Ethernet

logarithmische Kurve bei einer 8-Bit-PWM erkennbare Abstufungen zeigt. Die Firmware unterstützt mit dem im vorherigen Abschnitt generierte Tabellen in nur durch die auf 16 Bit beschränkte Ausgangsaufösung und den im AVR nur begrenzt vorhandenen Programmspeicher, in dem die Tabellen abgelegt würden, eingeschränkte Eingabebitbreiten. 12 Bit haben sich hier als sinnvoll erwiesen, da sie auch bei niedrigen Helligkeitseinstellungen keine Stufen sichtbar werden lassen.

Revision 2 der Prototypenhardware sieht einen ATmega16U4-Mikrocontroller vor, der über vier nutzbare 16-Bit-PWM-Kanäle verfügt und somit die Serielle Koordination beider Prozessoren überflüssig macht. Außerdem verfügt er neben zwei seriellen Schnittstellen (die zur Kommunikation mit anderen Systemen genutzt werden) auch über eine USB-Schnittstelle, sodass die Lampe auch direkt an einen modernen Computer angeschlossen werden kann.

Für Revision 3 der Prototypenhardware habe ich eine rein „digitale“ Stromregelung geplant. Diese bestünde aus einem Step-Down-Wandler (Buck Converter), der durch eine vom AVR generierte 16-Bit-PWM angesteuert wird. Der Strom durch die LED wird mit einem der in den AVR- $\mu$ C integrierten 10-Bit-ADCs gemessen. Das Messsignal wird aus dem Spannungsabfall über einen Shunt mit einem logarithmischen Differenzverstärker generiert.

## 3.2 Kommunikationsprotokoll

Zur Kommunikation verschiedener Beleuchtungsmodule untereinander entwickelte ich einen Bus mit dem Namen BUZ2, der auf Basis eindeutiger 16-bittiger Geräteadressen durch einen Master koordinierte, kollisionsfreie Kommunikation auf einem im Halbduplex betriebenen RS-485-Bus<sup>2</sup> [93] erlaubt. Das Kommunikationsprotokoll ist paketbasiert, wobei Pakete durch vom Master ausgesendete Escapesequenzen eingeleitet werden. Die Verwendung solcher Escapesequenzen erspart die Verwendung eines dedizierten Steuerkanals oder eines neunten Datenbits um Kommandos zu markieren. Ein an den Bus angeschlossenes Gerät kann eine Transaktion nicht selbstständig beginnen, stattdessen wird es periodisch vom Master adressiert. Nach dem Standardalgorithmus wird es so lange erneut adressiert, bis es keine zu übertragenden Daten mehr in der Queue hat. Bisher stellte dieses Verhalten kein Problem dar, sollte das Bus-system jedoch später für größere Netzwerke Verwendung finden, wäre hier ein intelligenterer Scheduling-Algorithmus angebracht. Die Datenintegrität wird durch eine CRC-16-Prüfsumme sichergestellt. Kann der Empfänger ein Paket nicht als fehlerfrei empfangen quittieren wird der Sendevorgang bis zum Erreichen einer einstellbaren maximalen Anzahl der Versuche wiederholt.

Die Software ist in C für AVR-Mikrocontroller geschrieben, sollte jedoch relativ einfach auf andere Plattformen portierbar sein insofern diese C oder Assembler bzw. eine andere Sprache, zu der sich C einfach konvertieren lässt wie Java unterstützen. Das Softwaremodul kann in jede Anwendung einkompiliert werden und es ist möglich, Kommandos selbst nach Belieben zu spezifizieren.

Der Master ist das einzige Device auf dem Bus, das eigenständig Transaktionen beginnen darf. Der Master gibt für die Pakete aller anderen Devices die „Rahmen“ vor und adressiert reihum das jeweils sendende Device. Der Master übernimmt zudem die Entdeckung neuer Devices mit einem speziellem Paket, dem „Discovery Packet“. Die Daten werden mit einer State Machine geparsed.

## 3.3 Kompatible Steuergeräte

Außer über das Brain-Computer-Interface kann die Lampe auch über ein Webinterface von einem normalen Computer oder einem internetfähigen Mobiltelefon gesteuert werden. Herkömmliche Lichtschalter können mit etwas Elektronik zum Anschluss an den BUZ2-Bus oder Ethernet zur Steuerung verwendet werden. Eine Converterplatine, die einen normalen Lichtschalter an den BUZ2-Bus anbindet ist klein genug machbar, um zusätzlich zu einem Schalter in eine standard-Unterputzdose zu passen.

# 4 Grundlagen der Elektroenzephalographie

## 4.1 Biologisch

Das menschliche Gehirn ist eine Ansammlung von schätzungsweise  $10^{11}$  Nervenzellen die über  $10^{14}$  Synapsen untereinander vernetzt sind. Die Kommunikation der Neuronen geschieht mithilfe von elektrischen Impulsen, deren Amplitude um 100 mV liegt und als „Aktionspotential“

---

<sup>2</sup>Auch EIA-485. Die elektrische Spezifikation eines differentiellen Bus der hohen Leitungslängen bei einer großen topologischen Flexibilität erlaubt und für den günstige Treiberbausteine verfügbar sind

bezeichnet wird. Die Summe der Aktionspotentiale der Nervenzellen in einzelnen Regionen des Gehirns hat eine periodische Charakteristik. Anhand der vorherrschenden Frequenzen und einiger charakteristischer Merkmale der Wellenform kann man Rückschlüsse auf den generellen kognitiven Zustand des untersuchten Gehirns ziehen. Anhand des Spektrums der Hirnströme lässt sich zwischen verschiedenen Schlafphasen und Wachheit unterscheiden [127–129, 134, 139, 140].

## 4.2 Elektrisch

Hirnströme lassen sich als Summe der Aktionspotentiale von Millionen von Nervenzellen auf der Kopfhaut noch mit einer Amplitude von ca.  $10 - 100\mu V$  messen [107]. Die Messung solcher Spannungen ist kein allzu einfaches Unterfangen. Problematisch an der Messung solcher kleiner Hirnströme ist noch, dass durch den hohen scheinbaren Innenwiderstand die zur Messung nutzbare Stromstärke extrem gering ist ( $nA$ -Bereich) und somit der Innenwiderstand der Messschaltung extrem hoch sein muss.

Da an besagter Messschaltung ein Mensch angeschlossen ist<sup>3</sup> sind besondere—wiewohl nicht unbedingt notwendige—Schutzschaltungen einzuplanen. In der konkreten Umsetzung sind das einige  $100k\Omega$ -Schutzwiderstände, die den maximalen Fehlerstrom auf unbedenkliche Werte begrenzen. Im Schaltplan des EEGs sind diese als „Patient Protection Resistors“ gekennzeichnet.

Den Teil des Elektroenzephalograph (EEG), der die Messsignale von den Elektroden in digitale Signale zur Weiterverarbeitung umwandelt wird als „analoges Front-End“ bezeichnet. Das analoge Front-End eines EEG sieht prinzipiell folgendermaßen aus: Auf die Elektroden folgt zunächst eine Schutzschaltung, die verhindert, dass auf den Benutzer des Gerätes bedenkliche Spannungen respektive Ströme einwirken. Auf diese Schutzschaltung folgt der Vorverstärker, der das Messsignal konditioniert und auf ein zur Weiterverarbeitung fähiges Spannungslevel bei geringem Spannungsquelleninnenwiderstand transformiert. Im Vorverstärker integriert sowie unmittelbar dahinter folgen analoge Filter, die das Signal auf die für die weitere Analyse interessante Bandbreite reduzieren. Schließlich folgt noch der Analog-Digital-Umsetzer (ADC), durch den die abschließende Umwandlung des aufbereiteten Messsignals in eine Folge digitaler Werte erfolgt.

Das analoge Front-End meiner *OpenMind* getauften Eigenentwicklung enthält als zentrales Element einen speziell für die Anwendung in EEGs entwickelten Mikrochip (IC). Der ADS1194 des Herstellers Texas Instruments enthält analoge Filter, Vorverstärker und ADC [102]. Der in meinem Design eingesetzte ADS1194 enthält 4 Eingangsschaltungen und wird in meinem Design eingesetzt, um die Signale von bis zu vier Elektroden aufzunehmen. Nach dem Datenblatt des Herstellers liegt die maximal mögliche Auflösung bei einem PGA<sup>4</sup>-Wert von 12 bei ca. 2 LSB [102].

---

<sup>3</sup>dessen Schaltbild in gängiger Fachliteratur tatsächlich ein Strichmännchen ist

<sup>4</sup>PGA steht für „Programmable Gain Amplifier“ und bezeichnet einen im ADC integrierten Verstärker mit digital einstellbarer Verstärkung

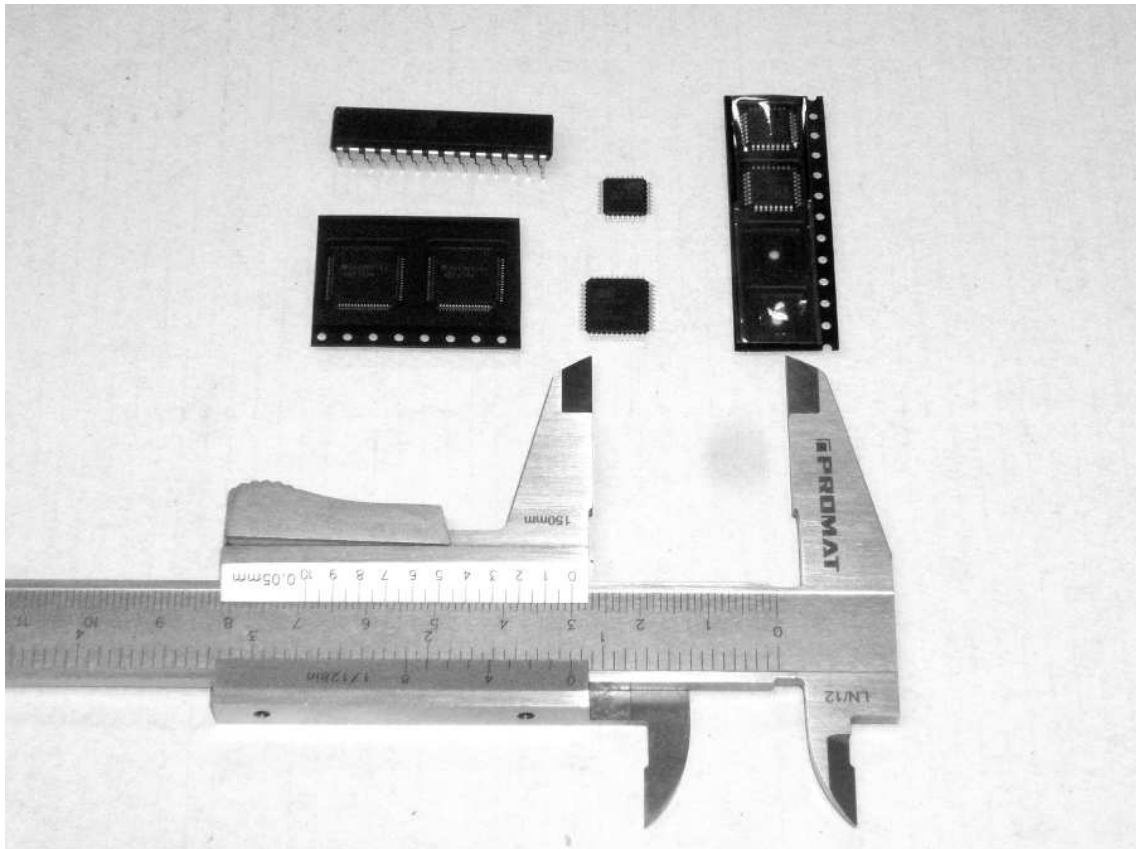


Abbildung 8: Die in EEG und LED-Treiber verwendeten ICs. Vorne links sind zwei ADS1194 zu erkennen, die letztendlich die EEG-Messung durchführen. Vorne mittig ist der mit vier 16-Bit-PWM-Kanälen ausgestattete ATMega32U4 zu sehen (eine größere Variante des ATMega16U4), der die PWM-Regelung übernimmt. Hinten im Bild sind verschiedene Bauformen des ATMega8 zu sehen, der in Revision 1 der PWM-Controllerplatine zum Einsatz kommt.

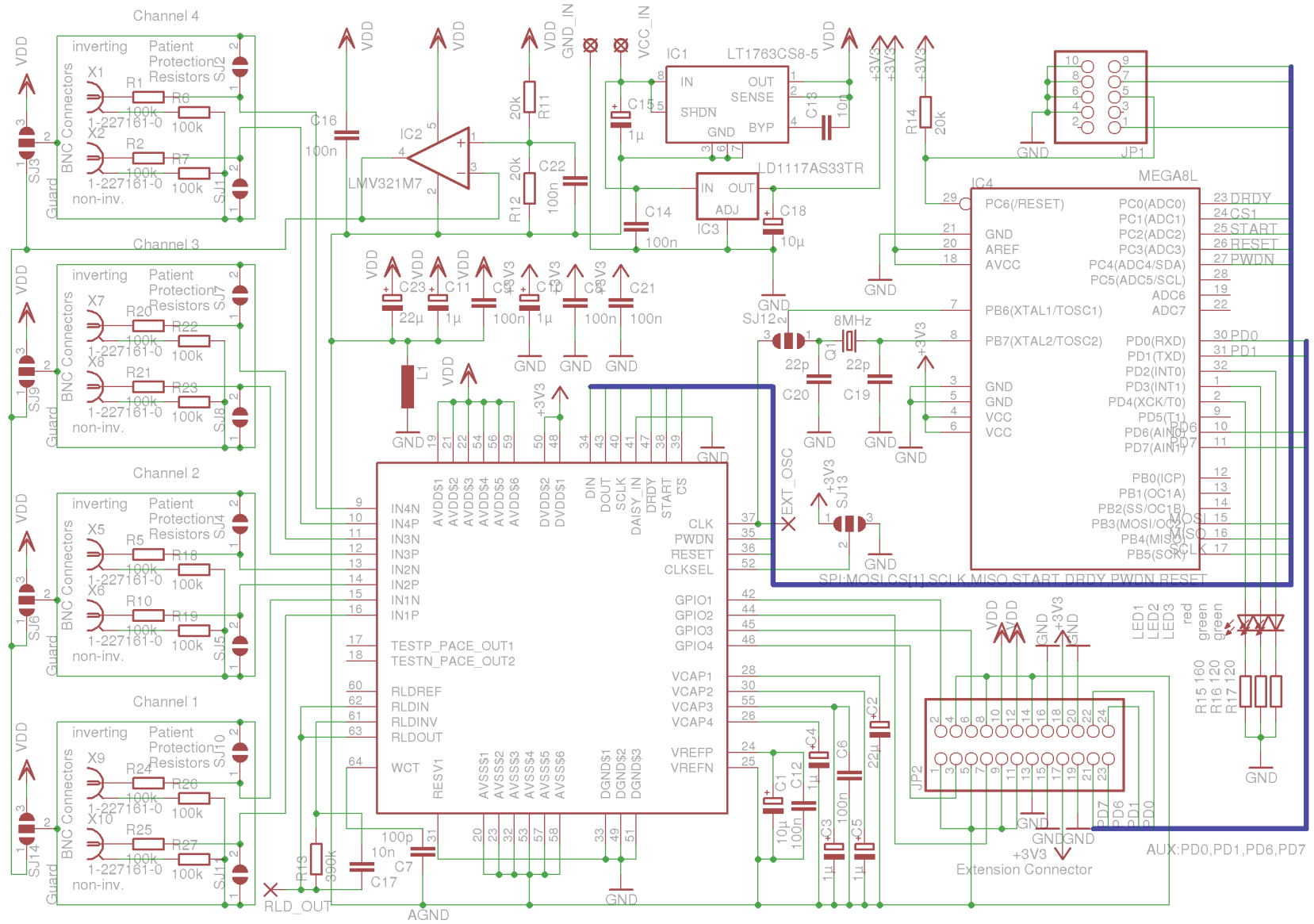


Abbildung 9: Der Schaltplan des EEG-Moduls

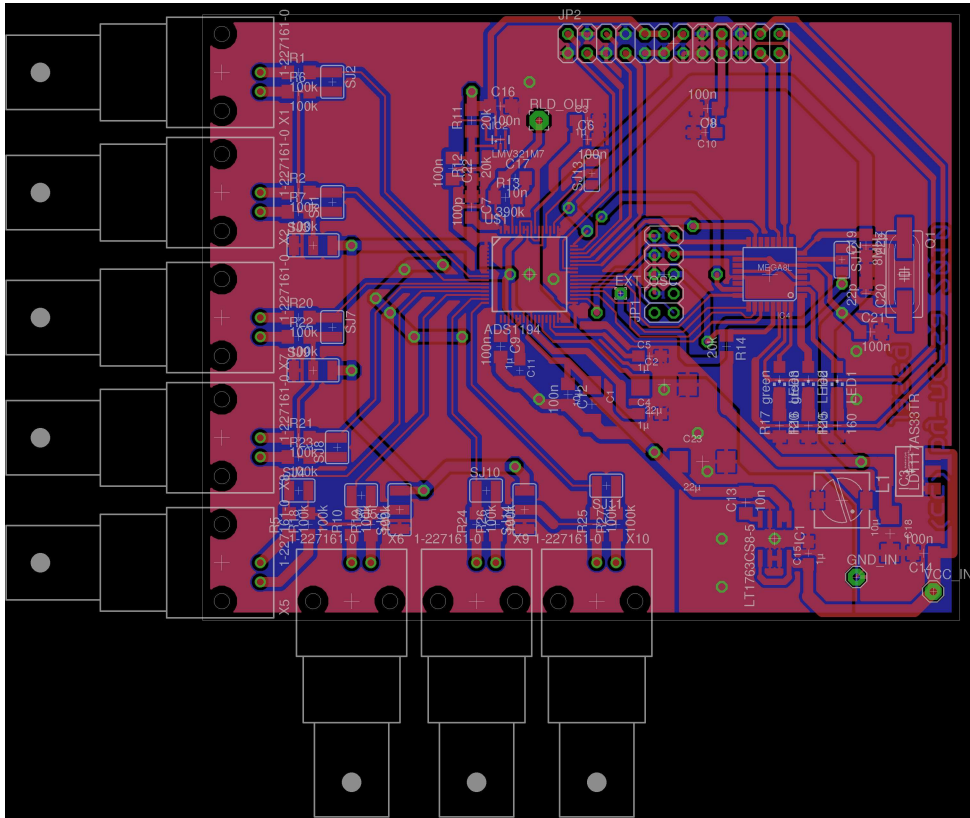


Abbildung 10: Das Platinenlayout der EEG-Moduls

Die Sampling-Rate liegt im Bereich einiger hundert bis tausend  $\frac{Sp}{s}$ , die höchste für die Messung signifikante Frequenz liegt weit unter  $100Hz$ . Das Nyquist-Shannonsche Abtasttheorem ist somit erfüllt und bei den gegebenen Frequenzen sind keine Probleme zu erwarten. Die Auflösung des ADC ist mit 16 Bit groß genug, um Offsetkorrektur und weitere Filtermaßnahmen in Software zu implementieren, wodurch keine weiteren analogen eingangsseitigen Filter notwendig sind.

### 4.3 Mathematisch und Informatisch

Die Auswertung der Messergebnisse kann auf verschiedene Arten geschehen. Da die Messelektronik noch nicht vollständig läuft, habe ich noch keinen Algorithmus umgesetzt. Grundsätzlich bietet es sich an, das Messignal z.B. mit einer FFT in den Frequenzraum zu übertragen. Zur Erkennung der einzelnen Schlafphasen ist ein einfacher Schwellwertbasierter Algorithmus möglich, jedoch erscheinen mir aus der automatischen Spracherkennung bekannte Methoden für den Fall, dass dieser nicht die gewünschten Ergebnisse liefert interessant [133, 135, 138, 144].

Eine FFT lässt sich bei nicht zu hoher Anzahl an Stützstellen sogar auf einem 8-Bit-AVR<sup>5</sup> bei den mit einem solchen Controller möglichen Taktfrequenzen (z.B. 16MHz) noch berechnen [9]. Sollte die Rechenleistung des in das EEG-Board integrierten AVR (der eine standardmäßig mit der in Abhängigkeit der Betriebsspannung maximal möglichen Taktfrequenz von 8MHz

<sup>5</sup>RISC-Architektur, in den „ATMega“-Varianten mit in Hardware ausgeführtem Multiplizierer

getaktete Low-Voltage-Version ist) nicht ausreichen, können die Daten über die Erweiterungsschnittstelle des Boards auch roh herausgeführt werden und in der Versuchsphase zunächst per serieller Schnittstelle z.B. an einen Computer weitergereicht werden oder im „produktiven Einsatz“ z.B. über ein Bluetooth-Modul mit serieller Schnittstelle an die Außenwelt übertragen werden.

Für einen Computer stellt die Datenmenge von ca. 1kSps bei 1-4 Kanälen selbst bei rechenzeitintensiver Weiterverarbeitung keinerlei Probleme dar.

## 5 Arbeitsprozess der Platinenherstellung und Ergebnisse

### A Glossar

#### Acronyms

**ADC** Analog Digital Converter, Analog-Digital-Umsetzer, in deutscher Fachliteratur teilweise als ADU bezeichnet. 8

**DAC** Digital Analog Converter, Digital-Analog-Umsetzer, in deutscher Fachliteratur teilweise als DAU bezeichnet. 4, 8

**EEG** Elektroenzephalograph. 8

**IC** Integrated Circuit, Integrierter Schaltkreis, umgangssprachlich Mikrochip. 8

**LED** Light Emmiting Diode, Leuchtdiode. 3–5, 8

**PDM** Pulse Density Modulation, Pulsdichtemodulation. 4, 5, 8

**PWM** Pulse Width Modulation, Pulsweitenmodulation. 4–6, 8

### B Literatur, Quellen etc.

- [1] 2011.  
<http://www.lightalarmclock.co.uk/>.
- [2] 2011.  
<http://www.amazon.co.uk/dp/B002LVUNDK/ref=nosim?tag=pricestaircase-21>.
- [3] 2011.  
<http://www.lichtwecker-test.de/>.



- [4] 2011.  
<http://www.solvital-lichttherapie.de/lichtwecker.php>.
- [5] 2011.  
[http://www.serenityhealth.com/sun\\_alarm\\_clock.html](http://www.serenityhealth.com/sun_alarm_clock.html).
- [6] 2011.  
<http://www.davita.de/lichtwecker.html>.
- [7] 2011.  
<http://www.solvital-lichttherapie.de/wie-funktioniert-lichtwecker.php>.
- [8] 2011.  
<http://www.lumie.com/shop/categories/dawn-simulators>.
- [9] Adrian Lombard. AVR FFT Code, 2010.  
<http://www.adrianlombard.com/physical-computing/avr-fft-code/>.
- [10] Analog Devices (Walt Kester, James Bryant, Mike Byrne). Grounding Data Converters and Solving the Mystery of “AGND” and “DGND”, 2009.  
<http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-031.pdf>.
- [11] Bonnie Baker (Texas Instruments, former Burr Brown). Tuning in Amplifiers, 1996.  
<http://www.ti.com/litv/pdf/sboa067>.
- [12] Bungard. Datenblatt Fotobeschichtetes Bungard FR4 Basismaterial.  
<http://bungard.de/downloads/IPC4101D.pdf>.
- [13] Erik Cheever. Switched Capacitor Circuits, Accessed 2010.  
<http://www.swarthmore.edu/NatSci/echeeve1/Ref/FilterBkgrnd/SwitchedCap.html>.
- [14] Atmel Corporation. AT90PWM216/AT90PWM316 8-bit AVR Microcontroller with 16K Bytes In-System Programmable Flash, 2010.  
[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc7710.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc7710.pdf).
- [15] Atmel Corporation. ATmega16U4/ATmega32U4 8-bit AVR Microcontroller with 16/32K Bytes of ISP Flash and USB Controller, 2010.  
[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc7766.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc7766.pdf).
- [16] Atmel Corporation. ATmega8/ATmega8L 8-bit AVR with 8K Bytes In-System Programmable Flash, 2010.  
[http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf).
- [17] Analog Devices. AD586 High Precision 5V Reference, 2005.  
[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD586.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD586.pdf).
- [18] Analog Devices. AD5227 64-Position Up/Down Control Digital Potentiometer, 2009.  
[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD5227.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5227.pdf).
- [19] Analog Devices. AD5235 Nonvolatile Memory, Dual 1024-Position Digital Potentiometer, 2009.  
[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD5235.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5235.pdf).

- [20] Analog Devices. Decoupling Techniques, 2009.  
<http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-101.pdf>.
- [21] Analog Devices. Getting Started With SHARC Processors, 2010.  
[http://www.analog.com/static/imported-files/tech\\_docs/GettingStartedwithSharcsProcesses.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/tech_docs/GettingStartedwithSharcsProcesses.pdf).
- [22] S. Avadhanula E. Steltz, M. Seeman and R.S. Fearing. Power Electronics Design Choice for Piezoelectric Microrobots, 2006.  
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.88.5538&rep=rep1&type=pdf>.
- [23] Kevin R. Hoskins. Data Acquisition Circuit Collection, 1994.  
<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an62.pdf>.
- [24] Maxim IC. DS1085L 3.3V EconOscillator Frequency Synthesizer.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS1085L.pdf>.
- [25] Maxim IC. MAX7409/7410/7413/7414 5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters, 1998.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX7409-MAX7414.pdf>.
- [26] Maxim IC. ADC and DAC Glossary, 2000.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN641.pdf>.
- [27] Maxim IC. Operational Amplifier Inputs, 2000.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN717.pdf>.
- [28] Maxim IC. Programmable-Gain Amplifier, Using the MAX532 DAC, 2000.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN429.pdf>.
- [29] Maxim IC. Understanding Voltage-Reference Topologies and Specifications, 2000.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN719.pdf>.
- [30] Maxim IC. A Quick Guide To Voltage References, 2001.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1182.pdf>.
- [31] Maxim IC. Automatic Test Equipment on a Budget, 2001.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN761.pdf>.
- [32] Maxim IC. Force/Sense DAC Applications, 2001.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN807.pdf>.
- [33] Maxim IC. Minimizing Component-Variation Sensitivity in Single Op Amp Filters, 2001.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN738.pdf>.
- [34] Maxim IC. The ABCs of ADCs: Understanding How ADC Errors Affect System Performance, 2001.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN748.pdf>.
- [35] Maxim IC. DAC and Op Amp Generate Variable Negative Control Voltage, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1074.pdf>.
- [36] Maxim IC. Digital-Analog Converters Are a “Bit” Analog, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1055.pdf>.

- [37] Maxim IC. Effects of Digital Crosstalk in Data Converters, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1842.pdf>.
- [38] Maxim IC. Effects of Digital Crosstalk in Data Converters Part 2: Crosstalk on the Clock, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1841.pdf>.
- [39] Maxim IC. Effects of Digital Crosstalk in Data Converters Part 3: Digital Data Signal Crosstalk on the Clock, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1842.pdf>.
- [40] Maxim IC. Filter Basics: Anti-Aliasing, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN928.pdf>.
- [41] Maxim IC. Proper Layout and Component Selection Controls EMI, 2002.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN716.pdf>.
- [42] Maxim IC. A Beginner's Guide to Filter Topologies, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1762.pdf>.
- [43] Maxim IC. Analog Filter Design Demystified, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1795.pdf>.
- [44] Maxim IC. Boost Converter Generates Three Analog Rails, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2026.pdf>.
- [45] Maxim IC. Building a Power Supply That Works, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1897.pdf>.
- [46] Maxim IC. Demystifying Sigma-Delta ADCs, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1870.pdf>.
- [47] Maxim IC. Introduction to Common Printed Circuit Transmission Lines, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2093.pdf>.
- [48] Maxim IC. MAX1553/MAX1554 High-Efficiency, 40V Step-Up Converters for 2 to 10 White LEDs, 2003.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX1553-MAX1554.pdf>.
- [49] Maxim IC. MAX4194-MAX4197 Micropower, Single-Supply, Rail-to-Rail, Precision Instrumentation Amplifiers, 2003.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4194-MAX4197.pdf>.
- [50] Maxim IC. Selecting the Optimum Voltage Reference, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2879.pdf>.
- [51] Maxim IC. Simple Methods Reduce Input Ripple for All Charge Pumps, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2027.pdf>.
- [52] Maxim IC. Tips to Remember When Designing with Digital Potentiometers, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1956.pdf>.

- [53] Maxim IC. Understanding Integral Non-Linearity Errors, 2003.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2395.pdf>.
- [54] Maxim IC. Basic Switching-Regulator-Layout Techniques, 2004.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2997.pdf>.
- [55] Maxim IC. Digital-to-Analog Converters (DACs) for High-Performance Communications, 2004.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3176.pdf>.
- [56] Maxim IC. Exposed Pads: A Brief Introduction, 2004.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3273.pdf>.
- [57] Maxim IC. How to Increase the Bandwidth of Digital Potentiometers 10x to 100x, 2004.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3081.pdf>.
- [58] Maxim IC. MAX6143 High-Precision Voltage Reference with Temperature Sensor, 2004.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX6143.pdf>.
- [59] Maxim IC. Add USB to Anything, 2005.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3637.pdf>.
- [60] Maxim IC. Choosing a Low-Noise Amplifier, 2005.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3642.pdf>.
- [61] Maxim IC. How to Divide and Conquer the Divider: Practical Resistive Dividers, Made Easy, 2005.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3646.pdf>.
- [62] Maxim IC. Integrated DC Logarithmic Amplifiers, 2005.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3611.pdf>.
- [63] Maxim IC. The Basics of Anti-Aliasing: Using Switched-Capacitor Filters, 2005.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3494.pdf>.
- [64] Maxim IC. Equalizing Techniques Flatten DAC Frequency Response, 2006.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3853.pdf>.
- [65] Maxim IC. Isolating USB, 2006.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3891.pdf>.
- [66] Maxim IC. MAX4238/MAX4239 Ultra-Low Offset/Drift, Low-Noise, Precision SOT23 Amplifiers, 2006.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4238-MAX4239.pdf>.
- [67] Maxim IC. Practical USB Terminology, 2006.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3803.pdf>.
- [68] Maxim IC. 3-Pin Silicon Oscillator, 2007.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX7375.pdf>.
- [69] Maxim IC. An Introduction to Switch-Mode Power Supplies, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4087.pdf>.

- [70] Maxim IC. Current Sensing on a Negative Voltage Supply Rail, using a Precision Instrumentation Amplifier, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4050.pdf>.
- [71] Maxim IC. DACs vs. Digital Potentiometers: Which Is Right for My Application?, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4025.pdf>.
- [72] Maxim IC. Extend Current-Sense Amplifier's Input Range Down to 0V, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4078.pdf>.
- [73] Maxim IC. Logging the Linear Digital Potentiometer, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3996.pdf>.
- [74] Maxim IC. Operational Amplifiers Glossary of Key Terms, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4107.pdf>.
- [75] Maxim IC. Overvoltage Protection (OVP) for Sensitive Amplifier Applications, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4035.pdf>.
- [76] Maxim IC. Setup and Hold Times for High-Speed Digital-to-Analog Converters (DACs) Demystified, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4053.pdf>.
- [77] Maxim IC. Three is a Crowd for Instrumentation Amplifiers, 2007.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4034.pdf>.
- [78] Maxim IC. A Filter Primer, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN733.pdf>.
- [79] Maxim IC. Analog Multiplier Improves the Accuracy of High-Side-Sense Measurements, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4030.pdf>.
- [80] Maxim IC. Calculating the Error Budget in Precision Digital-to-Analog Converter (DAC) Applications, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4300.pdf>.
- [81] Maxim IC. Pots, Pans, Logs, and Linear Digital Pots Create Arbitrary Voltage Curves, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4346.pdf>.
- [82] Maxim IC. Rail Splitter, from Abraham Lincoln to Virtual Ground, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4344.pdf>.
- [83] Maxim IC. Wafer-level packaging (WLP) and its applications, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1891.pdf>.
- [84] Maxim IC. Well Grounded, Digital Is Analog, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4345.pdf>.
- [85] Maxim IC. Where Is Ground?, 2008.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4292.pdf>.

- [86] Maxim IC. Autozero Noise Filtering Improves Instrumentation Amplifier Output, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4179.pdf>.
- [87] Maxim IC. Design Guidelines for High-Performance, Multichannel, Simultaneous-Sampling ADCs in Data-Acquisition Systems (DAS), 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4359.pdf>.
- [88] Maxim IC. Frequently Asked Questions about Data Converters, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN801.pdf>.
- [89] Maxim IC. Inexpensive (Almost Free) Probe/Tweezers for Testing SMD Components, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4459.pdf>.
- [90] Maxim IC. Integrated Solutions Make Analog Filter Design Easy, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4422.pdf>.
- [91] Maxim IC. Logarithmic LED Panel Display Has 72dB Range, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4442.pdf>.
- [92] Maxim IC. MAX4208/MAX4209 Ultra-Low Offset/Drift, Precision Instrumentation Amplifiers with REF Buffer, 2009.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4208-MAX4209.pdf>.
- [93] Maxim IC. MAX481/MAX483/MAX485/MAX487-MAX491/MAX1487 Low-Power, Slew-Rate-Limited RS-485/RS-422 Transceivers, 2009.  
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX1487-MAX491.pdf>.
- [94] Maxim IC. Methods for Calibrating Gain Error in Data-Converter Systems, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4494.pdf>.
- [95] Maxim IC. Minimize Voltage Offsets in Precision Amplifiers, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4348.pdf>.
- [96] Maxim IC. Murphy's Law and the Risks of Designing "Off Data Sheet", 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4429.pdf>.
- [97] Maxim IC. Same? Really the Same? Maybe? The Cross-Reference Challenge, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4425.pdf>.
- [98] Maxim IC. Saving Energy: Little Things Mean a Lot, 2009.  
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4335.pdf>.
- [99] infactory innovations and trade gmbh. Studie zur Wirksamkeit eines bewegungsprofilbasierten Schlafphasenweckers, 2006.  
<http://87.106.221.113/axbo/CustomUpload/3740357034003700356036903500352037503530366>
- [100] Texas Instruments. Amplifier and Data Converter Selection Guide, 2009.  
<http://www.arrow.nac.com/mktg/medical-source/ad-converter-guide.pdf> Link?
- [101] Texas Instruments. OPA615 Wide-Bandwidth, DC Restoration Circuit, 2009.  
<http://focus.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=opa615&fil>

- [102] Texas Instruments. ADS1194/ADS1196/ADS1197 Low-Power, 8-Channel, 16-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements, 2010.  
<http://www.ti.com/lit/gpn/ads1294>.
- [103] Texas Instruments. ADS1198ECG-FE ECG Front-End Performance Demonstration Kit User's Guide, 2010.  
<http://www.ti.com/litv/pdf/sbau180>.
- [104] Texas Instruments. Analog Front-End Design for ECG Systems Using Delta-Sigma ADCs, 2010.  
<http://www.ti.com/litv/pdf/sbaa160a>.
- [105] Jim Williams, J. Brubaker, P. Copley and J. Guerrero and F. Oprescu (Linear Technology). A Standards Lab Grade 20-Bit DAC with 0.1ppm/°C Drift, 2001.  
<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an86f.pdf>.
- [106] Jim Williams (Linear Technology). Component and Measurement Advances Ensure 16-Bit DAC Settling Time, 1998.  
<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an74f.pdf>.
- [107] Karl C. Mayer. EEG.  
<http://www.neuro24.de/eeg.htm>.
- [108] Microchip Technology inc. ENC28J60 Datasheet – Stand-Alone Ethernet Controller with SPI Interface, 2008.  
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39662c.pdf>.
- [109] ST Microelectronics. BAT20J High Efficiency Switching and Ultra Low Leakage Current Schottky Diode, 2004.  
<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/10312.pdf>.
- [110] National Semiconductor. LM117/LM317A/LM137 3-Terminal Adjustable Regulator, 2010.  
<http://www.national.com/profile/snip.cgi/openDS=LM317>.
- [111] NXP (Philips). 1PS70SB10; 1PS70SB14; 1PS70SB15; 1PS70SB16 Schottky barrier (double) diodes, 1999.  
[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/1PS70SB10\\_14\\_15\\_16.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1PS70SB10_14_15_16.pdf).
- [112] NXP (Philips). BAV199 Low-leakage double diode, 2001.  
[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BAV199.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAV199.pdf).
- [113] NXP (Philips). BAS416 Low-leakage diode, 2004.  
[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BAS416.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAS416.pdf).
- [114] NXP (Philips). BAS45AL Low-leakage diode, 2010.  
[http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BAS45AL.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAS45AL.pdf).
- [115] Philips. Power Light Source LUXEON K2 Technical Datasheet DS51, 2008.  
<http://www.philipslumileds.com/uploads/54/DS51-pdf>.

- [116] Philips. LUXEON® Rebel ES Technical Datasheet DS61, 2010.  
<http://www.philipslumileds.com/uploads/17/DS61-pdf>.
- [117] National Semiconductor. Current-Feedback Myths Debunked, 1992.  
<http://www.national.com/an/0A/0A-20.pdf>.
- [118] National Semiconductor. LMF100 High Performance Dual Switched Capacitor Filter, 1999.  
<http://www.national.com/pf/LM/LMF100.html>.
- [119] Uwe Siart. Das Dezibel – Definition und Anwendung, 2009.  
<http://www.siart.de/lehre/dezibel.pdf>.
- [120] Linear Technology. LT1021 Precision Reference, 1995.  
<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1021fc.pdf>.
- [121] Texas Instruments (former Burr Brown). Single-Supply Operation of Operational Amplifiers, 1986.  
<http://focus.tij.co.jp/jp/general/docs/lit/getliterature.tsp?literatureNumber=sboa0>
- [122] Texas Instruments (former Burr Brown). INA116 Ultra Low Input Bias Current Instrumentation Amplifier, 1995.  
<http://focus.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=ina116&fil>
- [123] Texas Instruments (former Burr Brown). OPA128 Difet Electrometer-Grade Operational Amplifier, 1995.  
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa128.pdf>.
- [124] Texas Instruments (former Burr Brown). TMS320F243/TMS320F241 DSP Controllers, 2006.  
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f243.pdf>.
- [125] Texas Instruments (former Burr Brown). OPA129 Ultra-Low Bias Current Difet Operational Amplifier, 2007.  
<http://www.ti.com/lit/gpn/opa129>.
- [126] Texas Instruments (former Burr Brown). OPA445 High Voltage FET-Input Operational Amplifier, 2008.  
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa445.pdf>.
- [127] Wikipedia. Action potential, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Action\\_potential](http://en.wikipedia.org/wiki/Action_potential).
- [128] Wikipedia. Aktionspotential, 2011.  
<http://de.wikipedia.org/wiki/Aktionspotential>.
- [129] Wikipedia. Brain, 2011.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/Brain>.
- [130] Wikipedia. Circadian Rhythm, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Circadian\\_rhythm](http://en.wikipedia.org/wiki/Circadian_rhythm).



- [131] Wikipedia. Circadiane Rhythmik, 2011.  
[http://de.wikipedia.org/wiki/Circadiane\\_Rhythmik](http://de.wikipedia.org/wiki/Circadiane_Rhythmik).
- [132] Wikipedia. Delta-Sigma Modulator, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Delta-sigma\\_modulator](http://en.wikipedia.org/wiki/Delta-sigma_modulator).
- [133] Wikipedia. Fast Fourier Transformation, 2011.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/FFT>.
- [134] Wikipedia. Gehirn, 2011.  
<http://de.wikipedia.org/wiki/Gehirn>.
- [135] Wikipedia. Hidden Markov Model, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Hidden\\_Markov\\_model](http://en.wikipedia.org/wiki/Hidden_Markov_model).
- [136] Wikipedia. Koffein: Pharmakologische Wirkungen, 2011.  
<http://tinyurl.com/5vf8ukj>(<http://de.wikipedia.org/wiki/Koffein>).
- [137] Wikipedia. Melatonin, 2011.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/Melatonin>.
- [138] Wikipedia. Naive Bayes Classifier, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Naive\\_Bayes\\_classifier](http://en.wikipedia.org/wiki/Naive_Bayes_classifier).
- [139] Wikipedia. Neuron, 2011.  
<http://de.wikipedia.org/wiki/Neuron>.
- [140] Wikipedia. Neuron, 2011.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/Neuron>.
- [141] Wikipedia. Pulse-density Modulation, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-density\\_modulation](http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-density_modulation).
- [142] Wikipedia. Schlaf, 2011.  
<http://de.wikipedia.org/wiki/Schlaf>.
- [143] Wikipedia. Sleep, 2011.  
<http://en.wikipedia.org/wiki/Sleep>.
- [144] Wikipedia. Speech Recognition, 2011.  
[http://en.wikipedia.org/wiki/Speech\\_recognition](http://en.wikipedia.org/wiki/Speech_recognition).
- [145] Wikipedia. Additive Farbmischung, 2011.  
[http://de.wikipedia.org/wiki/Additive\\_Farbmischung](http://de.wikipedia.org/wiki/Additive_Farbmischung).
- [146] William C. Rempfer (Linear Technology). The Care and Feeding of High Performance ADCs: Get All the Bits You Paid For, 1997.  
<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an71.pdf>.
- [147] Jim Williams. 20-bit DAC demonstrates the art of digitizing 1 ppm Part 1: exploring design options, 2001.  
<http://www.edn.com/file/21715-74453.pdf>.
- [148] WIMA. WIMA FKP 1 Datenblatt.  
[http://www.wima.com/EN/WIMA\\_FKP\\_1.pdf](http://www.wima.com/EN/WIMA_FKP_1.pdf).

## C Updates

Die jeweils aktuellste Version dieser Arbeit, der Quelltexte und der Hardwaredokumentation ist unter der Adresse <http://github.com/jaseg/RGBulb> zu finden. Die Repositories der einzelnen Unterprojekte sind unter den folgenden Adressen zu finden:

<https://github.com/jaseg/OpenMind>

<https://github.com/jaseg/BUZ2-Master>

<https://github.com/jaseg/BUZ2-Slave>

## D Changelog

Version	Anmerkungen
0.1	Arbeitsversion