

Die Intelligente Lampe

Jan Sebastian Götte
Landesschule Pforta

8. Januar 2011

Die Lampe der Zukunft muss nicht nur hell sein, sie muss auf den Benutzer reagieren und mit dem Benutzer interagieren. Das bisherige Konzept, dass eine Lampe nur einen Raum beleuchten soll, missachtet die Möglichkeiten, die eine intelligente Elektronik der Lampe bezüglich der Anpassung an den Nutzer und des Sparsens von Energie bietet. Ich habe eine solche intelligente Lampe gebaut, die sich dem Benutzer anpasst und ihn an seinen Biorhythmus angepasst wecken kann, sich automatisch abhängig von seiner Präsenz ein- und ausschaltet und deren Lichtfarbe sich dem Harmoniebedürfnis des Benutzers anpassen lässt.

©2011 by Jan Sebastian Götte – released under CC-BY-SA



Inhaltsverzeichnis

1 Konzept	1
2 Biologische Grundlagen	1
3 Technische Umsetzung	1
3.1 LED-Ansteuerung	2
3.1.1 Notwendigkeit der Stromregelung	2
3.1.2 Dimmen – Techniken	4
3.1.3 Funktionsweise der PWM	4
3.1.4 Pulsdichtemodulation	5
3.1.5 Generierung scheinbar linearer Helligkeitsverläufe	6
3.1.6 Umsetzung	8
3.2 Kommunikationsprotokoll	11
3.3 Kompatible Steuergeräte	11
4 Grundlagen der Elektroenzephalographie	12
4.1 Biologisch	12
4.2 Elektrisch	12
4.3 Mathematisch und Informatisch	16
5 Arbeitsprozess der Platinenherstellung	17
6 Fazit	17
A Glossar	17
B Literatur, Quellen etc.	19
C Updates und Quelltext	26
D Changelog	26
E Die Zustandsdiagramme der BUZZ-State Machine	27
F Eigenständigkeitserklärung	32

Die aktuellste Revision dieser Arbeit ist stets online unter
<http://github.com/jaseg/RGBulb> zu finden.

1 Konzept

Der normale Tagesrhythmus eines Schülers der Landesschule Pforta beginnt um 6 Uhr morgens mit dem Aus-dem-Bett-zum-Frühstück-Wälzen. Da ich damit bisher hauptsächlich eher negative Erfahrungen gemacht habe, überlegte ich, 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 heller wird, am ehesten mit dem natürlichen Tagesrhythmus konform ist. Wenn man der Werbung glauben schenkt (siehe [1] [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8]) ist ein solcher „Lichtwecker“ das gesündeste und sanfteste und produktivitätsförderndste Weckmittel auf Erden [61]. 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 Rhythmisik¹ 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 [98], der wiederum seinerseits vom Tageslicht beeinflusst wird. Die maximale spektrale Empfindlichkeit dieser biologischen Mechanismen liegt im blauen Wellenlängenbereich. [92, 93, 104, 105] Durch die Stimulation mit einem sanft heller werdenden Licht kann die Hormonproduktion und somit der Tagesrhythmus in gewissen Grenzen verschoben werden—zumindest jedoch ist Licht (selbst wenn es blinkt und flackert) ein angenehmerer Reiz als ein schriller Ton.

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

¹Biologischer innerer Rhythmus mit einer Periode von 24 Stunden

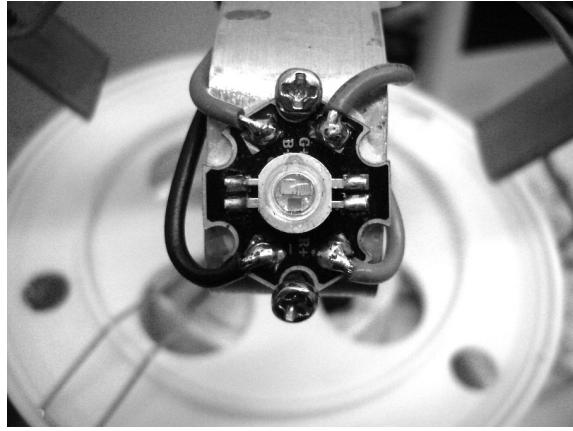


Abbildung 1: Eine der RGB-LEDs, auf einen Kühlkörper montiert.

Spektralbereich zur möglichst großen Übereinstimmung mit der natürlichen Empfindlichkeit des menschlichen Körpers.

Bei der Wahl des Leuchtmittels gibt es drei grobe Kategorien: Glühlampen, Leuchtstofflampen und LEDs (Leuchtdioden). Glühlampen sind aufgrund ihrer geringen Effizienz und komplizierter werdenden Beschaffung 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 [108] sogar im Betrieb vollständig einstellbar sind.

3.1 LED-Ansteuerung

3.1.1 Notwendigkeit der Stromregelung

Die Strom-Spannungs-Kennlinie (Abbildung 2) einer LED (Leuchtdiode) 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 hohen Strom durchflossen werden, durch den bei gegebener Flussspannung ΔU 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 Sperrsicht einer Hochleistungs-LED nicht über 150°C erhitzt werden darf [78, 79].

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

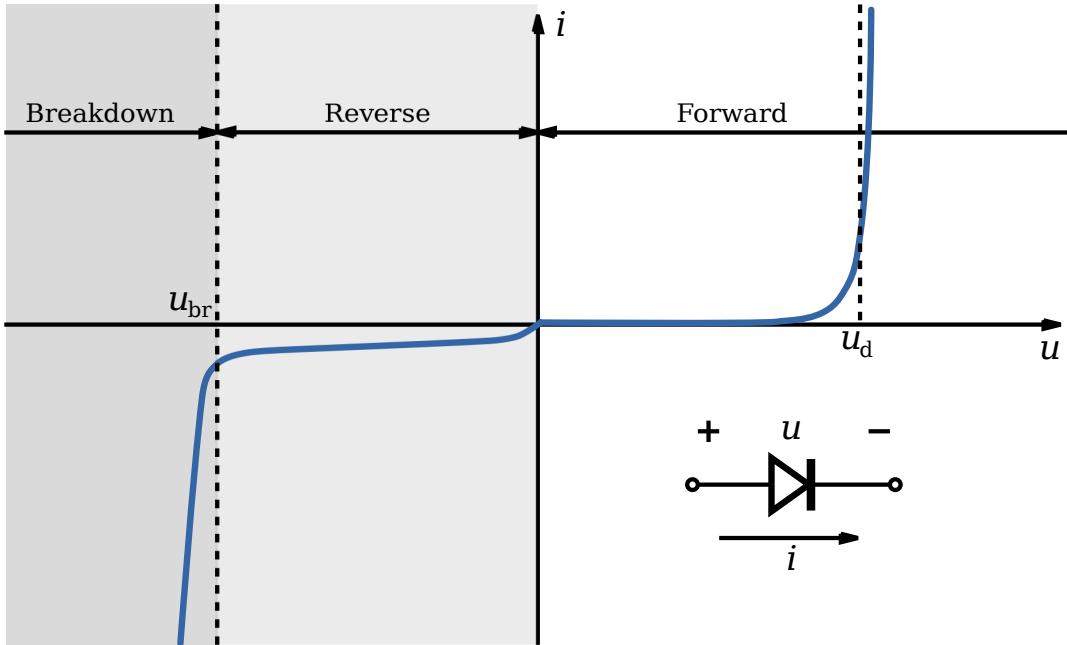


Abbildung 2: Die Strom-Spannungs-Kennlinie einer LED

LED ist und U die Differenz der Betriebsspannung V_{CC} und der Flussspannung der LED²:

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

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

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

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, machen sich die Toleranzen der Vorwiderstände unter Umständen negativ bemerkbar.

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, der auch durch eine Leiterbahn

²Als Trivia sei hierzu folgendes angemerkt: Die amerikanische Konvention zur Benennung von einer Spannung denotierenden Variablen ist die Verwendung eines großen lateinischen V mit deskriptiven Index. Die im europäischen Raum weiter verbreitete Variante ist, statt dessen ein großes U zu verwenden. Ich mische in dieser Arbeit beide Konventionen recht fröhlich, da zum einen meist eindeutig ist, dass eine Spannung gemeint ist, und da sich zum anderen die Werte V_{CC} , V_{DD} etc. auch in Europa in der Schreibweise mit großem V eingebürgert haben.

von genau definierten Abmaßen gebildet werden kann – Shunt genannt) abhängiger Strom ein. Im Gegensatz zum Vorwiderstand lässt sich die Konstantstromquelle relativ einfach mit einem Trimmstellschraubendreher 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 Potentiometer³ im Feedback-Loop oder das Inkorporieren eines einem DAC entnommenen analogen Signals im Fehlerverstärker geschehen [20, 21, 35, 41, 43].

Beide Techniken sind relativ störanfällig (da analoge Signale wesentlich aufmerksameren Schaltungsdesigns bedürfen als digitale) 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 eingeschaltet und nach einer bestimmten Zeit t_E wieder ausgeschaltet. Über die Periode gemittelt beträgt die Leistung der LED P_{LED} bei gegebener Volllast-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 - 30Hz liegt⁴.

Die technische Umsetzung der Pulsweitenmodulation mit einem digitalen Eingangssignal sieht meist wie in Abbildung 3 gezeigt aus: Ein Zähler zählt von 0 zu seinem Maximum, das der

³So genannte digitale Potentiometer verhalten sich genau genommen nicht wie Potentiometer. Technisch sind sie Digital-Analog-Umsetzer (DACs) geringer Auflösung, die einen digitalen Wert in einen Widerstand umwandeln.

⁴Im Gegensatz zur Kamera ist das Auge jedoch kein *sampling system*, bzw. zumindest kein solches in Reinform. Das Auge nimmt kontinuierlich Werte auf und hat eine Tiefpasscharakteristik – es kennt keine diskreten Samples und hat keine *sampling rate* oder anders geartete Taktfrequenz. Deshalb kann es beim menschlichen Auge nicht wie bei der Kamera zu Aliasingeffekten kommen.

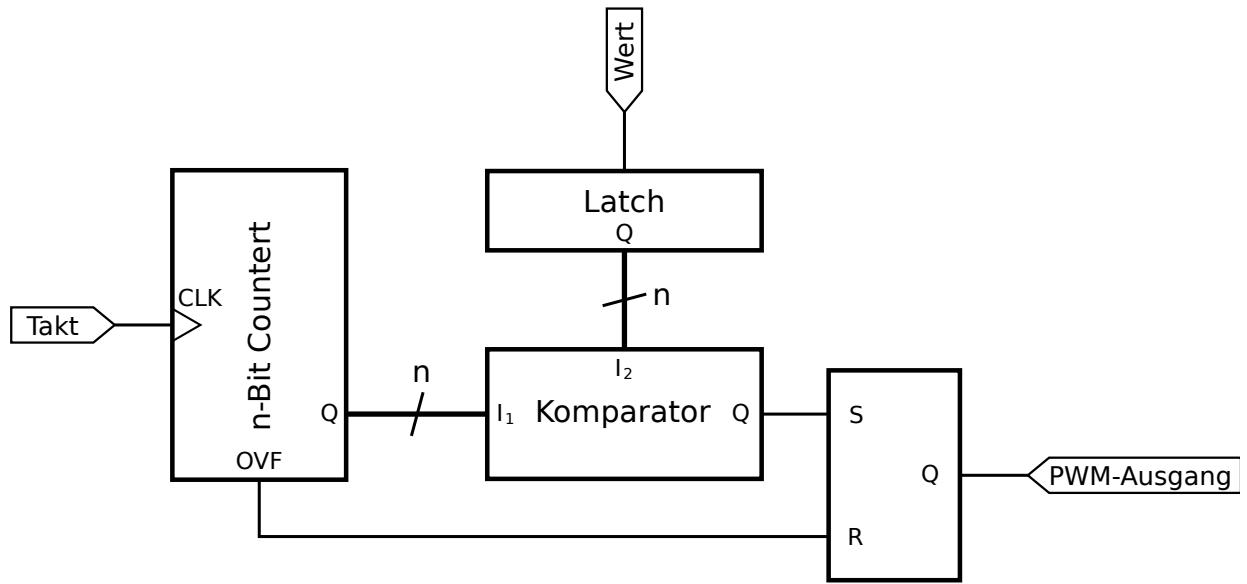


Abbildung 3: Vereinfachtes Schaubild einer generischen PWM-Steuerung

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 Komparatoren 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 Frequenz des Ausgangssignals liegt bei $f_O = \frac{f_{clk}}{2^n}$, was für $f_{clk} = 16\text{MHz}$ bei einer 16-Bit-PWM 244Hz entspricht—einer Frequenz, die das menschliche Auge nicht mehr als Flackern wahrnimmt.

Die oben beschriebene PWM-Technik ist nur eine mehrerer möglicher Varianten. Da es eine große Anzahl derselben gibt und deren Theorie sehr komplex ist und diese Arbeit keine Abhandlung über Pulsweltenmodulationen sein soll, seien dem geneigten Leser die im Literaturverzeichnis aufgezählten Quellen wärmstens empfohlen [16–18]. Zur Helligkeitsregelung der LEDs zählen hauptsächlich zwei Kriterien: die Auflösung der PWM, die möglichst hoch sein sollte, und die Periodendauer der PWM, die möglichst gering sein sollte.

3.1.4 Pulsdichtenmodulation

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. [32, 54] Digital kann ein solches Signal durch ein digitales Modell des $\Delta-\Sigma$ -ADCs generiert werden [94, 103]. Eine Pulsdichtenmodulation ist für Einsatzzwecke interessant, die eine digitale Leistungsregelung bei sehr hoher Schaltfrequenz benötigen (z.B. Motorsteuerungen). Weiter kann mit einem pulsdichtenmodulierten Signal je nach Ausgangsfilter eine sehr hohe Genauigkeit erreicht werden (umso niedriger die Grenzfrequenz des an den $\Delta-\Sigma$ -Modulator anschließenden Tiefpassfilters ist, umso höher ist die Auflösung). Für das Dimmen der LEDs ist diese hohe Schaltfrequenz jedoch nicht

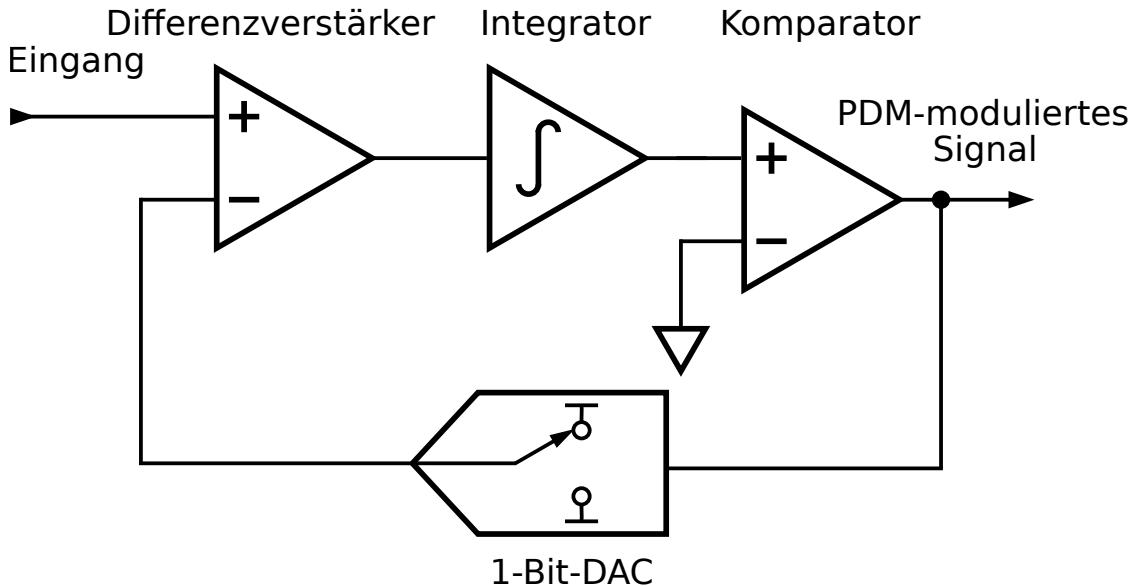


Abbildung 4: Schematische Zeichnung eines Delta-Sigma-Modulators nach [32]

nur nicht erforderlich, sondern würde auch die Anforderungen an sowohl Konstantstromquelle (die sich nach jedem Schaltvorgang neu einschwingen muss) als auch den Schalttransistor selbst stark erhöhen – wobei erstere Herausforderung die anspruchsvollere sein dürfte. Letztlich ist die PDM auch aus Sicht der Theorie komplizierter. Die meisten gängigen Mikrocontrollerfamilien verfügen über integrierte Hardware-PWM-Generatoren, sodass die Wahl zwischen beiden nicht schwer fällt.

3.1.5 Generierung scheinbar linearer Helligkeitsverläufe

Das menschliche Auge hat eine nichtlineare Wahrnehmungscharakteristik. Nicht nur werden verschiedene Wellenlängen mit unterschiedlicher Empfindlichkeit wahrgenommen, auch verschiedene Strahlungsintensitäten werden 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 eine logarithmische Kurve.

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 sukzessives Erhöhen des Leistungswertes um einen konstanten Summanden 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 kaum zu erkennen ist, dimmt dieser Algorithmus im gleichen Zeitraum von 0% auf scheinbar halbe Helligkeit.

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

$$2^{\left(\frac{V}{2^N} \cdot k\right)} \quad (3)$$

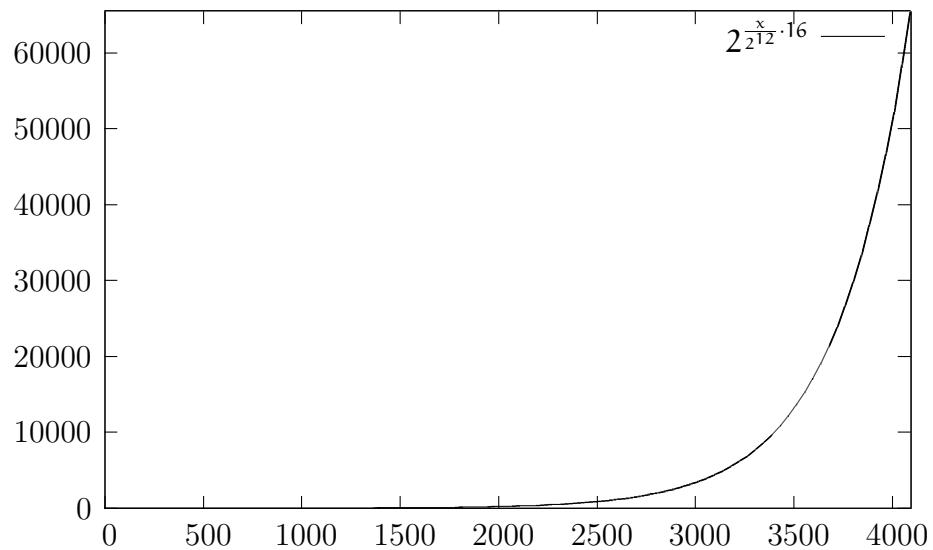


Abbildung 5: Die durch Formel 3 erzeugte Kurve bei $n = 12$ und $k = 16$ mit v auf der x-Achse des Diagramms

```

#!/usr/bin/env ruby

inbits = 12
outbits = 16

puts <<eos
#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 6: Ein Ruby-Script, dass auf Basis von Formel 3 eine C-Headerdatei mit einer Lookup-Tabelle für alle Eingabehelligkeitswerte generiert

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

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

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

Hierzu siehe auch [43, 48, 81]. Abbildung 6 zeigt ein Ruby-Script, das ich für die Generierung der logarithmischen Helligkeitstabellen verwende.

3.1.6 Umsetzung

Zum Dimmen der Hochleistungs-LEDs verwende ich in der ersten Version des Prototyps eine Kombination aus einer analog geregelten Konstantstromquelle auf Basis des LM317 [73] (einem linearen Spannungsregler), 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 (Abbildung 7(a)). Ich verwende vier LEDs die auf gebogenem Aluminiumblech montiert sind, dass die Wärme abführt⁵. Als Diffusor verwende ich die modische Milchglaskugel einer IKEA-Lampe. Die Ansteuerelektronik ist in einem Lampenfuß untergebracht, den ich seinerseits aus dem Schirm einer IKEA-Schreibtischlampe hergestellt habe. Pro LED habe ich drei Kanäle umgesetzt, da die RGB-LEDs, die ich günstig aus China importierte, eine gemeinsame Anode besitzen. Insgesamt ergeben sich so 12 Kanäle, die durch Zusammenlegen der jeweils vier Rot-, Grün- und Blaukanäle zu drei Signalen reduziert werden.

Für Details der Pulsweitenmodulation ist das Datenblatt der AT90PWM-Reihe sehr hilfreich, da dieser speziell für solcherlei Einsatzzwecke designt wurde [16]. Die konkret verwendeten Controller sind in der ersten Version der Steuerplatine (Abbildung 8) zwei ATMega8-AVRs, 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 logarithmische Kurve bei einer 8-Bit-PWM erkennbare Abstufungen zeigt. Die Firmware unterstützt nach der im vorherigen Abschnitt gezeigten Formel generierte Tabellen in einer Eingabebitbreite, die nur durch die auf 16 Bit beschränkte Ausgangsauflösung und den im AVR nur begrenzt vorhandenen Programmspeicher⁶ eingeschränkt wird. 12 Bit haben sich hier als sinnvoll erwiesen, da so auch bei niedrigen Helligkeitseinstellungen keine Stufen sichtbar sind⁷.

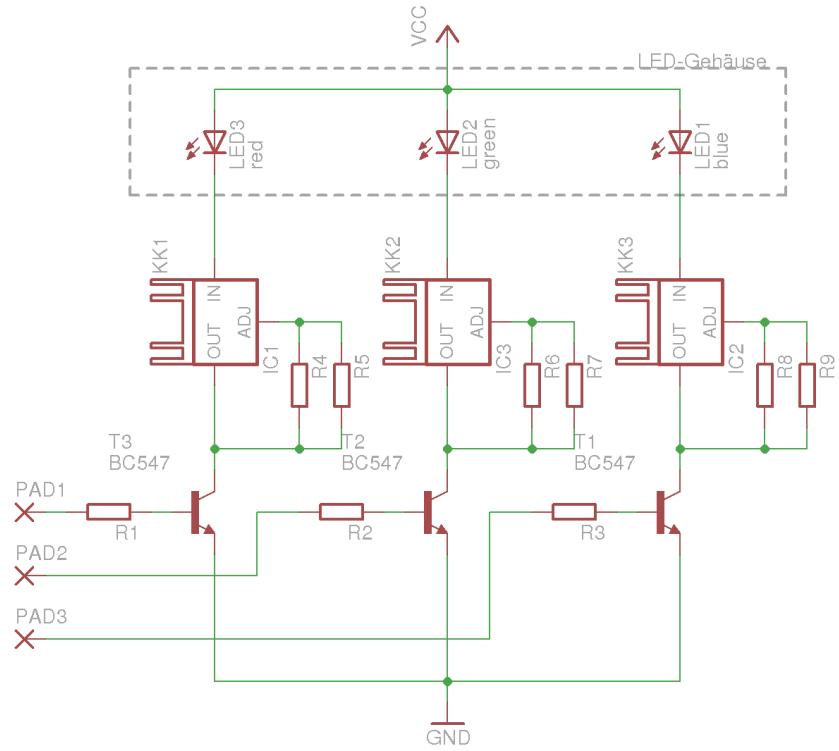
Revision 2 der Prototypenhardware sieht einen ATMega16U4-Mikrocontroller vor, der über vier nutzbare 16-Bit-PWM-Kanäle verfügt und somit die serielle Koordination von zwei Prozessoren überflüssig macht. Außerdem verfügt er neben zwei seriellen Schnittstellen (die zur Kommunikation mit anderen Systemen 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 (Abbildung 7(b)). Diese besteht aus einem Step-Down-Wandler (Buck Converter) [31, 33, 39, 72, 82], der durch eine vom AVR generierte 16-Bit-PWM angesteuert wird. Der Strom durch die LED wird mit einem der in den AVR-μC integrierten 10-Bit-ADCs gemessen. Das

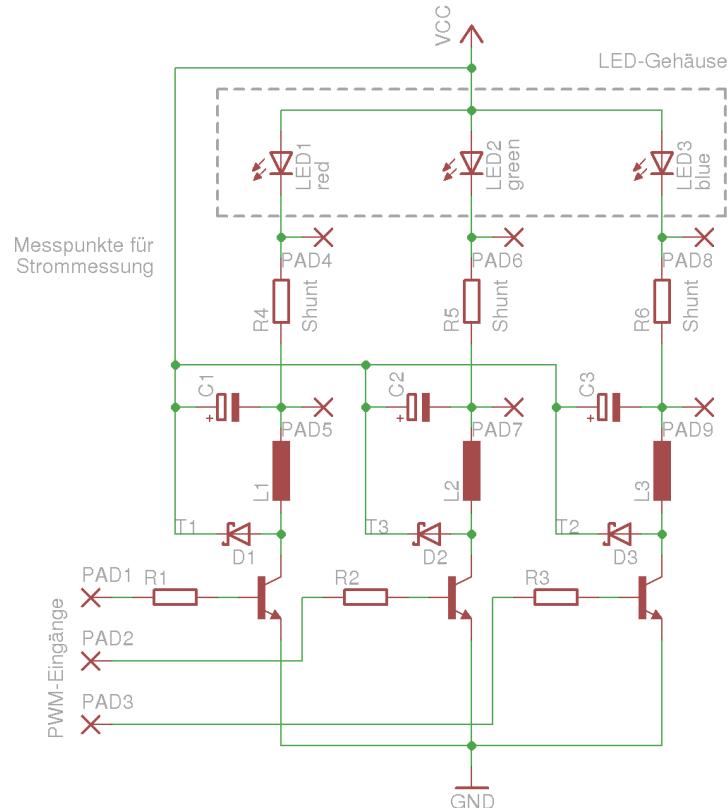
⁵Die gesamte Anordnung erhitzt sich im Dauerbetrieb unter Volllast auf über 50°C

⁶in dem die Tabellen architekturbedingt abgelegt würden.

⁷Hierbei sei vorausgesetzt, dass man *nicht* direkt in die LED blickt und die Diffusorkugel aufgesetzt ist. Man kann durchaus einen Unterschied der einzelnen PWM-Stufen im Bereich bis $\frac{5}{65536}$ erkennen, jedoch nur als schwaches Glimmen der Halbleiterkristalle.



(a) Revision 1 des LED-Treibers einer LED



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

Abbildung 7: Die Designs der regelbaren Stromquelle

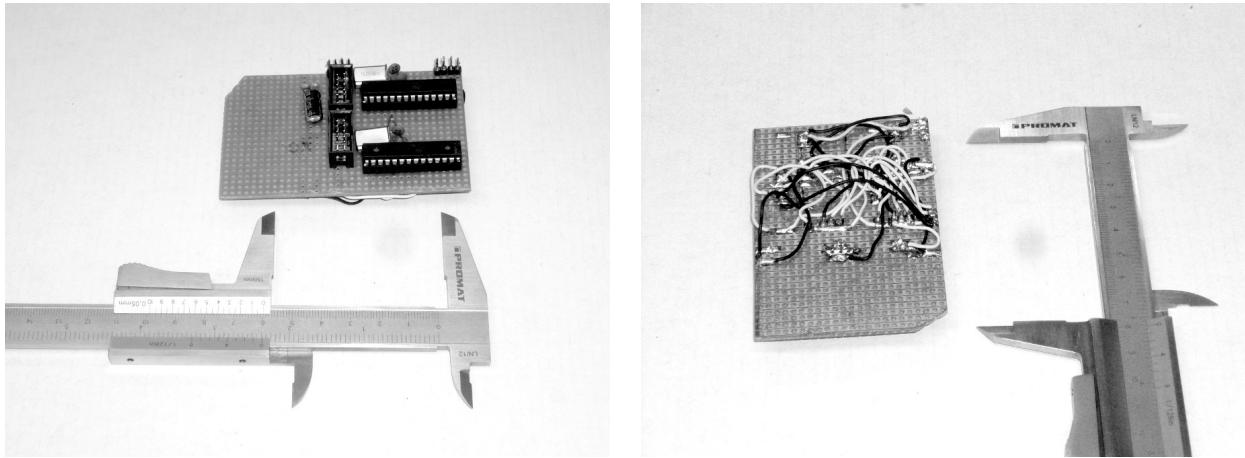


Abbildung 8: Revision 1 der Steuerplatine mit zwei AVR-Mikrocontrollern, die über einen seriellen Bus kommunizieren

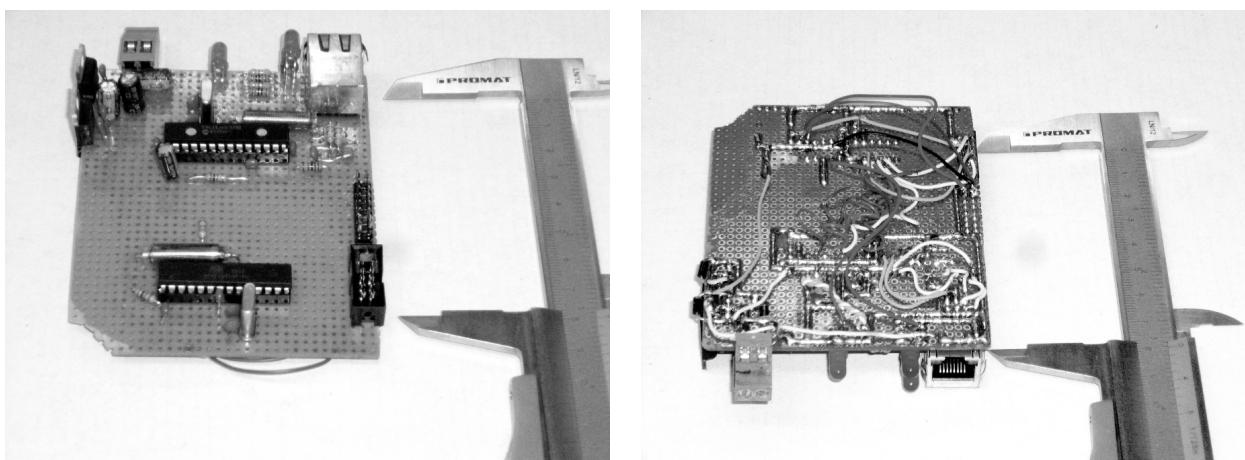


Abbildung 9: Die Converterplatine von BUZ2 auf Ethernet

Messsignal wird aus dem Spannungsabfall über einen Shunt mit einem logarithmischen Differenzverstärker generiert [37], wodurch die geringe Auflösung des ADC keine Einschränkung darstellt. Tatsächlich existieren für genau diesen Einsatzzweck konzipierte logarithmische Differenzverstärker⁸, die sich hier anbieten.

3.2 Kommunikationsprotokoll

Zur Kommunikation verschiedener Beleuchtungsmodule untereinander entwickelte ich einen Bus mit dem Namen BUZ2, der auf Basis eindeutiger 16-bittiger Geräteadressen die durch einen Master koordinierte, kollisionsfreie Kommunikation auf einem im Halbduplex betriebenen RS-485-Bus⁹ [57] 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 zur Übertragung von Kommandos. 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 [11].

Die Software ist in C für AVR-Mikrocontroller geschrieben, sollte jedoch relativ einfach auf andere Plattformen portierbar sein, sofern diese C oder Assembler bzw. eine andere Sprache, in die sich C einfach konvertieren lässt, wie z.B. 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.

Für die Details des Protokolls sei an dieser Stelle auf die in Anhang E befindlichen Zustandsdiagramme sowie den Quelltext verwiesen.

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

⁸Der englische Fachterminus lautet *high-side current measurement*

⁹Auch EIA-485. Die elektrische Spezifikation eines differentiellen Bus der hohe Leitungslängen bei einer großen topologischen Flexibilität erlaubt und für den günstige Treiberbausteine verfügbar sind

an den BUZ2-Bus anbindet, ist klein genug machbar, um zusätzlich zu einem Schalter in eine Standard-Unterputzdose zu passen. Wenn man an einen AVR mit BUZ2-Firmware einen IR-Empfänger anschließt könnte man sogar die IR-Codes gewöhnlicher Fernbedienungen zur Steuerung verwenden. Eine z.B. über die Signalstärke eines Mobiltelefons ermittelte Messung des Abstands des Benutzers zur Lampe könnte zum automatischen Ein- und Ausschalten verwendet werden.

Ich habe bereits ein Interfaceboard für die Übersetzung zwischen BUZ2 und Ethernet auf Basis des ENC28J60-Ethernet-Controllers der Firma Microchip gebaut (Abbildung 9) [70].

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 100mV liegt und als „Aktionspotential“ 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 [89–91, 96, 100, 101].

4.2 Elektrisch

Hirnströme lassen sich als Summe der Aktionspotentiale von Millionen von Nervenzellen auf der Kopfhaut noch mit einer Amplitude von ca. $10\text{--}100\mu\text{V}$ messen [69]. Die Messung solcher Spannungen ist kein allzu einfaches Unterfangen. Problematisch an der Messung solch 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 ist¹⁰ sind besondere—wenn auch nicht unbedingt notwendige—Schutzschaltungen einzuplanen. In der konkreten Umsetzung sind das einige $100\text{k}\Omega$ -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

¹⁰dessen Schaltbild in einschlägiger Fachliteratur tatsächlich ein Strichmännchen ist

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-Wandler (ADC), durch den die abschließende Umwandlung des aufbereiteten Messsignals in eine Folge digitaler Werte erfolgt. [24, 27, 30, 32, 53, 66–68, 109, 110]

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 [64]. Der in meinem Design eingesetzte ADS1194 enthält 4 Eingangsschaltungen, um die Signale von bis zu vier Elektroden aufzunehmen. Nach dem Datenblatt des Herstellers liegt die maximal mögliche Auflösung bei einem PGA¹¹-Wert von 12 bei ca. 2 LSB. Ich verwende in meinem Design die interne Referenz des ADS1194, der Anschluss einer externen Referenz ist aber noch möglich [19, 28, 64, 65, 83].

Je nach beobachtbarer Signalqualität werde ich externe Vorverstärker an den Elektroden sowie einen zusätzlichen ESD-Schutz ergänzen. Auch ein analoger Filter vor dem Eingang des ADC ist unter Beachtung der Isolationswerte moderner Kondensatoren durchaus machbar [15, 45, 71, 74–77, 80, 111].

¹¹PGA steht für „Programmable Gain Amplifier“ und bezeichnet einen im ADC integrierten Verstärker mit digital einstellbarer Verstärkung

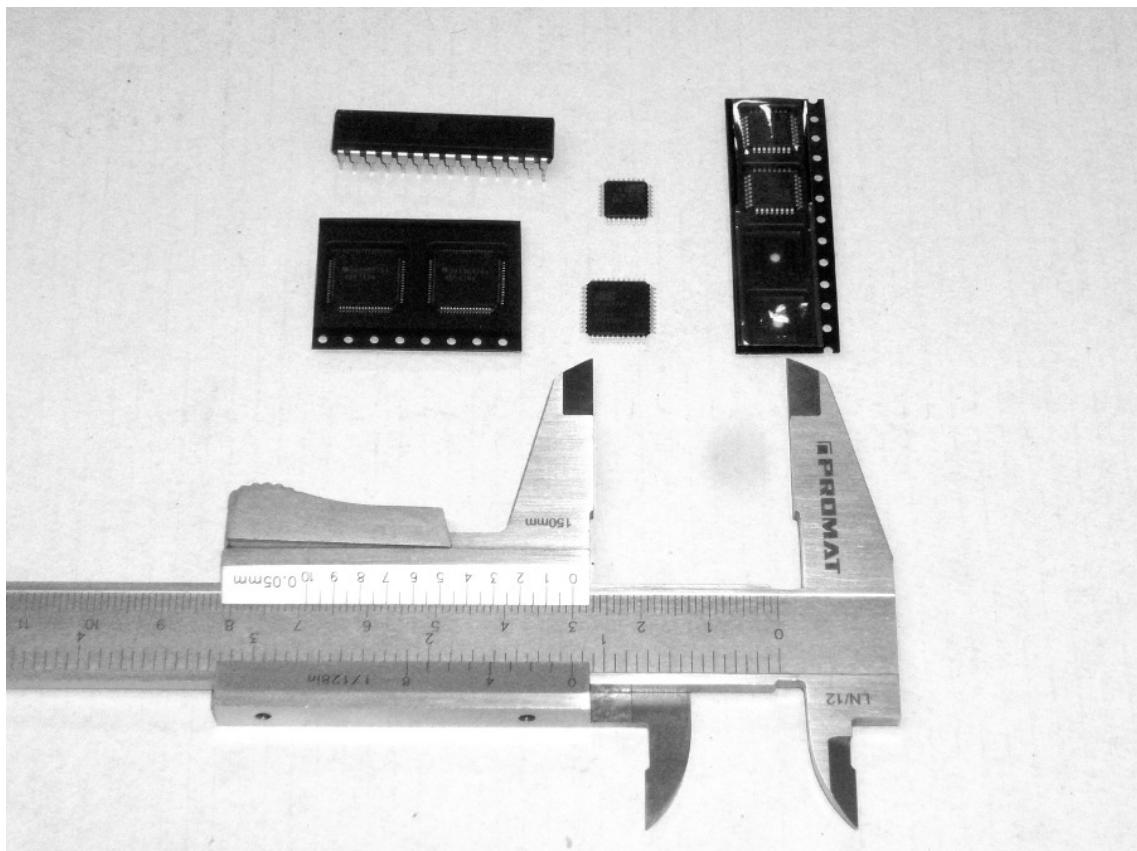
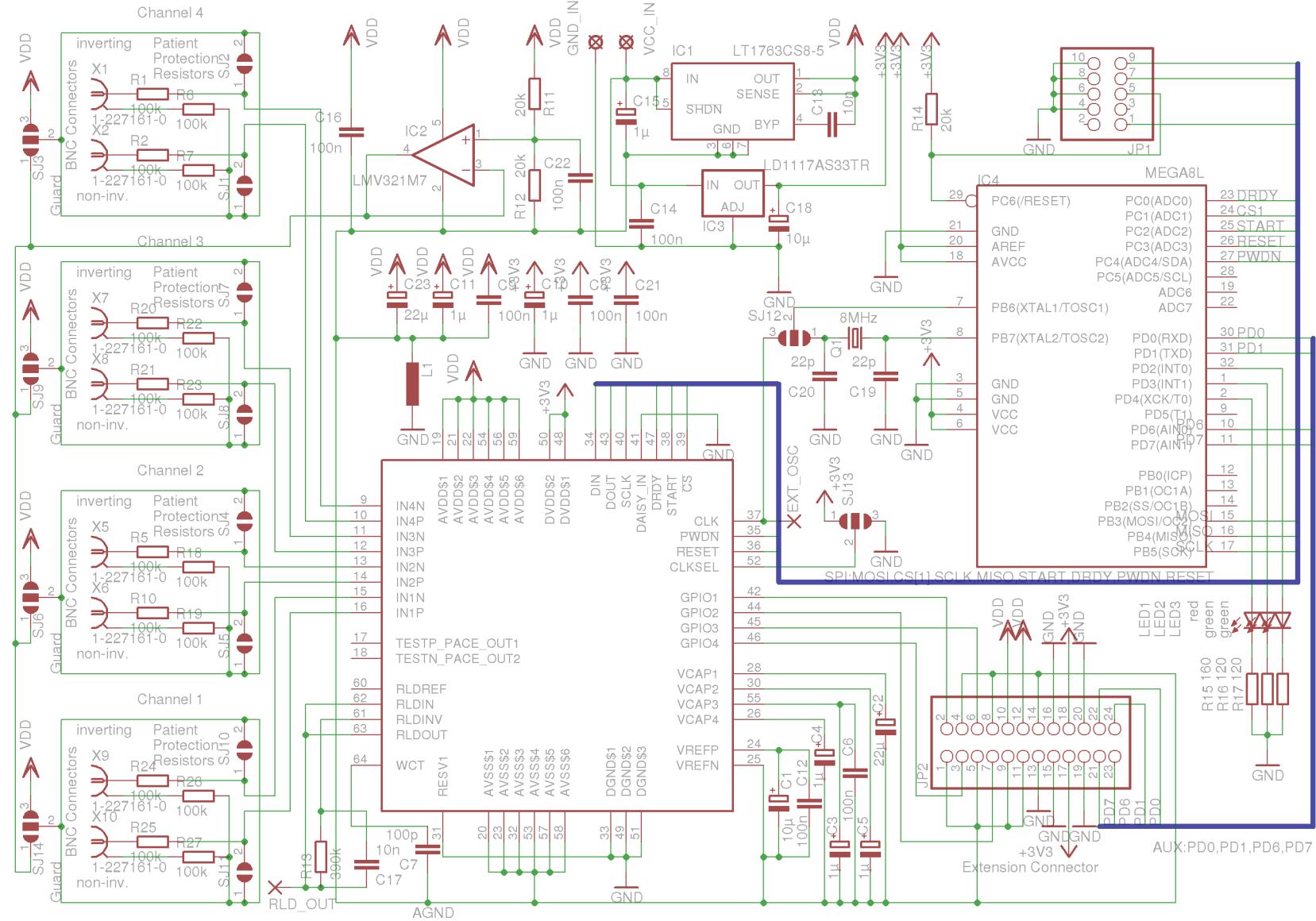


Abbildung 10: Die in EEG und LED-Treiber verwendeten ICs. Vorne links sind zwei ADS1194 zu erkennen, die letztendlich die EEG-Messung durchführen. Vorne mittig ist der mit vier 16-Bit-PWM-Kanälen ausgestattete ATmega32U4 zu sehen (eine größere Variante des ATmega16U4), der die PWM-Regelung übernimmt. Hinten im Bild sind verschiedene Bauformen des ATmega8 zu sehen, der in Revision 1 der PWM-Controllerplatine zum Einsatz kommt.



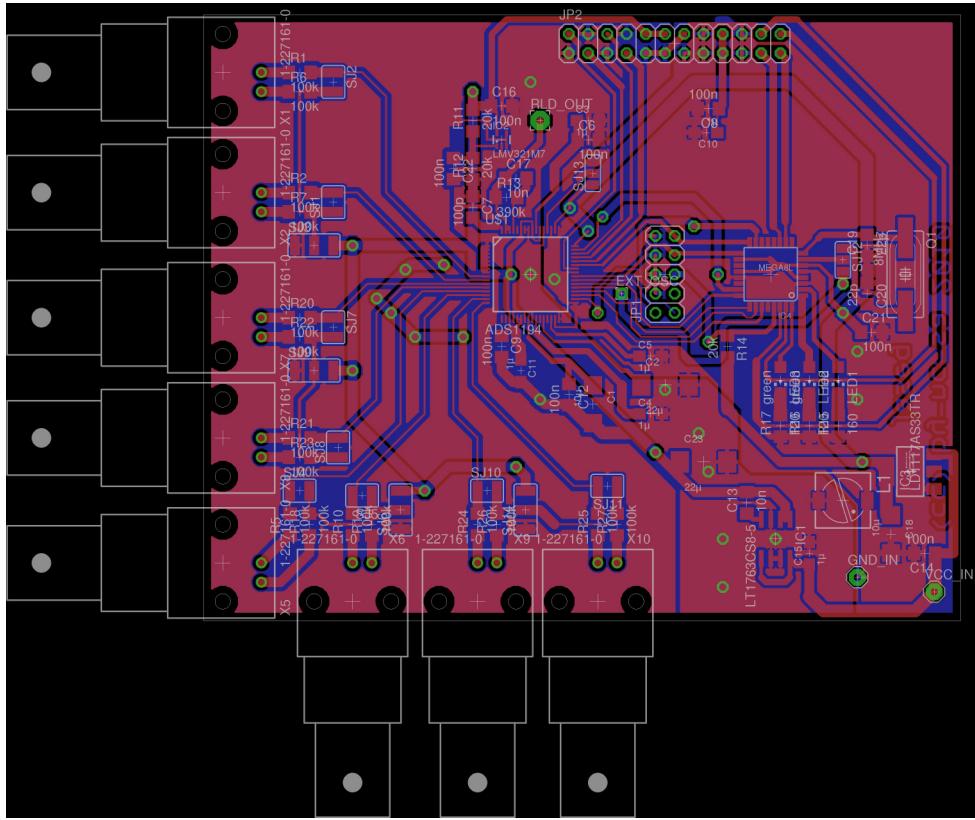


Abbildung 12: Das Platinenlayout der EEG-Moduls

Die Sampling-Rate liegt im Bereich einiger hundert bis tausend $\frac{\text{Sp}}{\text{s}}$, während die höchste für die Messung signifikante Frequenz weit unter 100Hz liegt. Das Nyquist-Shannonsche Abtasttheorem ist somit erfüllt und es sind bei den gegebenen Frequenzen 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 funktioniert, habe ich noch keinen Algorithmus umgesetzt. Grundsätzlich bietet es sich an, das Messsignal 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 interessant, dass dieser nicht die gewünschten Ergebnisse liefert [95, 97, 99, 106].

Eine FFT lässt sich bei nicht zu hoher Anzahl der Stützstellen sogar auf einem 8-Bit-AVR¹² bei den mit einem solchen Controller möglichen Taktfrequenzen (z.B. 16MHz) noch berechnen [9]. Sollte die Rechenleistung des in das EEG-Board integrierten AVRs (der eine standardmäßig mit der in Abhängigkeit der Betriebsspannung maximal möglichen Taktfrequenz von 8MHz getaktete Low-Voltage-Version ist) nicht ausreichen, können die Daten über die Erweiterungsschnittstelle des Boards auch roh herausgeführt werden und in der Versuchsphase

¹²RISC-Architektur, in den „ATMega“-Varianten mit in Hardware ausgeführtem Multiplizierer

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. $1\frac{\text{kSp}}{\text{s}}$ bei 1-4 Kanälen selbst bei rechenzeitintensiver Weiterverarbeitung keinerlei Probleme dar.

5 Arbeitsprozess der Platinenherstellung

Ich möchte abschließend noch einige Anmerkungen zur Herstellung der Platinen machen. Ich verwendete für Version 1 der Prototypenboards der Lampe Loch- und Streifenrasterplatten, da ich noch nie zuvor selbst Platinen hergestellt habe und angesichts der geringen Komplexität der Schaltungen auch nicht die Notwendigkeit dazu sah. Der EEG wird aufgrund der feinen Strukturen und der empfindlichen Signale auf einer eigenen Platine aufgebaut, die ich selbst herstelle. Ich verwende dazu doppelseitiges, fotopositiv beschichtetes Bungard-FR4-Basismaterial mit $35\mu\text{m}$ -Kupferauflage. Die bei diesem Material zu erwartenden Leckströme sind durch den Einsatz von Guards wahrscheinlich gering [10, 14, 22, 49–51].

6 Fazit

Die Arbeit an diesem Projekt ist noch nicht abgeschlossen, und wie bereits unter dem Inhaltsverzeichnis angemerkt werde ich auch an dieser Form der Dokumentation weiterarbeiten (momentan ist eine englische Übersetzung in Planung). Als nächstes werde ich die Hardware des EEG bauen und debuggen sowie die Firmware schreiben. In Abhängigkeit von der effektiven Auflösung und Empfindlichkeit des analogen Front-Ends werde ich auch probieren, es als Messschaltung für das Aktionspotential an Muskeln zu verwenden. Mit einer derartigen Konfiguration können Muskelbewegungen (z.B. einer Hand oder an den Augen) gemessen und als Eingabemethode verwendet werden [12, 107].

A Glossar

Abkürzungen

ADC Analog Digital Converter, Analog-Digital-Umsetzer, in deutscher Fachliteratur teilweise als ADU bezeichnet. 13, 16, 17

DAC Digital Analog Converter, Digital-Analog-Umsetzer, in deutscher Fachliteratur teilweise als DAU bezeichnet. 4, 17

EEG Elektroenzephalograph. 1, 12, 13, 17

FFT Fast Fourier Transformation, zu deutsch Schnelle Fouriertransformation. 16, 17

IC Integrated Circuit, Integrierter Schaltkreis, umgangssprachlich Mikrochip. 13, 17

LED Light Emitting Diode, Leuchtdiode. 2–4, 17

LSB Bit bzw. Byte mit der geringsten Wertigkeit. 13, 17

PDM Pulse Density Modulation, Pulsdichtemodulation. 4, 5, 17

PWM Pulse Width Modulation, Pulsweitenmodulation. 4–6, 17

Begriffserklärungen

Fehlerstrom Unerwünschter, häufige gefährlicher, auf nicht intendiertem Wege fließender Strom, meist durch Lebewesen. 12, 17

Flipflop Eine elektronische Speicherschaltung. 5, 17

Flussspannung Spannungsabfall innerhalb der LED in Durchlassrichtung. 2, 3, 17

Fouriertransformation Effizienter Algorithmus zur Umwandlung eines Signals in den Frequenzraum durch Zerlegung in einzelne Frequenzen. 17

Halbduplex Zeitlich gemultiplexte Verwendung desselben Kommunikationskanals in Sendee und Empfangsrichtung. 11, 17

Hertz Einheit der Frequenz, entspricht nach dem SI (Système Internationale) $\frac{1}{s}$. 4, 17

Nyquist-Theorem Mit vollem Namen Nyquist-Shannonsches Abtasttheorem, Theorem, das besagt, dass ein Signal mit der Maximalfrequenz f mit einer Frequenz größer als $2 \cdot f$ abgetastet werden muss, um das Ursprungssignal ohne Informationsverlust wiederherstellen zu können [102]. 16, 17

Offsetkorrektur Korrekturmehanismus, bei dem ein konstanter, als „Offset“ bezeichneter Summand vom Eingangssignal abgezogen wird.. 16, 17

Sampling Umwandlung eines kontinuierlichen, meist analogen Signals in diskrete Werte und – im Falle eines ADC oder DAC – die Umwandlung desselben in digitale Signale. 16, 17

Shunt Niederohmiger ($0.01 - 1\Omega$) Messwiderstand, der zur Strommessung verwendet wird. Der durch den Widerstand fließende Strom wird indirekt durch die am Widerstand abfallende Spannung gemessen. Der Widerstand sollte möglichst klein – gegenüber dem Lastwiderstand in jedem Falle klein – sein, um den Spannungsabfall am Widerstand und den Messfehler sowie die Verlustleistung (bei hohen Strömen) gering zu halten.. 4, 17

Sperrsicht Übergang von positiv zu negativ dotiertem Halbleitermaterial. 2, 17

Überlauf Aktion eines Zählers oder einer Variable, beim Inkrement über sein/ihr Maximum auf sein/ihr Minimum zu Springen. 5, 17

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.
- [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] AVR libc documentation. util/crc16.h: CRC Computations, 2010.
http://www.nongnu.org/avr-libc/user-manual/group__util__crc.html.
- [12] Axel Mulder. How to build an instrumented glove based on the Powerglove flex sensors, 1994.
<http://xspasm.com/x/sfu/vmi/PCVR.html>.
- [13] Bonnie Baker (Texas Instruments, former Burr Brown). Tuning in Amplifiers, 1996.
<http://www.ti.com/litv/pdf/sboa067>.
- [14] Bungard. Datenblatt Fotobeschichtetes Bungard FR4 Basismaterial.
<http://bungard.de/downloads/IPC4101D.pdf>.
- [15] Erik Cheever. Switched Capacitor Circuits, Accessed 2010.
<http://www.swarthmore.edu/NatSci/echeeve1/Ref/FilterBkgrnd/SwitchedCap.html>.

- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] Analog Devices. AD586 High Precision 5V Reference, 2005.
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD586.pdf.
- [20] Analog Devices. AD5227 64-Position Up/Down Control Digital Potentiometer, 2009.
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5227.pdf.
- [21] Analog Devices. AD5235 Nonvolatile Memory, Dual 1024-Position Digital Potentiometer, 2009.
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5235.pdf.
- [22] Analog Devices. Decoupling Techniques, 2009.
<http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-101.pdf>.
- [23] 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=pdfcheck>.
- [24] Kevin R. Hoskins. Data Acquisition Circuit Collection, 1994.
<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an62.pdf>.
- [25] Maxim IC. DS1085L 3.3V EconOscillator Frequency Synthesizer.
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS1085L.pdf>.
- [26] Maxim IC. MAX7409/7410/7413/7414 5th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters, 1998.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX7409-MAX7414.pdf>.
- [27] Maxim IC. ADC and DAC Glossary, 2000.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN641.pdf>.
- [28] Maxim IC. Understanding Voltage-Reference Topologies and Specifications, 2000.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN719.pdf>.
- [29] Maxim IC. Automatic Test Equipment on a Budget, 2001.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN761.pdf>.
- [30] Maxim IC. The ABCs of ADCs: Understanding How ADC Errors Affect System Performance, 2001.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN748.pdf>.

- [31] Maxim IC. Boost Converter Generates Three Analog Rails, 2003.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN2026.pdf>.
- [32] Maxim IC. Demystifying Sigma-Delta ADCs, 2003.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1870.pdf>.
- [33] 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>.
- [34] Maxim IC. MAX4194-MAX4197 Micropower, Single-Supply, Rail-to-Rail, Precision Instrumentation Amplifiers, 2003.
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4194-MAX4197.pdf>.
- [35] Maxim IC. Tips to Remember When Designing with Digital Potentiometers, 2003.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1956.pdf>.
- [36] Maxim IC. MAX6143 High-Precision Voltage Reference with Temperature Sensor, 2004.
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX6143.pdf>.
- [37] Maxim IC. Integrated DC Logarithmic Amplifiers, 2005.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3611.pdf>.
- [38] Maxim IC. 3-Pin Silicon Oscillator, 2007.
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX7375.pdf>.
- [39] Maxim IC. An Introduction to Switch-Mode Power Supplies, 2007.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4087.pdf>.
- [40] 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>.
- [41] Maxim IC. DACs vs. Digital Potentiometers: Which Is Right for My Application?, 2007.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4025.pdf>.
- [42] Maxim IC. Extend Current-Sense Amplifier's Input Range Down to 0V, 2007.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4078.pdf>.
- [43] Maxim IC. Logging the Linear Digital Potentiometer, 2007.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN3996.pdf>.
- [44] Maxim IC. Operational Amplifiers Glossary of Key Terms, 2007.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4107.pdf>.
- [45] Maxim IC. Overvoltage Protection (OVP) for Sensitive Amplifier Applications, 2007.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4035.pdf>.
- [46] 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>.

- [47] Maxim IC. Calculating the Error Budget in Precision Digital-to-Analog Converter (DAC) Applications, 2008.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4300.pdf>.
- [48] Maxim IC. Pots, Pans, Logs, and Linear Digital Pots Create Arbitrary Voltage Curves, 2008.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4346.pdf>.
- [49] Maxim IC. Rail Splitter, from Abraham Lincoln to Virtual Ground, 2008.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4344.pdf>.
- [50] Maxim IC. Well Grounded, Digital Is Analog, 2008.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4345.pdf>.
- [51] Maxim IC. Where Is Ground?, 2008.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4292.pdf>.
- [52] Maxim IC. Autozero Noise Filtering Improves Instrumentation Amplifier Output, 2009.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4179.pdf>.
- [53] 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>.
- [54] Maxim IC. Frequently Asked Questions about Data Converters, 2009.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN801.pdf>.
- [55] Maxim IC. Inexpensive (Almost Free) Probe/Tweezers for Testing SMD Components, 2009.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4459.pdf>.
- [56] 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>.
- [57] 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>.
- [58] Maxim IC. Methods for Calibrating Gain Error in Data-Converter Systems, 2009.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4494.pdf>.
- [59] Maxim IC. Murphy's Law and the Risks of Designing "Off Data Sheet", 2009.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4429.pdf>.
- [60] Maxim IC. Saving Energy: Little Things Mean a Lot, 2009.
<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4335.pdf>.
- [61] infactory innovations and trade gmbh. Studie zur Wirksamkeit eines bewegungsprofilbasierten Schlafphasenweckers, 2006.
http://87.106.221.113/axbo/CustomUpload/3740357034003700356036903500352037503530366/zusammenfassung_studie.pdf.

- [62] Texas Instruments. Amplifier and Data Converter Selection Guide, 2009.
<http://www.arrownac.com/mktg/medical-source/ad-converter-guide.pdf>
- [63] Texas Instruments. OPA615 Wide-Bandwidth, DC Restoration Circuit, 2009.
<http://focus.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=opa615&fileType=pdf>.
- [64] 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>.
- [65] Texas Instruments. ADS1198ECG-FE ECG Front-End Performance Demonstration Kit User's Guide, 2010.
<http://www.ti.com/litv/pdf/sbau180>.
- [66] Texas Instruments. Analog Front-End Design for ECG Systems Using Delta-Sigma ADCs, 2010.
<http://www.ti.com/litv/pdf/sbaa160a>.
- [67] 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>.
- [68] Jim Williams (Linear Technology). Component and Measurement Advances Ensure 16-Bit DAC Settling Time, 1998.
<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an74f.pdf>.
- [69] Karl C. Mayer. EEG.
<http://www.neuro24.de/eeg.htm>.
- [70] Microchip Technology inc. ENC28J60 Datasheet – Stand-Alone Ethernet Controller with SPI Interface, 2008.
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39662c.pdf>.
- [71] ST Microelectronics. BAT20J High Efficiency Switching and Ultra Low Leakage Current Schottky Diode, 2004.
<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/10312.pdf>.
- [72] National Semiconductor. Switching Regulators.
<http://www.national.com/appinfo/power/files/f5.pdf>.
- [73] National Semiconductor. LM117/LM317A/LM137 3-Terminal Adjustable Regulator, 2010.
<http://www.national.com/profile/snip.cgi/openDS=LM317>.
- [74] NXP (Philips). 1PS70SB10; 1PS70SB14; 1PS70SB15; 1PS70SB16 Schottky barrier (double) diodes, 1999.
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1PS70SB10_14_15_16.pdf.
- [75] NXP (Philips). BAV199 Low-leakage double diode, 2001.
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAV199.pdf.

- [76] NXP (Philips). BAS416 Low-leakage diode, 2004.
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAS416.pdf.
- [77] NXP (Philips). BAS45AL Low-leakage diode, 2010.
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAS45AL.pdf.
- [78] Philips. Power Light Source LUXEON K2 Technical Datasheet DS51, 2008.
<http://www.philipslumileds.com/uploads/54/DS51-pdf>.
- [79] Philips. LUXEON® Rebel ES Technical Datasheet DS61, 2010.
<http://www.philipslumileds.com/uploads/17/DS61-pdf>.
- [80] National Semiconductor. LMF100 High Performance Dual Switched Capacitor Filter, 1999.
<http://www.national.com/pf/LM/LMF100.html>.
- [81] Uwe Siart. Das Dezibel – Definition und Anwendung, 2009.
<http://www.siart.de/lehre/dezibel.pdf>.
- [82] sprut. Schaltregler-Grundlagen, 2003.
<http://www.sprut.de/electronic/switch/schalt.html>.
- [83] Linear Technology. LT1021 Precision Reference, 1995.
<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1021fc.pdf>.
- [84] Texas Instruments (former Burr Brown). Single-Supply Operation of Operational Amplifiers, 1986.
<http://focus.tij.co.jp/jp/general/docs/lit/getliterature.tsp?literatureNumber=sboa059&fileType=pdf>.
- [85] 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&fileType=pdf&track=no>.
- [86] Texas Instruments (former Burr Brown). OPA128 Difet Electrometer-Grade Operational Amplifier, 1995.
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa128.pdf>.
- [87] Texas Instruments (former Burr Brown). OPA129 Ultra-Low Bias Current Difet Operational Amplifier, 2007.
<http://www.ti.com/lit/gpn/opa129>.
- [88] Texas Instruments (former Burr Brown). OPA445 High Voltage FET-Input Operational Amplifier, 2008.
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa445.pdf>.
- [89] Wikipedia. Action potential, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Action_potential.
- [90] Wikipedia. Aktionspotential, 2011.
<http://de.wikipedia.org/wiki/Aktionspotential>.

- [91] Wikipedia. Brain, 2011.
<http://en.wikipedia.org/wiki/Brain>.
- [92] Wikipedia. Circadian Rhythm, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Circadian_rhythm.
- [93] Wikipedia. Circadiane Rhythmik, 2011.
http://de.wikipedia.org/wiki/Circadiane_Rhythmik.
- [94] Wikipedia. Delta-Sigma Modulator, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Delta-sigma_modulator.
- [95] Wikipedia. Fast Fourier Transformation, 2011.
<http://en.wikipedia.org/wiki/FFT>.
- [96] Wikipedia. Gehirn, 2011.
<http://de.wikipedia.org/wiki/Gehirn>.
- [97] Wikipedia. Hidden Markov Model, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Hidden_Markov_model.
- [98] Wikipedia. Melatonin, 2011.
<http://en.wikipedia.org/wiki/Melatonin>.
- [99] Wikipedia. Naive Bayes Classifier, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Naive_Bayes_classifier.
- [100] Wikipedia. Neuron, 2011.
<http://de.wikipedia.org/wiki/Neuron>.
- [101] Wikipedia. Neuron, 2011.
<http://en.wikipedia.org/wiki/Neuron>.
- [102] Wikipedia. Nyquist-Shannon-Abtasttheorem, 2011.
<http://de.wikipedia.org/wiki/Nyquist-Theorem>.
- [103] Wikipedia. Pulse-density Modulation, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-density_modulation.
- [104] Wikipedia. Schlaf, 2011.
<http://de.wikipedia.org/wiki/Schlaf>.
- [105] Wikipedia. Sleep, 2011.
<http://en.wikipedia.org/wiki/Sleep>.
- [106] Wikipedia. Speech Recognition, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Speech_recognition.
- [107] Wikipedia. Wired Glove, 2011.
http://en.wikipedia.org/wiki/Wired_glove.
- [108] Wikipedia. Additive Farbmischung, 2011.
http://de.wikipedia.org/wiki/Additive_Farbmischung.

- [109] 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>.
- [110] 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>.
- [111] WIMA. WIMA FKP 1 Datenblatt.
http://www.wima.com/EN/WIMA_FKP_1.pdf.

C Updates und Quelltext

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

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

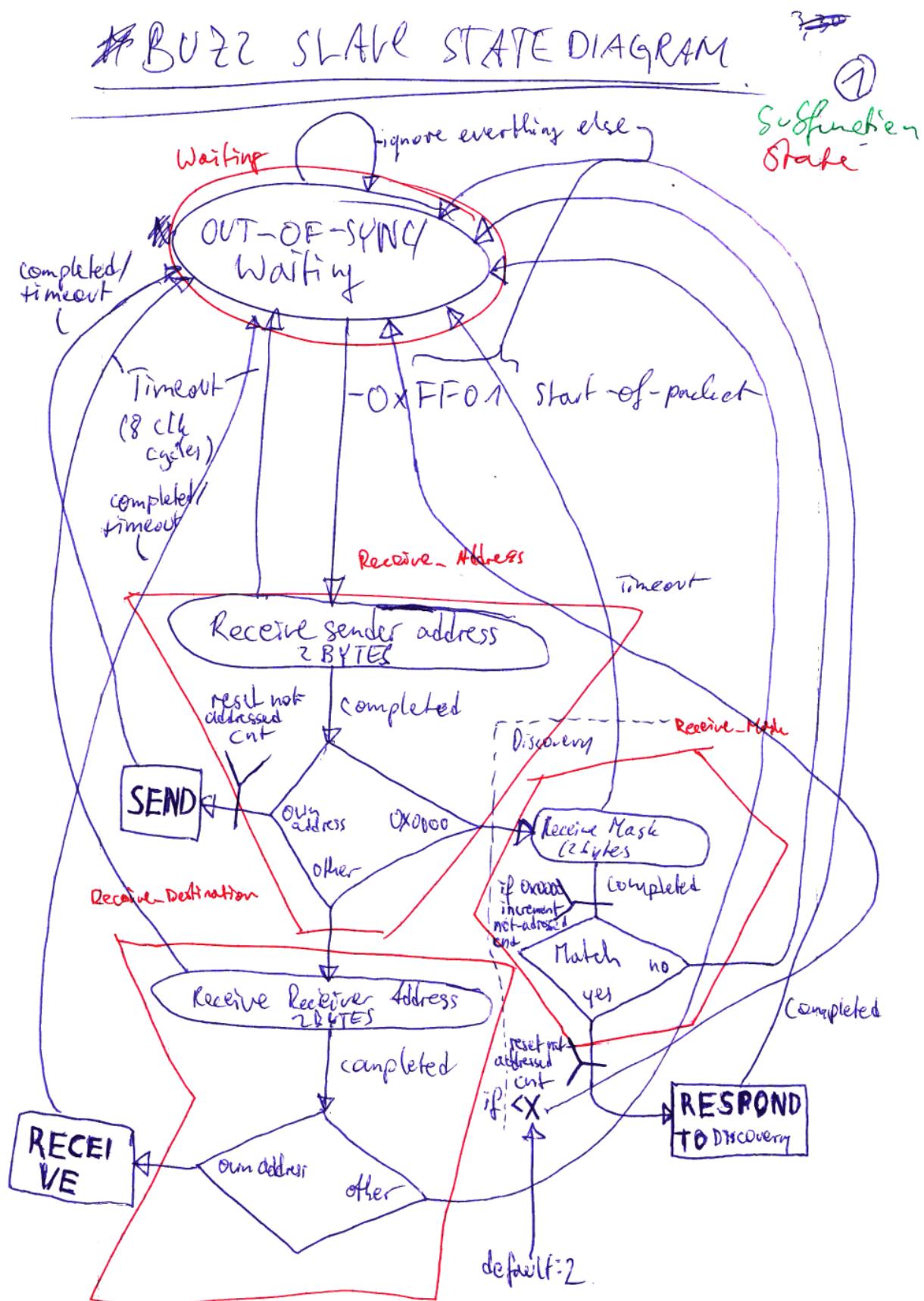
<https://github.com/jaseg/BUZ2-Master>

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

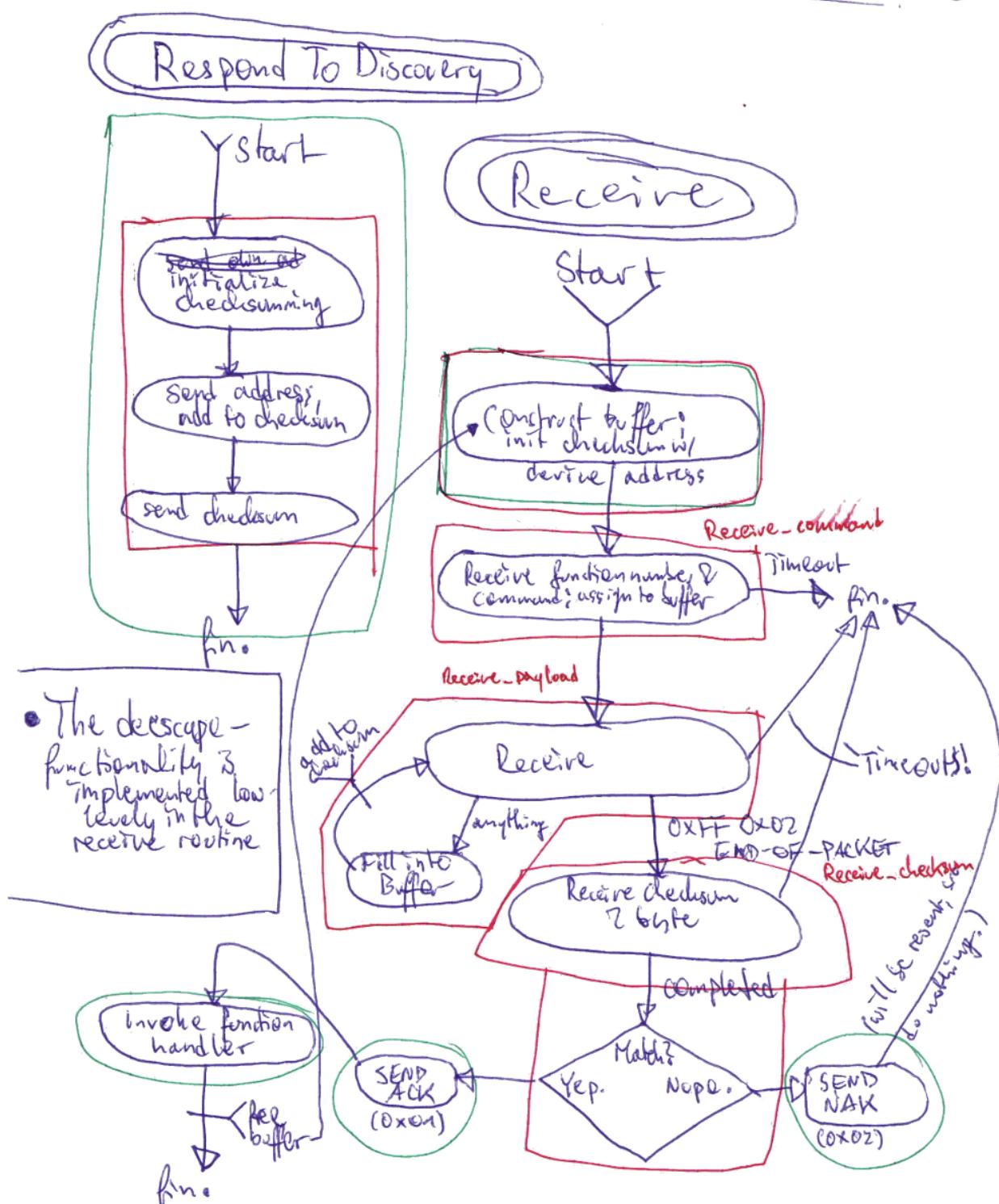
D Changelog

Version	Anmerkungen
0.1	Arbeitsversion
0.2	BLL Abgabe

E Die Zustandsdiagramme der BUZ2-State Machine

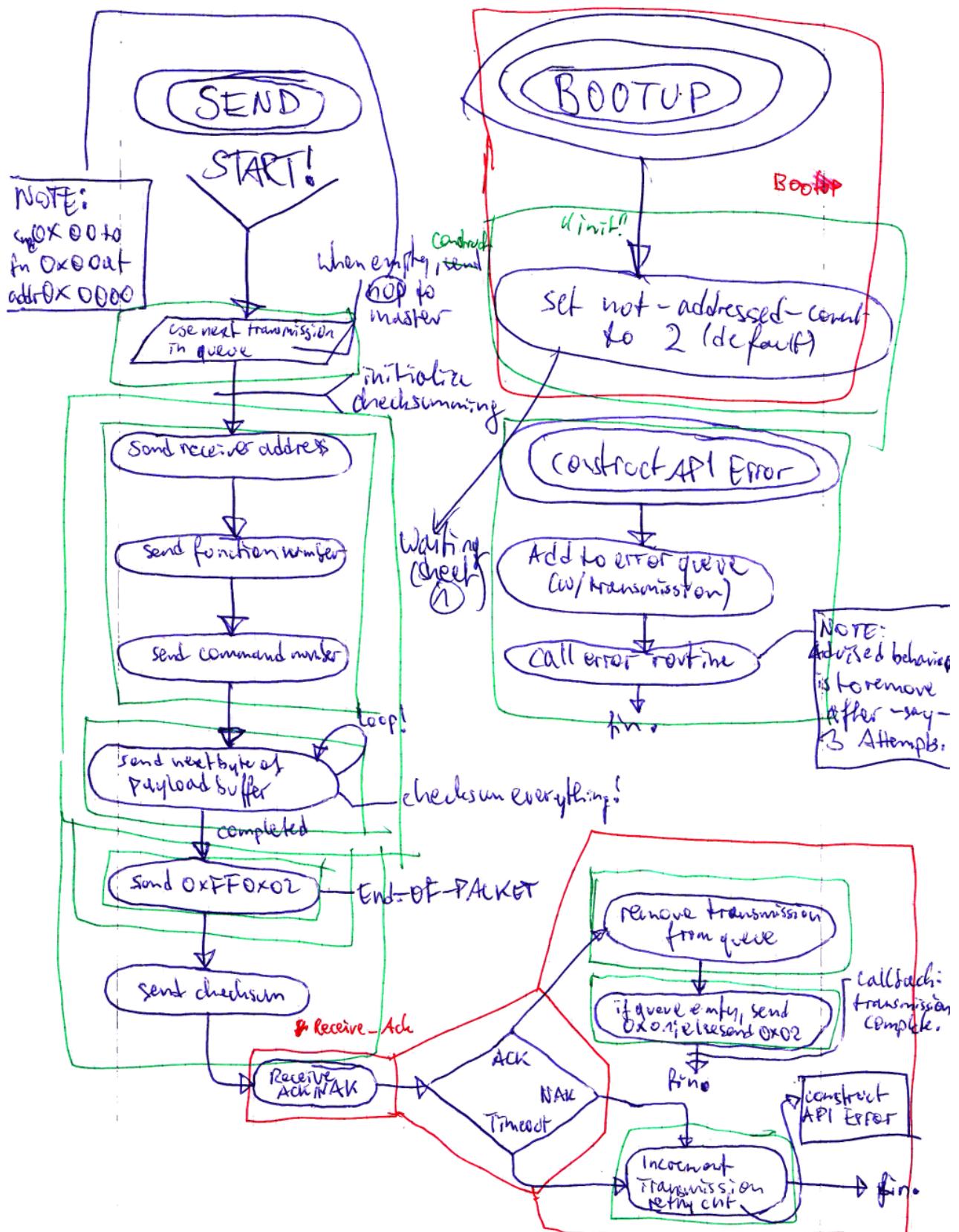


~~BoT2~~ BoT2 Slave State Diagram



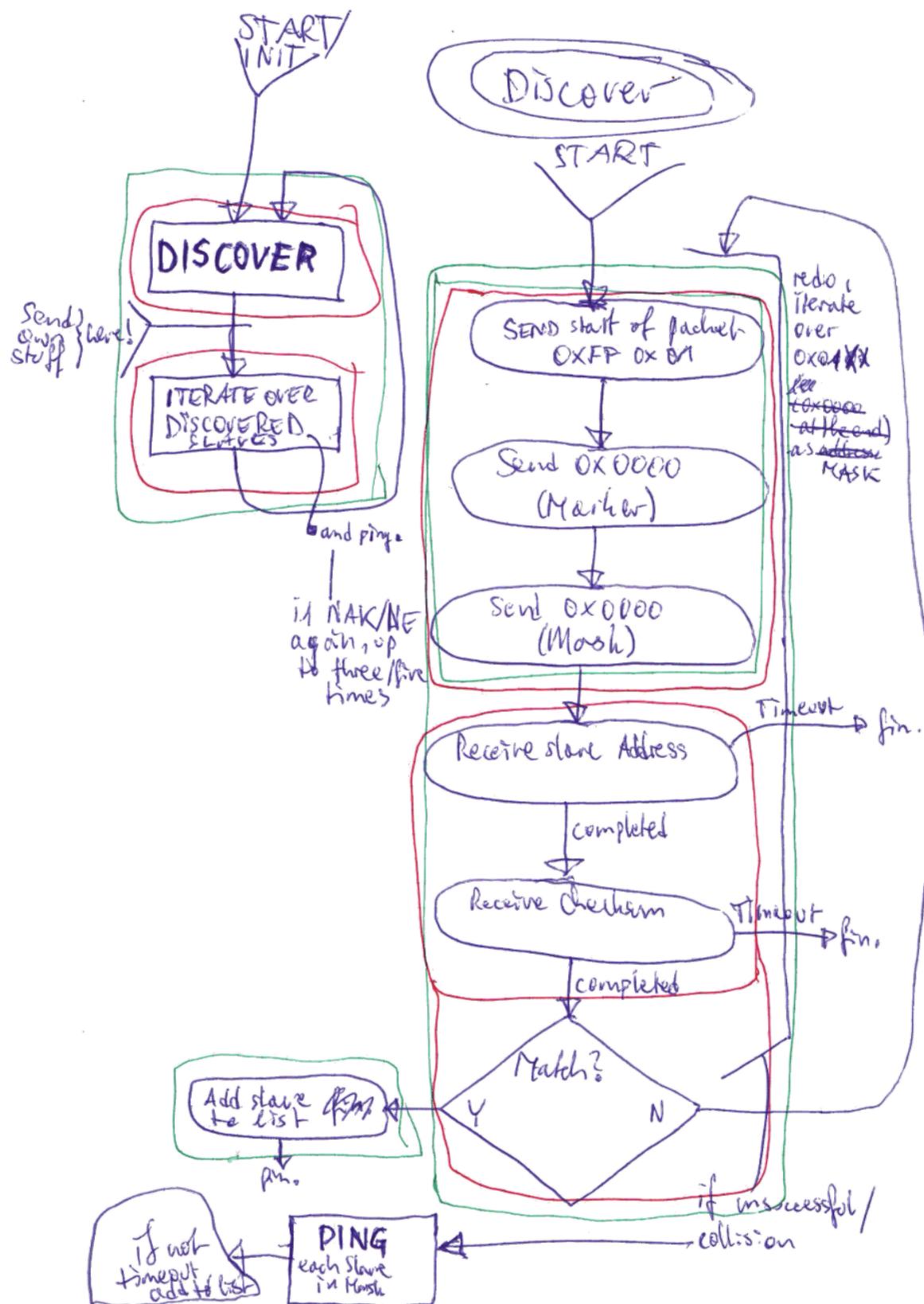
Buzz State [Slave] Diagram

3



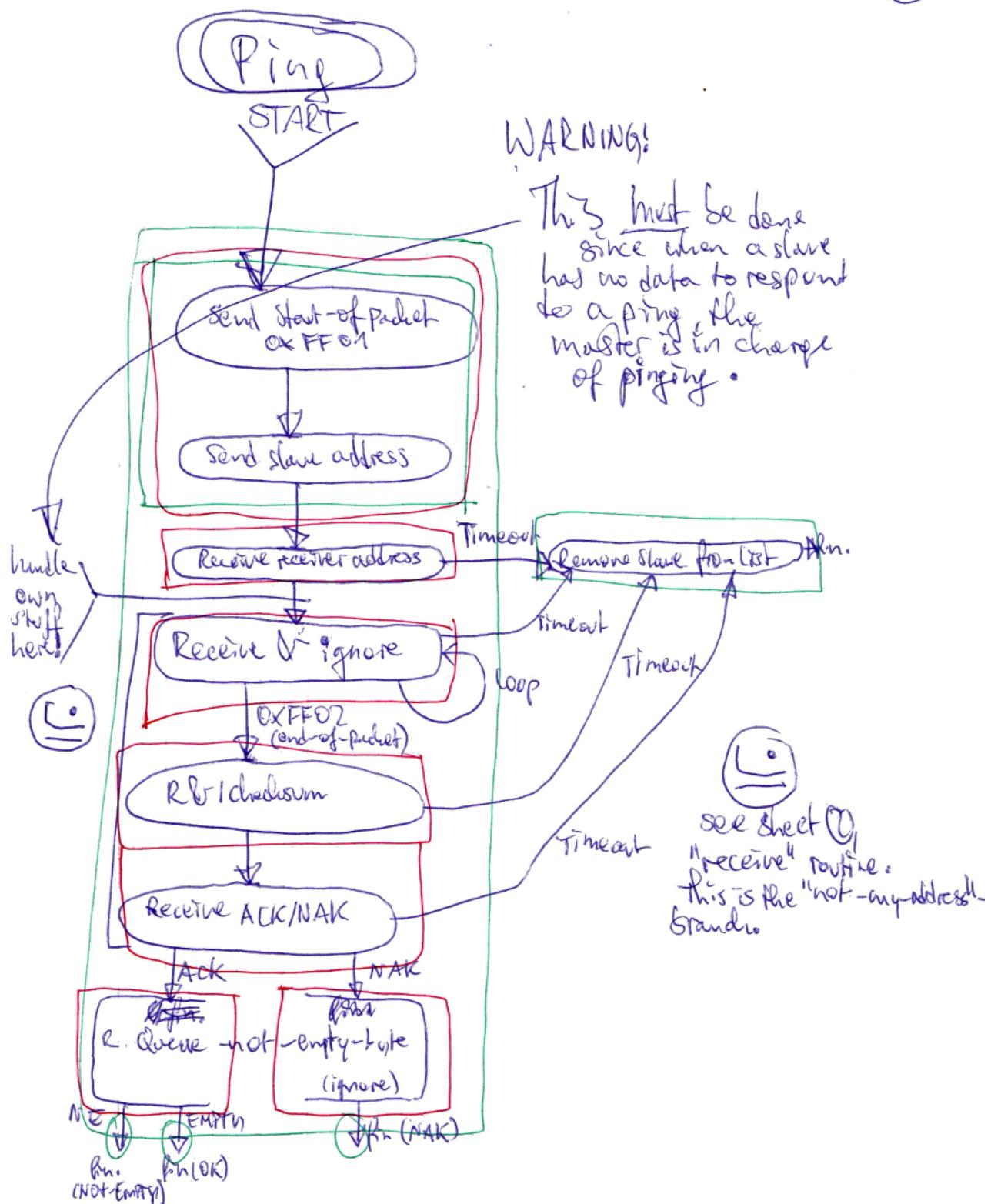
BUZZ MASTER STATE DIAGRAM

(5)



BUS Master State Diagram

(6)



F Eigenständigkeitserklärung

(Nach: <http://waste.informatik.hu-berlin.de/~46halbe/eigenstaendig.html>, 24. Okt. 2010)

Ich versichere hiermit, daß ich die vorstehende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Die Stellen, die anderen Werken dem Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen wurden, habe ich in jedem einzelnen Fall durch die Angabe der Quelle als Entlehnung kenntlich gemacht.