

# **Entwicklung eines Mikrocontroller-basierten Messsystems zur automatisierten Funktionsprüfung einer elektronischen Baugruppe**

## **Bachelorarbeit**

vorgelegt von: Hans Unzner  
am: 25.08.2014  
Studiengang: Elektrotechnik  
Matrikelnummer: 536107  
Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. M. Menge  
Zweitgutachter: Dipl.-Ing. Tammo Winkler

## **Sperrvermerk**

Die vorliegende Arbeit enthält interne und vertrauliche Informationen der Firma Scansonic MI GmbH.

Eine Weitergabe der Arbeit an Dritte sowie die Vervielfältigung bzw. Veröffentlichung – auch auszugsweise – ist grundsätzlich untersagt. Ausnahmen bedürfen der schriftlichen Genehmigung des Unternehmens.

Die Sperrfrist endet 5 Jahre nach dem Einreichen der Arbeit.

Berlin, 25.08.2014

---

Hans Unzner

## Kurzfassung

Die elektronischen Baugruppen, die von der Firma Scansonic eingesetzt werden, müssen im Rahmen der Wareneingangskontrolle getestet werden. Bisher wurde dafür eine Kombination aus mehreren Geräten eingesetzt, was den Testvorgang umständlich und fehleranfällig machte. Exemplarisch für eine Leistungselektronik-Baugruppe, wird in dieser Arbeit ein Testsystem entwickelt, das eine einfache und automatisierte Durchführung des Prüfvorganges ermöglicht.

Dazu wird zunächst untersucht, welche der aktuellen Testverfahren am besten geeignet sind. Nachdem die erforderlichen Grundlagen erläutert wurden, wird auf deren Basis ein Gerät entwickelt, welches die Steuerungselektronik sowie eine Fassung für die Baugruppe enthält. Die Fassung nimmt die Baugruppe über vier Führungsstifte auf und stellt die elektrische Verbindung über Federkontaktestifte her. Die Steuerungselektronik enthält alle Sensoren, Lastwiderstände und Schnittstellen sowie einen Mikrocontroller zur Signalverarbeitung. Für die Steuerung und die grafische Darstellung wird ein PC eingesetzt, für den eine Windows-Applikation in der Sprache C++ entwickelt wird.

Aus dieser Arbeit geht ein Testsystem hervor, das eine kompakte Bauweise und einen automatischen Testablauf bietet. Durch die Integration aller notwendigen Komponenten konnte die Dauer des Testvorganges und die Anfälligkeit für Bedienfehler gegenüber der bisherigen Lösung deutlich reduziert werden.

# Abstract

The electronic assemblies used by Scansonic have to be tested upon arrival. In the past, a combination of several manual operated devices were used for this purpose. This inefficient method made the test procedure error-prone and slow. Therefore, in this thesis a new automatic inspection system will be developed by the exemplary use of a power electronic assembly.

First, the state-of-the-art technologies of electronic device testing are analyzed while basic concepts are explained. Based on this a testing unit composed of a mount for the device under test (DUT) and a printed circuit board (PCB) to operate the measurement procedure is developed. The position of the device under test is maintained by four guide rods, whereas the electrical connection is realized by spring contact probes. The PCB contains all required sensors, shunts and interfaces as well as a microcontroller for the signal processing. The whole setup also contains a personal computer used as a master controller. Therefore a windows application with a graphical user interface is developed in C++.

The result of this thesis is a test system with a compact and robust design which operates automatically. Compared to the previous manually operated test system it significantly reduces the test duration and the vulnerability to operating errors.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Aufgabenstellung . . . . .	1
1.2 Anforderungen . . . . .	2
1.3 Gliederung der Arbeit . . . . .	3
<b>2 Grundlagen</b>	<b>4</b>
2.1 Testverfahren für die automatisierte Typprüfung . . . . .	4
2.1.1 Funktionstest . . . . .	4
2.1.2 In-Circuit-Test . . . . .	5
2.1.2.1 Nadelbrett Tester . . . . .	5
2.1.2.2 Flying-Probe-Tester . . . . .	7
2.1.3 Boundary Scan Test . . . . .	8
2.1.3.1 Joint Test Action Group (JTAG) . . . . .	9
2.1.3.2 Serial Wire Debug (SWD) . . . . .	9
2.1.4 Automatische Optische Inspektion (AOI) . . . . .	9
2.2 Verfahren zur Strommessung . . . . .	9
2.2.1 Messung mittels Shunt . . . . .	10
2.2.2 Messung mittels Stromwandler . . . . .	10
2.2.3 Messung mittels Hall-Effekt . . . . .	11
2.2.4 Messung mittels Magnetoresistiv-Prinzip . . . . .	11
2.3 Analoge Filter . . . . .	12
2.3.1 Passive Filter . . . . .	12
2.3.2 Aktive Filter . . . . .	13
2.3.2.1 Butterworth-Approximation . . . . .	13
2.3.2.2 Tschebycheff-Approximation . . . . .	13
2.3.2.3 Bessel-Approximation . . . . .	14
2.3.3 Filterstrukturen . . . . .	14
2.3.3.1 Sallen-Key-Filter . . . . .	15
2.3.3.2 Mehrfachgegenkopplung . . . . .	16
2.4 Analog-Digital-Wandler . . . . .	17
2.4.1 Nyquist-Shannon-Abtasttheorem . . . . .	17
2.4.2 Sample & Hold . . . . .	17
2.4.3 Parallelumsetzer . . . . .	18
2.4.4 Sukzessive Approximation . . . . .	19
2.4.5 Delta-Sigma-Verfahren . . . . .	19
2.4.6 Zählverfahren . . . . .	20
2.5 Digitale Signalverarbeitung . . . . .	21

2.5.1	Z-Transformation . . . . .	21
2.5.2	Digitale Filter . . . . .	22
2.5.3	IIR-Filter . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Konzept</b>	<b>24</b>
3.1	Hardware . . . . .	25
3.2	Server . . . . .	27
3.3	Grafische Benutzerschnittstelle (GUI) . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Realisierung</b>	<b>29</b>
4.1	Hardware-Entwurf . . . . .	29
4.1.1	Stromversorgung . . . . .	29
4.1.2	Vergleich der Stromsensoren . . . . .	34
4.1.3	Strommessung am Laserausgang . . . . .	34
4.1.4	Überprüfung der TEC-Regelung . . . . .	36
4.1.5	Spannungsmessung . . . . .	38
4.1.6	Analog-Digital-Wandler . . . . .	38
4.1.7	Messung der Potentialtrennung (Kurzschluss-test) . . . . .	39
4.1.8	Widerstandsmessung . . . . .	41
4.1.9	Kühlkörperauslegung . . . . .	41
4.1.10	Leiterplatte . . . . .	41
4.2	Firmware . . . . .	42
4.2.1	Ablauf und Struktur . . . . .	42
4.2.2	Serielle Kommunikation . . . . .	43
4.2.3	Analog-Digital-Wandler . . . . .	43
4.2.4	Digitale Filterung . . . . .	44
4.2.5	Watchdog-Timer . . . . .	45
4.2.6	Lüfterregelung . . . . .	45
4.3	PC-Software . . . . .	47
4.3.1	Server . . . . .	47
4.3.2	Grafische Benutzerschnittstelle (GUI) . . . . .	51
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>56</b>
5.1	Fazit . . . . .	56
5.2	Ausblick . . . . .	57
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>58</b>	
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>61</b>	
<b>Verwendete Formelzeichen</b>	<b>63</b>	
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>64</b>	

<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>66</b>
<b>Eidesstattliche Erklärung</b>	<b>67</b>
<b>Anhang</b>	<b>68</b>
A    CD-Inhalt . . . . .	68
B    Abbildung des Testgerätes . . . . .	69
C    Befehlsübersicht Tester RS232 . . . . .	70
D    Konfigurationsdatei . . . . .	72
E    Leiterplattenlayout . . . . .	73
F    Stromlaufplan . . . . .	74

# 1 Einleitung

Scansonic MI GmbH, Mitglied der Scansonic-Gruppe, entwickelt und produziert Laserbearbeitungs- und Sensortechnik für das automatisierte Fügen in der Automobilindustrie. Besonders beim nahtgeführten Schweißen und Löten bietet Scansonic die derzeit effektivsten und zuverlässigsten Lösungen an. [20]

Ein Produkt der Firma Scansonic stellt der Bearbeitungskopf RLW-A dar, welcher auf dem Prinzip der optischen Nahtführung basiert. Bei diesem Produkt werden mithilfe eines Laserlinienmoduls (hier Linienprojektor genannt, LIPRO) mehrere Linien auf den Fügestoß projiziert. Dadurch kann die senkrecht im Kopf angeordnete Kamera die Position des Fügestoßes erkennen und der Laserfokus kann auf die Fügestelle positioniert werden. Somit können Bauteil- und Vorrichtungstoleranzen zuverlässig ausgeglichen werden. Außerdem ermöglicht dies einen größeren Arbeitsabstand und den Einsatz an komplexen Stoßgeometrien von 3D-Bauteilen. [21]

Da während des Laserfügens durch den Laserstrahl ein helles Licht entsteht, müssen auch die projizierten Linien eine gewisse Helligkeit erreichen um einen ausreichenden Signal-Rauschabstand zum Umgebungslicht für die optische Erkennung zu gewährleisten. Deshalb werden diese Linien von einer 10 W Laserdiode erzeugt. Um eine möglichst hohe Lebensdauer und Ausfallsicherheit dieser Laserdiode zu erreichen, wird diese auf eine Temperatur von 20 °C geregelt. Diese Funktion sowie die Bereitstellung des Stroms für den Laser übernimmt die Projektorelektronik, eine Baugruppe die von der Firma Scansonic entwickelt wurde. Diese Baugruppe besteht im wesentlichen aus zwei DC-DC Wandlern: Ein Konstantstrom-Ausgang für die Laserdiode und ein Ausgang für ein Peltier-Element (nachstehend kurz TEC genannt, für Thermo Electric Cooler) zur Kühlung der Laserdiode.

## 1.1 Aufgabenstellung

Die elektronischen Baugruppen, die in Scansonic-Produkten verbaut werden, werden von externen Firmen bestückt. Damit keine fehlerhaften Baugruppen verbaut werden, müssen diese im Wareneingang geprüft werden. Da sich die Firma Scansonic MI momentan in einer Wachstumsphase befindet, werden sich längerfristig die Anzahl der Produkte und die Stückzahlen erhöhen. Die Methoden mit denen derzeit geprüft wird, enthalten noch viele Schritte, die von Hand ausgeführt werden müssen. Das macht die Tests vergleichsweise langsam und fehleranfällig. Angesichts der steigenden Stückzahlen wären diese Methoden langfristig nicht tragbar.

Aus diesen Gründen soll zunächst ein Konzept für ein Prüfsystem entworfen werden, welches die Nachteile der aktuellen Prüftechnik beseitigt. Auf dieser Basis soll exemplarisch

ein Prüfsystem für die Projektorelektronik entwickelt werden. Da aktuell eine neue Version der Projektorelektronik entwickelt wird, ergibt sich die Möglichkeit daran testspezifische Anpassungen direkt vorzusehen.

Das Testsystem soll in der Lage sein, alle Funktionen dieser Baugruppe automatisiert zu prüfen sowie alle nötigen Aktionen auszuführen wie beispielsweise das Programmieren des Mikrocontrollers. Zudem soll die Bedienbarkeit so einfach gestaltet werden, sodass nur eine minimale Einweisung notwendig ist.

## 1.2 Anforderungen

Das Hauptaugenmerk von diesem System soll auf die einfache Bedienbarkeit gerichtet werden, sodass ein reibungsfreier Ablauf ermöglicht wird. Bedienfehler sollen möglichst ausgeschlossen sein. Der Prüfvorgang soll daher automatisch ablaufen und am Ende klar signalisieren, ob der Vorgang erfolgreich war. Um einen automatischen Ablauf zu erzielen und um Fehlerquellen durch unnötiges Umstecken zu vermeiden, soll das Testsystem in der Lage sein, den auf der Baugruppe eingesetzten Mikrocontroller zu programmieren. Für die Konfiguration der einzelnen Messschritte und zur Steuerung des Ablaufs soll ein PC verwendet werden.

Im Detail sind dabei folgende Punkte umzusetzen:

### 1. Potentialtrennung

Da es sich bei dem Testobjekt um eine Stromquelle für einen Laser der Klasse 4 handelt, werden erhöhte Anforderungen an die Personensicherheit gestellt. Aus diesem Grund wird der Leistungsteil des Laserausgangs von einer separaten, galvanisch getrennten Spannungsquelle versorgt, um Querschlüsse und somit ein ungewolltes Aktivieren des Lasers im Fehlerfall zu verhindern. Dafür muss überprüft werden, ob eine elektrische Verbindung zwischen den Leiterbahnen der Versorgungsspannungen besteht.

### 2. Spannung des Mikrocontrollers

Um die korrekte Funktionsweise zu gewährleisten, wird überprüft, ob die Betriebsspannung des Mikrocontrollers innerhalb der Spezifikation liegt. Diese liegt laut Datenblatt [25] im Bereich von  $2,7 \text{ V} \leq V_{DD} \leq 3,6 \text{ V}$ .

### 3. Takt

Für die Regelalgorithmen und die Kommunikationsschnittstellen ist es wichtig, dass der Systemtakt korrekt erzeugt wird. Dazu bietet das Testobjekt einen Ausgang, an dem ein vom Systemtakt abgeleiteter Takt anliegt. Dieser soll überprüft werden.

### 4. Ausgangstrom des Laserausgangs

Als eine der Hauptfunktionen soll der Ausgangstrom gemessen werden. Dazu werden verschiedene Werte des Ausgangstroms unter Last überprüft.

## 5. Abschaltzeit

Aus Sicherheitsgründen darf der Stromausgang für den Laser nach dem Trennen der Versorgungsspannung innerhalb einer definierten Zeit nahezu keinen Strom mehr führen. Diese Zeit ist zu messen.

## 6. Regelung TEC

Die Temperaturregelung soll durch Auswertung der Reaktion auf Veränderungen des Temperatursensors überprüft werden. Dazu zählt die Messung des Ausgangstromes unter Last.

## 7. Kommunikation

Die Kommunikation mit dem LIPRO erfolgt über die SPI-Schnittstelle (Serial Peripheral Interface). Dem SPI-Anschluss ist ein Modul vorgeschaltet, welches die Schnittstelle galvanisch trennt. Mithilfe der Kommunikation über SPI soll die Funktionsfähigkeit dieses Moduls getestet werden.

## 8. Tasten und Pointerdiode

Des Weiteren besitzt die Baugruppe einen Ausgang für einen Laserpointer geringer Leistung für Positionierungszwecke. Dieser kann mithilfe von Tasten-Eingängen eingeschaltet, sowie in der Helligkeit mittels Pulsweitenmodulation (PWM) und variablem Widerstand verändert werden. Dazu müssen die Tasten-Eingänge, das PWM-Signal sowie der Wert des digitalen Potentiometers überprüft werden.

### 1.3 Gliederung der Arbeit

In dieser Arbeit wird zuerst der aktuelle Stand der Technik von automatisierten Testverfahren untersucht. Anschließend werden weitere Grundlagen erläutert, die für den Entwurf des Messsystems von Bedeutung sind. Dazu zählen verschiedene Methoden der Strommessung sowie Grundlagen der Analog-Digital-Wandlung sowie der analogen und digitalen Signalverarbeitung. Aufbauend auf den Grundlagen wird ein Konzept erstellt, in dem die wesentlichen Details zur Umsetzung festgelegt sind. Nach diesem Konzept werden darauf aufbauend die einzelnen Teilabschnitte entwickelt. Dazu gehört die Hardware, die Firmware sowie die PC-Software.

Doch zunächst sollen die Testverfahren näher betrachtet werden.

## 2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen erläutert, die für die Erstellung des Konzepts und somit für den Entwurf des Systems von wesentlicher Bedeutung sind.

### 2.1 Testverfahren für die automatisierte Typprüfung

In diesem Abschnitt werden aktuelle Testverfahren für die Typprüfung von elektronischen Baugruppen untersucht. Dabei werden Vor- und Nachteile herausgearbeitet, um die Auswahl eines geeigneten Verfahrens zu erleichtern. Die Typprüfung umfasst die Prüfung jeder einzelnen Baugruppe im Produktionsprozess. Der Lebensdauertest einzelner, ausgewählter Baugruppen wird hingegen nicht näher betrachtet, da er aufgrund der geringen Stückzahlen eine untergeordnete Rolle spielt.

Neben elektrischen Tests zählt auch die optische Überprüfung zu den Testverfahren. Für die elektrischen Tests gibt es verschiedene Verfahren, die sich in der Art der Kontaktierung unterscheiden: Die direkte Kontaktierung mittels Prüfstiften und die Erfassung der entsprechenden Signale durch zusätzliche Logik in den Schaltkreisen (Boundary Scan).

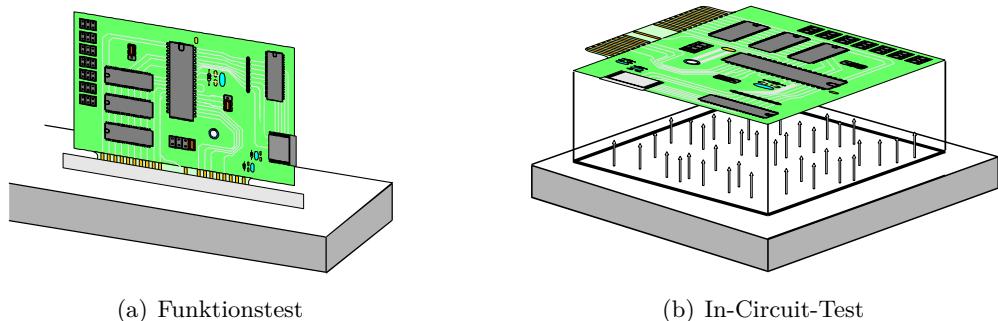


Abbildung 2.1: Gegenüberstellung von Funktionstest und In-Circuit-Test [2]

#### 2.1.1 Funktionstest

Beim Funktionstest, auch Functional Board Test genannt (Abbildung 2.1 (a)), werden die funktionalen Anforderungen eines Produkts bzw. einer Baugruppe überprüft. Allerdings kann bei diesem Test keine sichere Aussage über die korrekte Funktion aller relevanten Bauelemente getroffen werden. Einzelne Bauelemente können außerhalb ihrer Toleranzgrenzen liegen, was die Gesamtfunktion jedoch nicht beeinträchtigt. Dies kann zur längerfristigen Schädigung bzw. Funktionsbeeinträchtigung bis hin zur Zerstörung anderer Bauelemente führen.

Es kann somit nur überprüft werden, ob das Produkt unter den aktuell vorliegenden Testbedingungen in diesem Moment einwandfrei funktioniert.

Die Kontaktierung erfolgt dabei über die gleichen Steckverbinder bzw. Anschlüsse, über die es im späteren Betrieb auch angeschlossen ist. Der Tester bildet diese Anschlüsse nach und legt alle möglichen Kombinationen von Signalen an, um sicherzustellen, dass die spezifizierten Funktionen ordnungsgemäß funktionieren. [6]

### 2.1.2 In-Circuit-Test

Im Gegensatz zum Funktionstest werden beim In-Circuit-Test (Abbildung 2.1 (b)) Fehler durch elektrische Messungen an bestimmten Punkten der Baugruppe ermittelt. Diese Messpunkte können extra dafür vorgesehene Kontaktstellen (Testpunkte) sein oder, bis zu einem gewissen Rastermaß (Pitch), auch direkt die Pins der Bauelemente. Abbildung 2.1 zeigt die grundlegenden Unterschiede zum In-Circuit-Test.

Dabei wird zwischen dem spannungslosen Test und dem Test unter Spannung unterschieden. Der spannungslose Test testet die Integrität der elektrischen Verbindungen (Leiterbahnen). Kurzschlüsse und offene Verbindungen werden dabei mithilfe von Widerstandsmessungen aufgedeckt. Dieser Test kann und wird meist vor der Bestückung der Leiterplatte durchgeführt.

Beim Test unter Spannung werden alle notwendigen elektrischen Größen überprüft. Ein Ausfall aufgrund von Fehlern, die sich beim Funktionstest nicht äußern, kann somit weitestgehend ausgeschlossen werden. Der In-Circuit-Test wird meist mit dem Funktionstest kombiniert.

Beim In-Circuit-Test werden derzeit Systeme mit fest positionierten Prüfnadeln (Nadelbrett Tester) und Systeme mit frei bewegbaren Nadeln (Flying Probe Tester) eingesetzt. Nachfolgend werden diese beiden Systeme näher beschrieben.

#### 2.1.2.1 Nadelbrett Tester

Beim Nadelbrett Tester ist für jeden Testpunkt eine Prüfnadel vorhanden. Das bedeutet, dass für jede Baugruppe ein individueller Adapter hergestellt werden muss. In diesem werden die Positionen festgelegt, auf denen die entsprechenden Testpunkte kontaktiert werden. Außerdem muss der Tester über eine Halteeinrichtung verfügen, mithilfe derer die Baugruppe mit der nötigen Präzision aufgenommen werden kann.

Dieser Adapter kann entweder als Federstiftadapter oder als Starrnadeladapter realisiert werden.

### Federstiftadapter

Mit diesem Adapter werden die Testpunkte direkt mithilfe von Federkontaktestiften kontaktiert (Abbildung 2.2). Der Adapter besitzt einen Kopf, in dem die Federkontaktestifte an den Positionen der Testpunkte direkt angebracht sind.

Diese Adapter eignen sich für Kontaktierabstände  $> 0,635 \text{ mm}$ .<sup>1</sup> Ein Vorteil dieses Systems ist der Einsatz von verschiedenen Prüfstiften auf einem Adapter. So können zugleich Hochstrom- und Standard-Kontaktstifte verbaut werden.

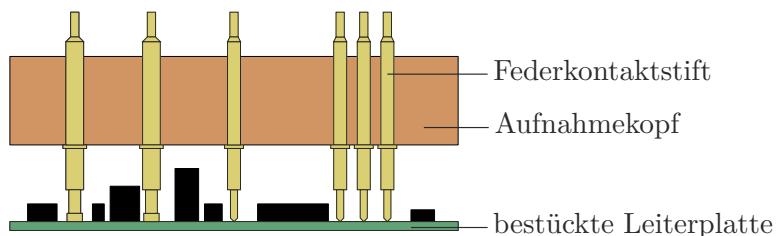


Abbildung 2.2: Test-Adapter mit Federkontaktestiften

### Starrnadeladapter

Wie auch beim Federstiftadapter (vgl. Abbildung 2.2) wird bei diesem Adapter ein Kopf benötigt, der alle Federkontaktestifte aufnimmt (Abbildung 2.3). Allerdings weist dieser im Ver-

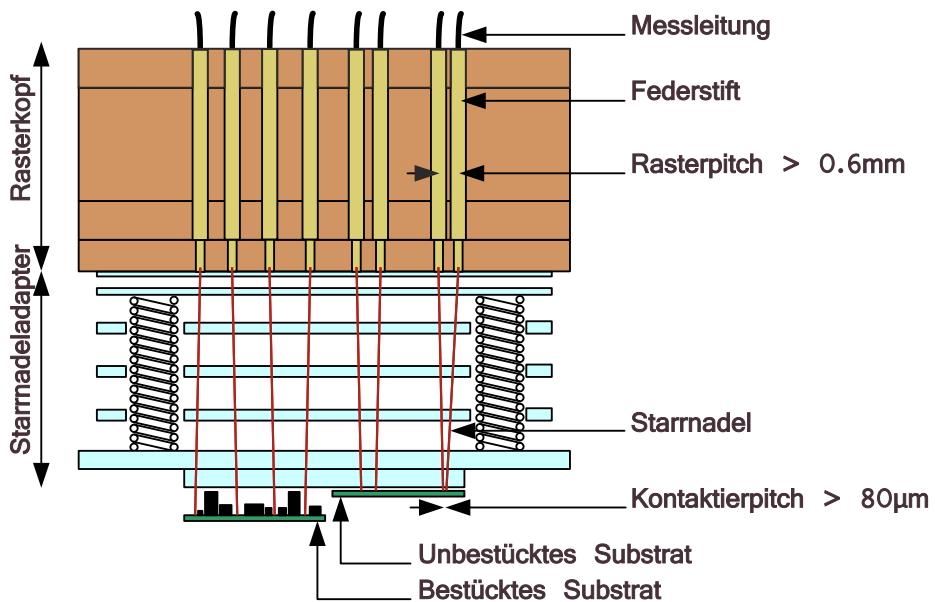


Abbildung 2.3: Starrnadeladapter [17]

gleich zum Federstiftadapter meist ein festes Raster auf. Somit kann dieser für eine Vielzahl

<sup>1</sup>[http://www.ingun.de/media/pdf/Werbemittel/ingun\\_gks\\_katalog\\_2013-14.pdf](http://www.ingun.de/media/pdf/Werbemittel/ingun_gks_katalog_2013-14.pdf)  
(abgerufen am 15.07.2014)

von Baugruppen ähnlicher Größe eingesetzt werden. Die Anpassung an die individuelle Baugruppe erfolgt durch eine entsprechende Lochplatte, welche die Starrnadeln vom Federstift auf den entsprechenden Testpunkt auslenkt. Dabei wird der Federdruck der Federkontakte stife über die Starrnadeln auf die Leiterplatte übertragen. Mithilfe dieser Lochplatte können Kontaktierabstände bis zu  $80 \mu\text{m}$  erreicht werden. Durch die sehr kleinen Kontaktierabstände werden erhöhte Anforderungen an die Aufnahmeverrichtung der Leiterplatte gestellt. Unter Umständen ist ein optisches System erforderlich, welches den Versatz erfasst und ausgleicht. [17], [8]

Der zusätzlich erforderliche Starrnadeladapter und der Rasterkopf, der sehr viele Kontaktstifte enthält, macht dieses System zu einem der kostenintensivsten. Aber durch die parallele Abarbeitung der Messungen wird bei dieser Variante die höchste Geschwindigkeit erreicht, welche sich bei großen Stückzahlen durchaus rentiert.

### 2.1.2.2 Flying-Probe-Tester

Ein Flying-Probe-Tester (Abbildung 2.4) besitzt nur einige wenige Prüfnadeln (Probes). Diese werden von einer Maschine auf die entsprechenden Testpunkte platziert. Dadurch entfällt der individuelle Nadel-Adapter. Aus den CAD-Daten der Leiterplatte kann das Prüfprogramm direkt generiert werden. Allerdings dauert dieser Test länger als der Test mit dem klassischen Nadeladapter, da die Sonden nacheinander physikalisch auf die Testpunkte bewegt werden müssen. Durch die einfache Anpassung an verschiedene Baugruppen ist diese Methode besonders für Prototypen und Kleinserien geeignet. [8]

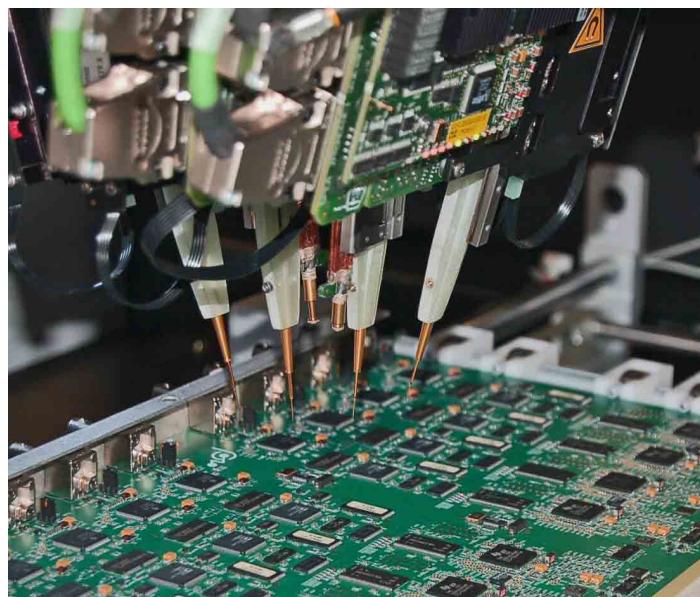


Abbildung 2.4: Flying-Probe Tester<sup>2</sup>

<sup>2</sup><http://www.acdi.com/latest-news/ict-without-expensive-fixtures-acdi-expands-capabilities-with-in-house-flying-probe-tester/> (abgerufen am 15.07.2014)

### 2.1.3 Boundary Scan Test

Boundary Scan ist ein standardisiertes Verfahren, das es ermöglicht integrierte Schaltungen ohne direkten physischen Zugang zu den Anschlüssen zu testen. Das ist nötig, wenn durch hohe Bauteildichten und den Einsatz von oberflächenmontierten Bauelementen (SMD) auf der Leiterplatte kein Platz für Prüfkontakte ist. Außerdem stellt es eine kostengünstige Alternative zum In-Circuit-Test dar. Für dieses Verfahren ist es notwendig, dass in den integrierten Schaltkreisen jedem Ein- und Ausgang eine sogenannte Boundary Scan Cell (BSC) vorgeschaltet ist, wie in Abbildung 2.5 gezeigt. Diese Zellen sind intern zu einer seriellen Kette

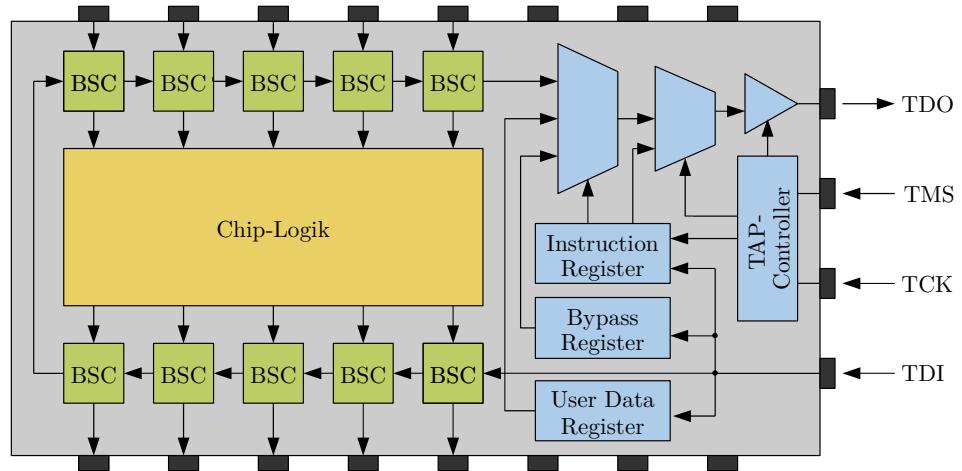


Abbildung 2.5: Boundary Scan Register in einem integrierten Schaltkreis (nach [27])

verschaltet, welche die Weiterleitung der Daten ermöglicht. Der Zugriff auf diese Zellen erfolgt über den Test Access Port (TAP). Diese synchrone serielle Schnittstelle besteht aus mindestens folgenden Signalen:

- **TCK** Test Clock - Taktsignal zur Synchronisierung (Eingang)
- **TDI** Test Data Input - Daten Eingang
- **TDO** Test Data Output - Daten Ausgang
- **TMS** Test Mode Select - Auswahl des Test-Modus (Eingang)

Unter normalen Betriebsbedingungen haben die Zellen keinen Einfluss auf das Verhalten der Ein- und Ausgänge. Erst wenn der Test-Mode aktiviert wird, können Daten durch die Scan-Zellen gereicht werden. Boundary Scan Zellen können den Zustand der Eingänge erfassen oder Ausgänge setzen. Es kann auf interne Register zugegriffen werden, wodurch sich beispielsweise der Wert eines integrierten AD-Wandlers eines Mikrocontrollers auslesen lässt. Mithilfe dieser Möglichkeit der Erfassung und Manipulation von Signalen kann auf weite Teile der Schaltung zugegriffen werden. Dadurch ist es möglich, große Teile der Baugruppe zu testen, ohne dass extra Prüfnadeln herangeführt werden müssen. [9], [2]

### 2.1.3.1 Joint Test Action Group (JTAG)

Im IEEE 1149.1 Standard [9] wurde die Testlogik des Boundary Scan Tests zur Integration in integrierten Schaltungen definiert. Der als JTAG bekannte Standard ermöglicht neben dem strukturellen Test auch das Programmieren und Debuggen des Bausteins in der Schaltung.

### 2.1.3.2 Serial Wire Debug (SWD)

Serial Wire Debug stellt eine Pin-reduzierte Alternative zu JTAG dar, die nur zwei Signalleitungen verwendet. Wie JTAG erlaubt es ebenfalls das Programmieren und Debuggen von diverser Hardware. Da es das gleiche Protokoll wie JTAG verwendet, sind damit grundlegend die gleichen Funktionen möglich. Um die Daten auszutauschen werden folgende Anschlüsse benötigt:

- **SWCLK** Taktsignal zur Synchronisierung
- **SWDIO** bidirektionale Datenleitung

SWD wird vorzugsweise bei Gehäusen mit geringer Pin-Anzahl eingesetzt sowie bei Geräten, bei denen die Größe des Programmiersteckers eine wesentliche Rolle spielt. [1]

### 2.1.4 Automatische Optische Inspektion (AOI)

Um Fehler bei der Bestückung schon vor dem elektrischen Test zu erkennen, kann ein optisches Inspektionssystem eingesetzt werden. Dieses besteht in der Regel aus einem Kamerasystem und einer Bildverarbeitungssoftware. Damit können fehlerhafte Lötstellen, falsche und falsch positionierte Bauteile sowie Kurzschlüsse erkannt werden. Abbildung 2.6 zeigt Bestückungsfehler, die von einem AOI-System aufgenommen wurden. [14]

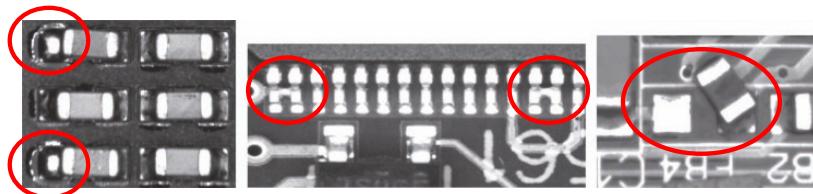


Abbildung 2.6: Aufnahmen einer automatischen optischen Inspektion [14]

## 2.2 Verfahren zur Strommessung

In dieser Arbeit soll eine Leistungselektronik getestet werden. Daher ist die Messung des Stroms an den Leistungsausgängen von wesentlicher Bedeutung. In diesem Abschnitt werden die gängigsten Methoden zur Strommessung betrachtet. Dabei werden die Vor- und Nachteile in Bezug auf die Eignung für dieses Messsystem hervorgehoben.

### 2.2.1 Messung mittels Shunt

Eine naheliegende Variante zur Strommessung, ist die Verwendung eines Widerstands, in diesem Kontext auch Shunt genannt. Nach dem Ohmschen Gesetz entsteht an einem stromdurchflossenen Widerstand eine Spannung, die proportional zu dem ihn durchfließenden Strom ist. Da der Shunt in Reihe geschaltet wird, erzeugt dieser neben dem Spannungsabfall ebenso Leistungsverluste. Somit wird ein möglichst kleiner Widerstandswert angestrebt um dessen Verlustleistung gering zu halten. Der somit klein ausfallende Spannungshub kann mittels Operationsverstärker vergrößert werden. Da der Strom quadratisch in die Leistung eingeht ( $P_{\text{Shunt}} = I^2 \cdot R$ ), wird dieses Verfahren vorzugsweise für kleinere Ströme eingesetzt.

Durch die direkte Erfassung stellt dieses Verfahren das Genaueste der Strommessverfahren dar. Allerdings muss die Widerstandsänderung durch Eigenerwärmung beachtet und ggf. kompensiert werden. Durch Anbringen eines Temperatursensors auf dem Shunt kann dessen Temperatur erfasst und der Messfehler ausgeglichen werden. Eine weitaus aufwendigere Möglichkeit stellt das Konstanthalten der Temperatur des Shunts durch Kühlung bzw. Beheizen dar.

Allerdings bietet die Strommessung mittels Shunt keine galvanische Trennung, wie oft in der Leistungselektronik gefordert. Durch einen Trennverstärker ließe sich diese erreichen, was allerdings zur Verringerung der Genauigkeit führt. [10]

### 2.2.2 Messung mittels Stromwandler

Ein Stromwandler ermöglicht das potentialfreie Messen von Wechselströmen. Er besteht grundlegend aus einem Transformator, der nahezu im Kurzschluss betrieben wird (Abbildung 2.7). Der Strom in der Primärwicklung bewirkt einen magnetischen Fluss im Kern. Über diesen Fluss wird ein Strom in der Sekundärwicklung induziert. Bei großen Strömen wird anstelle der Primärwicklung der stromdurchflossene Leiter meist direkt durch den Kern geführt. Über die Windungszahlen und den Sekundärstrom kann der Primärstrom bestimmt werden:

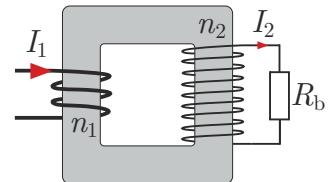


Abbildung 2.7: Prinzip des Stromwandlers

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.1)$$

Der Stromwandler stellt eine verlustarme Möglichkeit für das Messen großer Wechselströme dar, die sich anders schlecht erfassen lassen. [19], [7]

### 2.2.3 Messung mittels Hall-Effekt

Hall-Effekt Stromsensoren verwenden einen ferromagnetischen Kern mit Luftspalt, durch den der stromdurchflossene Leiter führt (Abbildung 2.8). Der stromdurchflossene Leiter erzeugt im Kern einen magnetischen Fluss. In den Luftspalt ist ein Hall-Sensor eingebracht, der die magnetische Flussdichte des Kerns in eine dazu proportionale Spannung umwandelt. Da diese Hall-Spannung sehr klein ist, muss diese noch verstärkt werden. Allgemein entsteht eine Hall-Spannung, wenn ein Leiter oder Halbleiter von einem (konstanten) Strom durchflossen wird und einem magnetischen Feld ausgesetzt ist.

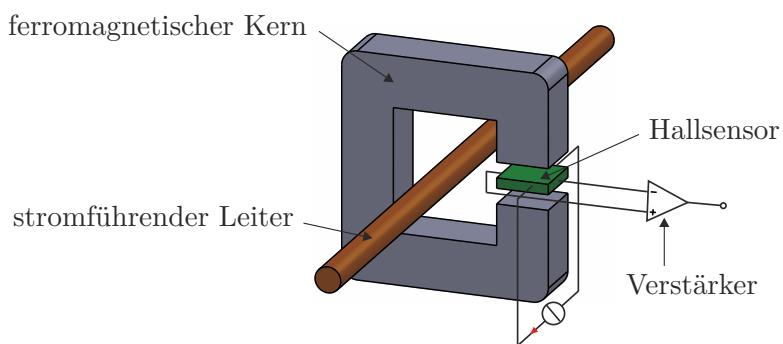


Abbildung 2.8: Prinzip des Hall-basierten Stromsensors

Da der Sensor nicht in elektrischen Kontakt mit der stromführenden Leitung kommt, erfolgt die Messung potentialfrei und ohne Spannungsabfall. Mit den Stromwandler lassen sich Gleich- und Wechselströme gleichermaßen erfassen. Die Erwärmung des Kerns infolge vom Permeabilitätsverlusten begrenzt jedoch die maximale Frequenz des zu messenden Stroms. Zusätzlich ist funktionsbedingt immer ein Offset vorhanden und die Linearität ist begrenzt. Aufgrund der Abhängigkeit der Hall-Spannung vom Magnetfeld, kann das Messergebnis durch externe Magnetfelder beeinträchtigt werden. [19], [7]

### 2.2.4 Messung mittels Magnetoresistiv-Prinzip

Der magnetoresistive Effekt (MR) beschreibt die Änderung des el. Widerstandes eines Leiters, der einem magnetischen Feld ausgesetzt ist. Dieser Effekt ist am stärksten bei ferromagnetischen Materialien ausgeprägt. Bei einem einfachen MR-Element erfolgt die Widerstandsänderung quadratisch (Abbildung 2.9, blaue Kurve). Diese starke Nichtlinearität kann durch Einbringen von Barberpolen deutlich verringert werden. Barberpole sind Strukturen aus Aluminium, die im 45°-Winkel auf das MR-Material aufgebracht werden. Die rote Kurve in Abbildung 2.9 zeigt den Einfluss dieser Linearisierung. Somit kann etwa der Bereich des Feldes von  $-0,5 \leq \frac{H_y}{H_0} \leq 0,5$  genutzt werden. Die Beeinflussung durch äußere Magnetfelder kann verhindert werden, indem vier gleiche MR-Elemente zu einer Wheatstone'schen Brücke geschaltet werden. Da dieses Feld auf alle Elemente wirkt, macht sich dies bei der Brückenschaltung nicht bemerkbar. Durch diese Maßnahme wird auch die Temperaturempfindlichkeit stark verringert.

Ähnlich wie beim Hall-Sensor lassen sich mit dem MR-Sensor Gleich- und Wechselströme potentialfrei messen. Ebenso treten bei diesem Sensor Linearitätsabweichungen auf. Allerdings ist die Bandbreite des zu messenden Stroms hier deutlich größer als beim Hall-Sensor. [19], [4]

Basierend auf diesen Grundlagen, wird im Abschnitt 4.1.2 die Eignung der Sensoren betrachtet und es erfolgt die Auswahl konkreter Typen.

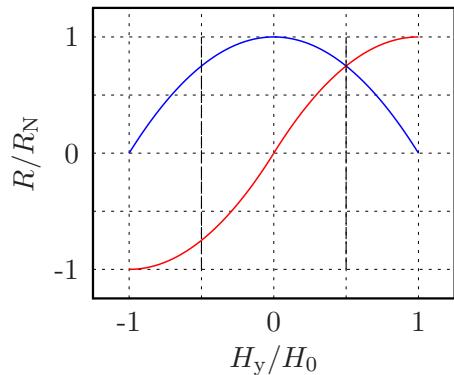


Abbildung 2.9: Auswirkung der Linearisierung durch Barberpole

## 2.3 Analoge Filter

Da analoge Signale meist unerwünschte Anteile anderer Frequenzen enthalten, ist eine Signalbereitung mittels Filter oftmals unumgänglich. Filter werden eingesetzt, um bestimmte Frequenzbereiche zu sperren (Sperrbereich) und andere durchzulassen (Durchlassbereich). Konkret werden in dieser Arbeit Filter verwendet, um Aliasing Effekte bei der Analog-Digital-Wandlung (vgl. Abschnitt 2.4.1) zu unterdrücken sowie die Ausgangssignale ohne die überlagerte Welligkeit zu erfassen.

Da reale Filter keinen unendlich steilen Abfall der Frequenz zwischen Durchlass- und Sperrbereich erlauben, werden diese nach ihrer Ordnung klassifiziert. Die Ordnungszahl legt dabei die Steigung in diesem Bereich fest.

Es wird zwischen aktiven und passiven Filtern unterschieden, welche nachfolgend näher erläutert werden.

### 2.3.1 Passive Filter

Passive Filter bestehen aus einer Kombination passiver Bauelemente wie Widerstand, Spule und Kondensator. Bei Verwendung aller drei Bauelementtypen ist maximal ein Filter zweiter Ordnung mit einer Stufe zu erreichen. Durch Kaskadieren mehrerer Stufen, können Filter höherer Ordnung erzielt werden. Allerdings gestaltet sich der Entwurf einer solchen Struktur sehr aufwendig, da sich die Filterstufen aufgrund der hohen Ausgangsimpedanzen gegenseitig beeinflussen. Für Filter höherer Ordnung werden daher vorzugsweise aktive Filter eingesetzt, welche im nachfolgenden Kapitel beschrieben werden. Passive Filter werden dort eingesetzt, wo ein Filter niedriger Ordnung ausreichend ist sowie im Hochfrequenz-Bereich, in dem die aktiven Bauelemente zu langsam sind. Außerdem kann mit einem passiven Filter keine Verstärkung realisiert werden.

### 2.3.2 Aktive Filter

Aktive Filter bieten den Vorteil einer Verstärkung und einer niedrigen Ausgangsimpedanz. Das vereinfacht die Kaskadierung mehrerer Filter zu einem Filter höherer Ordnung.

Der aktive Filterentwurf basiert auf der allgemeinen Übertragungsfunktion eines Tiefpasses. Weitere Filter wie Hochpass, Bandpass und Bandsperre können durch Frequenztransformation aus dem Tiefpass abgeleitet werden. Für den Tiefpass gilt folgende, allgemeine Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich:

$$H(S) = \frac{H(0)}{1 + c_1S + c_2S^2 + \dots + c_nS^n} \quad (2.2)$$

Der Entwurf aktiver Filter beschränkt sich in dieser Arbeit auf die 2. Ordnung, da nur diese relevant sind. Mit der Festlegung, dass die Gleichstromverstärkung 1 betragen soll, ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$H(S) = \frac{1}{1 + c_1S + c_2S^2} \quad (2.3)$$

Da es in der Realität keinen idealen Filter gibt, können verschiedene Ansätze gewählt werden, um den Frequenzgang des Filters zu approximieren. Die Wahl der entsprechenden Approximation erfolgt durch dessen charakteristische Eigenschaften. Nachfolgend werden drei der gebräuchlichsten Ansätze beschrieben.

#### 2.3.2.1 Butterworth-Approximation

Die Butterworth-Approximation ergibt beim Frequenzgang einen möglichst flachen Verlauf im Durchlassbereich, ohne jegliche Amplitudenerhöhung. Dabei ist der Abfall oberhalb der Grenzfrequenz jedoch nur mäßig steil. Die Sprungantwort zeigt bei dieser Approximation ein mäßiges Überschwingen. Der Phasengang zeigt mäßige Phasenverzerrungen. Mithilfe des Betragsquadrates der Potenzfunktion

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad \text{mit } \Omega = \frac{\omega}{\omega_g} \quad (2.4)$$

ergibt sich die Übertragungsfunktion 2. Ordnung zu

$$H(S) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}S + S^2} \quad \text{mit } S = \frac{s}{\omega_g} \quad (2.5)$$

#### 2.3.2.2 Tschebycheff-Approximation

Wenn ein steilerer Abfall oberhalb der Grenzfrequenz gefordert ist, kann die Tschebyscheff-Approximation angewandt werden. Allerdings weist diese eine Welligkeit im Durchlassbereich auf. Die Sprungantwort zeigt hier ein starkes Überschwingen. Weiterhin müssen noch deutlich

stärkere Phasenverzerrungen als beim Butterworth-Filter in Kauf genommen werden. Das Maß der maximalen Welligkeit  $\varepsilon$  ist in Abbildung 2.10 dargestellt. Für den Entwurf wird für das Betragsquadrat der Übertragungsfunktion die Funktion angesetzt:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.6)$$

Die Tschebyscheff-Polynome  $T_n$  lassen sich mit folgender Rekursion bestimmen:

$$T_{n+1}(\Omega) = 2\Omega T_n(\Omega) - T_{n-1}(\Omega) \quad (2.7)$$

mit  $T_0(\Omega) = 1$  und  $T_1(\Omega) = \Omega$ . Für ein Filter zweiter Ordnung ergibt sich somit:

$$|H(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 - \frac{4\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \Omega^2 + \frac{4\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \Omega^4} \quad (2.8)$$

Mithilfe des Koeffizientenvergleiches von Gl. 2.8 mit dem Quadrat der Übertragungsfunktion aus Gl. 2.3 können die Koeffizienten der Übertragungsfunktion bestimmt werden.

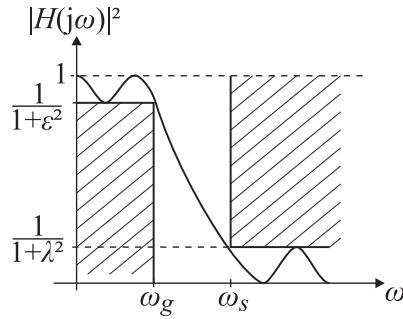


Abbildung 2.10: Toleranzschema mit maximal zulässiger Welligkeit [18]

### 2.3.2.3 Bessel-Approximation

Die Bessel-Approximation zeichnet sich durch einen linearen Phasengang im Durchlassbereich aus, woraus eine konstante Gruppenlaufzeit resultiert. Dies ermöglicht eine geringe Verzerrung bei der Übertragung von Rechtecksignalen. Somit weist die Sprungantwort nur ein geringes Überschwingen auf. Allerdings zeigt diese Approximation im Frequenzgang einen noch flacheren Verlauf oberhalb der Grenzfrequenz als die Butterworth-Approximation.

### 2.3.3 Filterstrukturen

Die Realisierung aktiver Filter höherer Ordnung kann durch Kaskadieren mehrerer Stufen erfolgen. Allerdings ist für jede Stufe ein aktives Element, meist ein Operationsverstärker, erforderlich. Um den Realisierungsaufwand zu reduzieren, können spezielle Filterstrukturen

eingesetzt werden. Nachfolgend werden zwei Strukturen für einen Filter 2. Ordnung vorgestellt.

### 2.3.3.1 Sallen-Key-Filter

Mit einem Sallen-Key-Filter kann mit nur einem Operationsverstärker ein aktives analoges Filter 2. Ordnung realisiert werden. Durch Anordnung der passiven Bauelemente sind Tiefpass-, Hochpass- und Bandpassfilter möglich. Abbildung 2.11 zeigt die Konfiguration als Tiefpass.

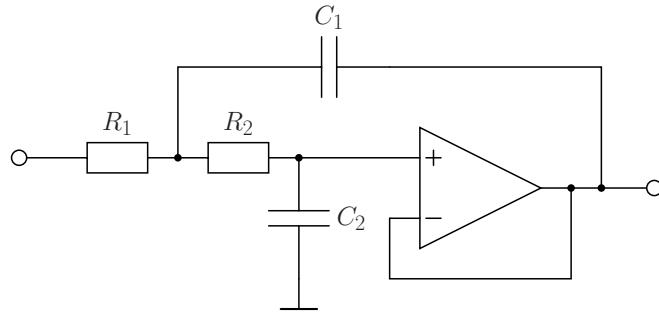


Abbildung 2.11: Sallen-Key-Tiefpassfilter

Die Übertragungsfunktion des Filters aus Abbildung 2.11 lautet:

$$H(S) = \frac{1}{1 + \omega_g C_2 (R_1 + R_2) S + \omega_g^2 R_1 R_2 C_1 C_2 S^2} \quad (2.9)$$

Mittels Koeffizientenvergleich dieser Gleichung mit der Gleichung der allgemeinen Übertragungsfunktion eines Tiefpassfilters 2. Ordnung (Gl. 2.3) lassen sich die einzelnen Bauteilwerte bestimmen (Gln. 2.10 bis 2.14):

$$1 = \omega_g^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \quad (2.10)$$

$$\sqrt{2} = \omega_g C_2 (R_1 + R_2) \quad (2.11)$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_g^2 R_1 C_1 C_2} \quad (2.12)$$

$$0 = R_1^2 - \frac{\text{sqrt}(2)}{\omega_g C_2} R_1 + \frac{1}{\omega_g^2 C_1 C_2} \quad (2.13)$$

$$R_1 = \frac{1}{\sqrt{2} \omega_g C_2} \pm \sqrt{\frac{C_1 - 2C_2}{2 \omega_g^2 C_1 C_2^2}} \quad (2.14)$$

Damit sich reelle Widerstandswerte ergeben, muss die Diskriminante der Gl. 2.14 größer gleich Null sein. Somit muss gelten:

$$C_1 \geq 2C_2 \quad (2.15)$$

In der Praxis wählt man zuerst Kondensatoren für  $C_1$  und  $C_2$  aus, welche diese Bedingung erfüllen. Anschließend werden die Widerstandswerte bestimmt.

### 2.3.3.2 Mehrfachgegenkopplung

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung aktiver Filter 2. Ordnung bietet die Struktur mit Mehrfachgegenkopplung. Wie auch beim Sallen-Key Filter lassen sich mit dieser Struktur die verschiedenen Filterarten durch Bauteileanordnung realisieren. (Abbildung 2.12 zeigt die Anordnung als Tiefpass).

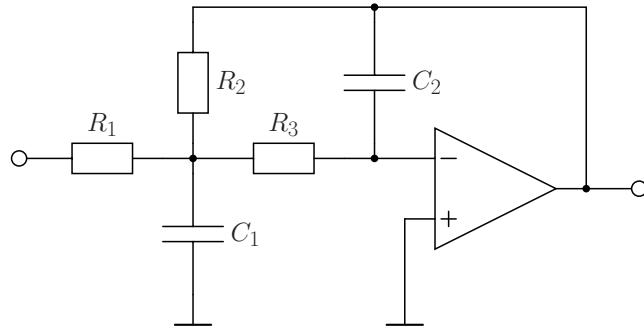


Abbildung 2.12: Filterstruktur mit Mehrfachgegenkopplung

Allerdings muss hierbei beachtet werden, dass der Phasengang des Filters für  $f \rightarrow 0$  bei  $180^\circ$  beginnt. Das bedeutet eine Invertierung von Signalen unterhalb der Grenzfrequenz ( $\omega \ll \omega_g$ ). Für die gewünschte Gleichstromverstärkung von 1 ergibt sich folgende Übertragungsfunktion mit  $R_1 = R_2$ :

$$H(S) = -\frac{1}{1 + C_2(R_2 + 2R_3)S + C_1C_2R_2R_3S^2} \quad (2.16)$$

Durch Koeffizientenvergleich dieser Gleichung mit Gl. 2.3 können die Bauteilwerte bestimmt werden (Gln. 2.17 bis 2.20):

$$\sqrt{2} = \omega_g C_2(R_2 + 2R_3) \quad (2.17)$$

$$1 = \omega_g^2 C_1 C_2 R_2 R_3 \quad (2.18)$$

$$R_2 = \frac{1}{\sqrt{2}\omega_g C_2} \pm \sqrt{\frac{C_1 - 4C_2}{2\omega_g^2 C_1 C_2^2}} \quad (2.19)$$

$$R_3 = \frac{1}{\omega_g^2 C_1 C_2 R_2} \quad (2.20)$$

Mit der Bedingung

$$C_1 \geq 4C_2, \quad (2.21)$$

die sich aus der quadratischen Gleichung ergibt, werden zuerst die Kondensatoren ausgewählt und anschließend nach den Gln. 2.19 und 2.20 die Widerstände bestimmt. [15], [16]

## 2.4 Analog-Digital-Wandler

Für die digitale Verarbeitung und Auswertung der Messdaten ist es notwendig die analogen Messwerte zu digitalisieren. Dies wird mithilfe von - meist integrierten - elektronischen Schaltungen realisiert - den sog. Analog-Digital-Wandlern. Die Analog-Digital-Wandlung umfasst im wesentlichen zwei Prozesse. Die Abtastung mittels Sample & Hold-Stufe und die Quantisierung. Dieser Abschnitt beschreibt im wesentlichen diese Prozesse und gibt einen Überblick über die gebräuchlichsten Quantisierungsverfahren.

### 2.4.1 Nyquist-Shannon-Abtasttheorem

Um ein Signal unverfälscht zu erfassen, muss die Abtastfrequenz  $f_A$  mindestens doppelt so groß sein wie alle auftretenden Frequenzanteile des Eingangssignals. Wenn diese Bedingung eingehalten wird, kann mit einem idealen Tiefpassfilter das originale Signal wieder rekonstruiert werden. Wird diese nicht eingehalten, kommt es zu Verfälschungen des Ursprungssignals, dem sog. Aliasing-Effekt. Dabei spiegeln sich höherfrequente Signalanteile in den niederfrequenteren Bereich des Spektrums und überlagern sich mit diesem.

Um Aliasing-Effekte zu verhindern, muss in der Regel ein Tiefpassfilter vorgeschaltet werden, der alle Frequenzanteile größer als  $f_A/2$  herausfiltert. Dieses Filter wird auch als Anti-Aliasing-Filter bezeichnet. Allerdings muss in der praktischen Realisierung beachtet werden, dass unendlich steile Filterflanken, wie sie für einen idealen Tiefpass nötig wären, nicht möglich sind. Bei zu knapper Auslegung der Abtastfrequenz können zeitliche Abtastfehler ebenfalls zu Aliasing-Fehlern führen. [11]

### 2.4.2 Sample & Hold

Der Umsetzvorgang eines Analog-Digital-Wandlers benötigt - je nach Verfahren - eine bestimmte Zeit. Um eine Verfälschung des Ergebnisses zu vermeiden, muss die Eingangsspannung während dieser Zeit konstant gehalten werden. Dafür werden Sample & Hold-Stufen

(S&H) eingesetzt. Die Aufgabe der S&H-Stufe besteht darin, das Eingangssignal aufzunehmen (sample) und es anschließend für eine bestimmte Zeit konstant zu halten (hold). Diese Zeit muss dabei mindestens so groß sein, wie die Dauer des Umsetzvorganges.

Abbildung 2.13 zeigt die Grundschaltung einer solchen Stufe. Durch kurzzeitiges Schließen des Schalters S<sub>1</sub> wird das Signal aufgenommen. S<sub>1</sub> muss dabei mindestens so lange geschlossen sein, bis der Kondensator C<sub>1</sub> vollständig aufgeladen ist. Bei Öffnen von S<sub>1</sub> beginnt der Halte-Modus. Durch den hochohmigen Eingang des Operationsverstärkers bleibt die Spannung am Kondensator, und somit auch am Ausgang des Operationsverstärkers, für eine gewisse Zeit nahezu konstant. [29]

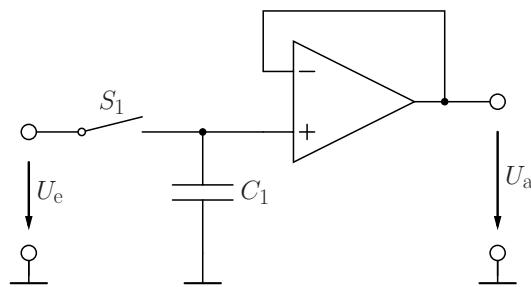


Abbildung 2.13: Grundschaltung einer Sample & Hold Stufe

#### 2.4.3 Parallelumsetzer

Beim Parallelumsetzer, auch Direktumsetzer genannt, wird die umzusetzende Spannung mithilfe  $2^N - 1$  Referenzspannungen und ebenso vieler Komparatoren verglichen. N stellt dabei die Anzahl der Bits dar. Da dies in einem Schritt erfolgt, sind mit diesem Wandler sehr hohe Abtastraten möglich. Weiterhin entfällt dadurch die Sample & Hold Stufe. Aufgrund der vielen notwendigen Komparatoren ist die Auflösung in der Praxis deutlich begrenzt. Die Abtastgeschwindigkeit wird durch die Komparatoren bestimmt, die bei diesem Umsetzer das langsamste Glied darstellen. Abbildung 2.14 zeigt einen 3-Bit Parallelumsetzer. Aktuell sind Umsetzer bis zu einer Abtastfrequenz von etwa 2,5 GHz erhältlich.<sup>3</sup> Der hohe Aufwand an Präzisionsbauelementen zeigt sich deutlich im Preis als auch in der hohen Verlustleistung. So sind mehrere Watt Verlustleistung durchaus üblich.[29]

<sup>3</sup><http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/high-speed-ad-converters/products/index.html> (abgerufen am 10.07.2014)

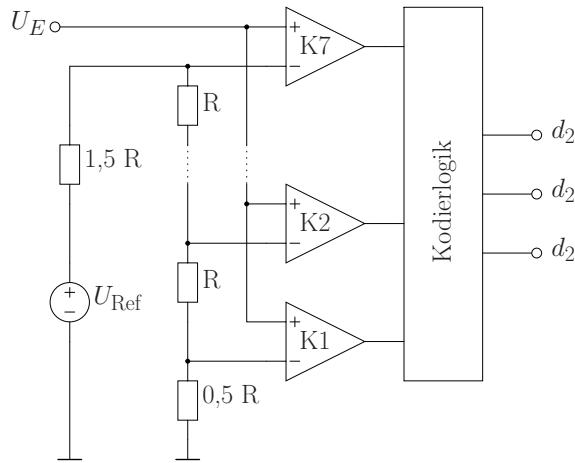


Abbildung 2.14: Grundschaltung eines 3-Bit Parallelumsetzers

#### 2.4.4 Sukzessive Approximation

Dieses Verfahren beruht auf dem Wägeprinzip. Dazu wird von einem schnellen Digital-Analog-Wandler (DAC) eine Referenzspannung schrittweise variiert und mithilfe eines Komparators mit dem Eingangssignal verglichen. In jedem Schritt, beginnend mit dem höchstwertigen Bit (MSB), wird das jeweilige Bit gesetzt und vom DAC in eine entsprechende Ausgangsspannung umgesetzt. Mithilfe des Komparators wird diese Spannung mit dem Eingangssignal verglichen. Wenn die Eingangsspannung größer als die vom DAC erzeugte Referenzspannung ist, wird das aktuelle Bit zurückgesetzt. Andernfalls bleibt das Bit gesetzt. Dies wiederholt sich nun für alle verbleibenden Bits. Somit sind für einen N-Bit Umsetzer auch N Vergleichsschritte (Takte) notwendig. [29]

Abbildung 2.15 zeigt dies am Beispiel eines 6-Bit Wandlers für die Zahl  $0x27$  ( $100111_b$ ). Weiterhin gibt es Analog-Digital-Wandler, bei denen die sukzessive Approximation mit dem Parallelverfahren kombiniert werden. Diese stellen einen Kompromiss zwischen Geschwindigkeit und Aufwand dar. [11]

#### 2.4.5 Delta-Sigma-Verfahren

Beim Delta-Sigma-Verfahren wird das analoge Eingangssignal durch einen Delta-Modulator in eine binäre Impulsfolge umgesetzt. Die Anzahl der Impulse ist dabei proportional zur Eingangsspannung. Mithilfe eines Digitalfilters wird daraus ein digitaler Zahlenwert gebildet. Aufgrund der hohen Abtastfrequenz kann der Delta-Sigma-Umsetzer u.U. ohne Sample & Hold-Stufe eingesetzt werden. Bedingt durch den geringen Quantisierungsfehler können mit diesem Wandler hohe Genauigkeiten realisiert werden. Allerdings entstehen durch das digitale Filter Verzögerungen, welche den Einsatz für hohe Frequenzen einschränken. [29]

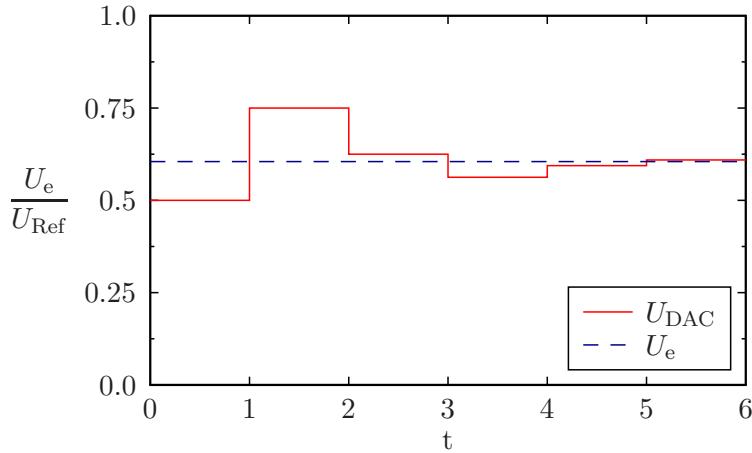


Abbildung 2.15: Spannungverlauf des Referenz-DAC bei der Wandlung der Zahl  $100111_b$  mittels sukzessiver Approximation

#### 2.4.6 Zählverfahren

Dieses Verfahren arbeitet nach dem Prinzip der indirekten Umsetzung. Die Eingangsspannung wird in eine dazu proportionale Zeit umgewandelt. Dafür gibt es mehrere Schaltungsvarianten. Beim Single-Slope Umsetzer wird eine Sägezahnspannung durch Integration der Referenzspannung erzeugt. Beim Starten der Integration wird ein Zähler gestartet. Wenn die Sägezahnspannung die Eingangsspannung erreicht hat, wird durch einen Komparator der Zähler gestoppt. Zählt der Zähler mit der Frequenz  $f_c$ , ergibt sich die Eingangsspannung zu:

$$U_e = \frac{Z}{\tau \cdot f_c} U_{\text{Ref}} \quad (2.22)$$

Dabei ist  $\tau$  die Zeitkonstante des Integrierers und  $Z$  der Wert des Zählers. Bedingt durch die Zeitkonstante  $\tau$ , die aus einem RC-Glied besteht, ist durch Temperatur und Langzeitdrift eine hohe Genauigkeit der Umsetzung kaum zu erreichen.

Da je nach Größe der Eingangsspannung maximal  $2^{N-1}$  Schritte erforderlich sind, ist dieses Verfahren eines der langsamsten. Ein weiterer Nachteil ist die Abhängigkeit der Umsetzungsdauer von der Eingangsspannung. Allerdings ist der Bauelementaufwand sehr gering, ein DA-Wandler ist beispielsweise nicht erforderlich. [28]

Das Zählverfahren kann auch durch einen Rückkopplungsumsetzer realisiert werden, ähnlich wie bei der Sukzessiven Approximation. [29]

Abbildung 2.16 gibt einen Überblick über die grundlegenden AD-Umsetzungsverfahren bezüglich Geschwindigkeit und Realisierungsaufwand.

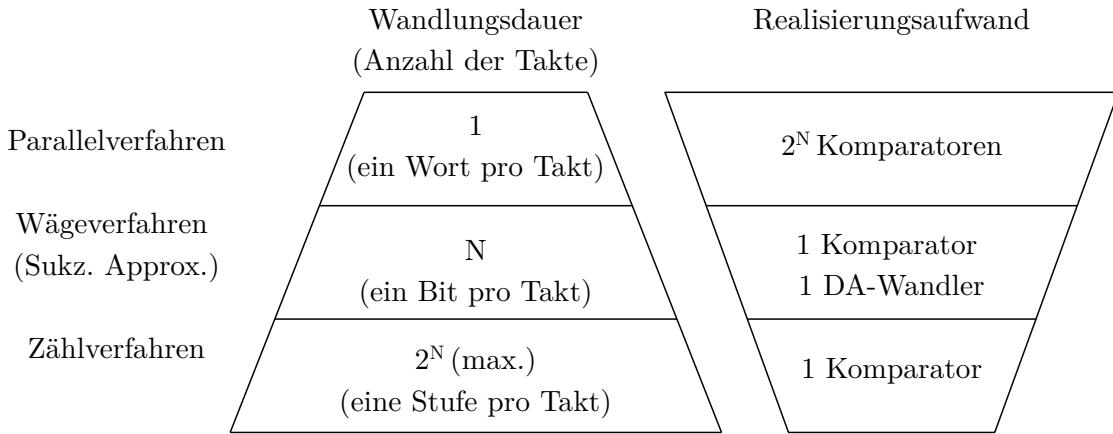


Abbildung 2.16: Vergleich der grundlegenden AD-Umsetzverfahren (nach [28], [29])

## 2.5 Digitale Signalverarbeitung

Schnelle Mikroprozessoren ermöglichen die digitale Verarbeitung der zuvor digitalisierten, analogen Signale. Zu der digitalen Signalverarbeitung zählt die digitale Filterung, dessen Entwurf in diesem Abschnitt beschrieben wird. Die digitale Signalverarbeitung bietet unter anderem den Vorteil, dass auf externe Bauteile nahezu verzichtet werden kann und dass die Eigenschaften dynamisch veränderbar sind.

### 2.5.1 Z-Transformation

Die  $z$ -Transformation ist ein wichtiges Mittel im Umgang mit diskreten Systemen. Sie hat für diskrete Systeme eine ähnlich hohe Bedeutung wie die Laplace-Transformation für kontinuierliche Systeme. Für den Entwurf digitaler Filter und Regelungen ist sie daher unumgänglich.

Durch Abtastung analoger Signale  $e(t)$  entstehen zeitdiskrete Signale. Die daraus folgenden Abtastwerte lassen sich als Wertefolge  $e(kT)$  mit  $k = 0, 1, \dots, n$  darstellen. Mithilfe der  $z$ -Transformation wird einer Wertefolge eine Funktion der komplexen Variable  $z$  zugeordnet.

Die  $z$ -Transformierte dieser Folge ist durch die Gleichung

$$E(z) = Z\{e(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT)z^{-k} \quad (2.23)$$

definiert. Die komplexe Variable  $z$  ist so zu wählen, dass die Reihe konvergiert. Eine Multiplikation mit  $z^{-1}$  stellt dabei eine Verzögerung des Signals um eine Abtastung dar. [5], [22]

### 2.5.2 Digitale Filter

Der Begriff des digitalen Filters bezeichnet einen, auf einem digitalen System implementierten, Algorithmus mit frequenzselektivem Verhalten. Digitale Filter lassen sich in zwei Gruppen unterteilen:

- Rekursive Filter (IIR-Filter)
- Nichtrekursive Filter (FIR-Filter)

Diese Gruppen unterscheiden sich grundlegend in den Dimensionierungsverfahren, Eigenschaften und Anwendungen. Da die detaillierte Thematisierung beider Filtertypen den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde, wird im Folgenden nur auf eine Möglichkeit des Entwurfs eines IIR-Filters eingegangen. [16]

### 2.5.3 IIR-Filter

Die Übertragungsfunktion eines IIR-Filters besitzt im Gegensatz zu FIR-Filtern wählbare Pol- und Nullstellen. Da die Übertragungsfunktion analoger Filter auch Pol- und Nullstellen beinhaltet, kann daraus die Übertragungsfunktion des IIR-Filter hergeleitet werden. Konkret wird dafür das Pol-Nullstellen-Schema vom  $s$ -Bereich in den  $z$ -Bereich abgebildet. Dazu wird die allgemeine Übertragungsfunktion im  $s$ -Bereich

$$F(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{a}{s+a} \quad (2.24)$$

mithilfe der Laplace-Transformation als Differentialgleichung im Zeitbereich dargestellt:

$$\dot{u}(t) + au(t) = ae(t) \quad (2.25)$$

In integraler Form

$$u(t) = \int_0^{\tau} -a u(t) + a e(t) dt \quad (2.26)$$

wird diese Gleichung mithilfe der Trapezregel gelöst. Es ergibt sich folgende diskrete Übertragungsfunktion:

$$H(z) = \frac{a}{\frac{2}{T_A} \frac{z-1}{z+1} + a} \quad (2.27)$$

Mithilfe des Koeffizientenvergleiches mit Gl. 2.24, erhält man die Substitutionsvorschrift für die sog. bilineare  $z$ -Transformation:

$$s = \frac{2}{T_A} \frac{z-1}{z+1} = \frac{2}{T_A} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (2.28)$$

Allerdings muss hierbei beachtet werden, dass die Abtastfrequenz mindestens doppelt so hoch ist, wie die Signalanteile der höchsten auftretenden Frequenz (vgl. Nyquist-Kriterium 2.4.1). [5], [16]

Wendet man die Bilineartransformation auf den Tiefpass aus Gl. 2.5 an, ergibt sich folgende Übertragungsfunktion im  $z$ -Bereich:

$$H(z) = \frac{\omega_g^2 T_A^2 + 2\omega_g^2 T_A^2 z^{-1} + \omega_g^2 T_A^2 z^{-2}}{\omega_g^2 T_A^2 + 2\sqrt{2}\omega_g T_A + 4 + (2\omega_g^2 T_A^2 - 8)z^{-1} + (\omega_g^2 T_A^2 + 2\sqrt{2}\omega_g T_A + 4)z^{-2}} \quad (2.29)$$

Durch Koeffizientenvergleich mit der allgemeinen Übertragungsfunktion im  $z$ -Bereich

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (2.30)$$

können die einzelnen Koeffizienten bestimmt werden. Für die praktische Anwendung wird oft die kanonische Direktform II aus Abbildung 2.17 eingesetzt, da sie den Rechenaufwand im Signalprozessor minimiert. Um diese anwenden zu können, müssen die Koeffizienten auf  $a_0$  normiert werden:

$$A_i = \frac{a_i}{a_0}; \quad B_i = \frac{b_i}{a_0} \quad (2.31)$$

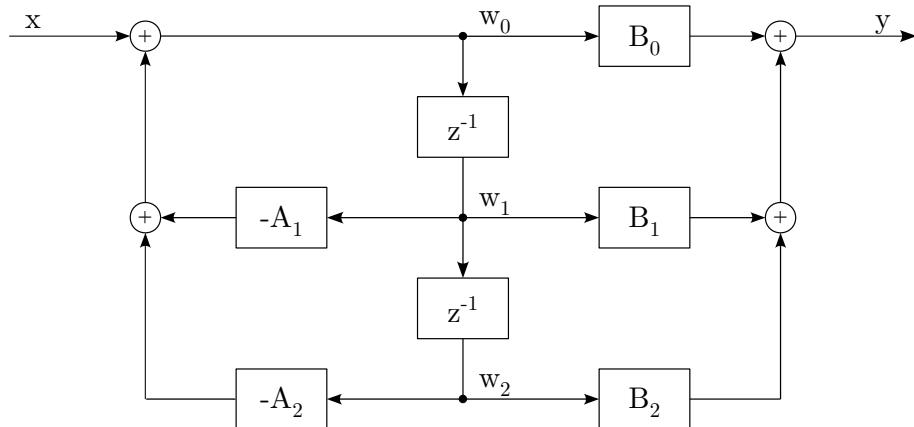


Abbildung 2.17: Struktur der kanonischen Direktform II

In diesem Kapitel wurden die wesentlichen Grundlagen für den Entwurf des Messsystems erläutert. Darauf aufbauend wird im nächsten Kapitel das grundlegende Konzept für den Entwurf erstellt.

### 3 Konzept

In diesem Kapitel wird mithilfe der Grundlagen des vorherigen Kapitels das Grundkonzept für das komplette Testsystem entwickelt. Um die Komplexität zu senken bzw. die Überschaubarkeit der Aufgabe zu steigern, wird die Gesamtfunktion in 3 Teilfunktionen aufgesplittet:

- die graphische Benutzeroberfläche (GUI),
- den Server und
- die Hardware.

Diese Aufteilung ermöglicht es, die Funktionsgruppen separat voneinander zu entwickeln und zu testen. Ebenso ist es möglich, eine Funktionsgruppe auszutauschen (z.B. das Verwenden einer anderen graphischen Benutzeroberfläche). Abbildung 3.1 zeigt den Datenfluss innerhalb des Systems sowie zu dem Prüfling und dem Anwender.

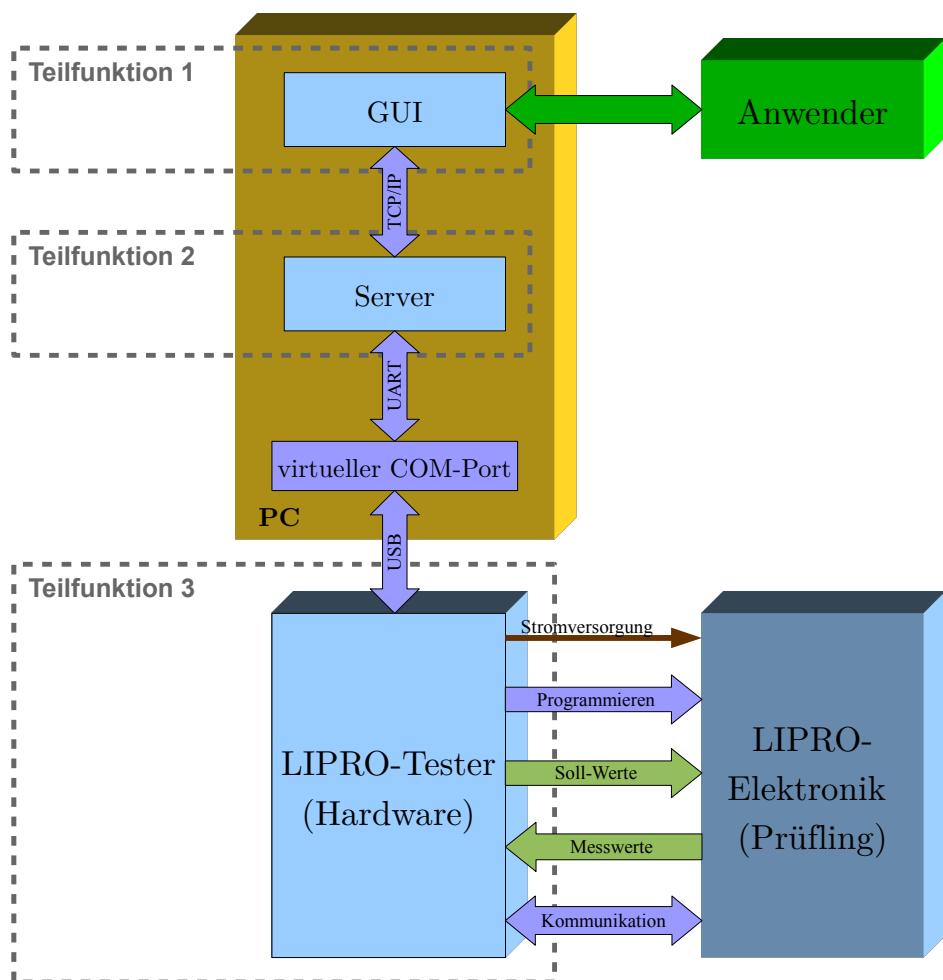


Abbildung 3.1: Übersicht der Teilfunktionen des Messsystems

### 3.1 Hardware

Die Hardware umfasst neben der Leiterplatte mit der Steuerungselektronik auch die mechanische Adaption des Prüflings. Sie stellt somit die physikalische Verbindung zum Prüfling dar. In diesem Abschnitt werden die wesentlichen Merkmale festgelegt, auf denen der Entwurf der Hardware aufbaut.

#### Mikrocontroller

Der Mikrocontroller bildet den Kern der Baugruppe. Er ist zuständig für die Erfassung, Aufbereitung und Übertragung der Messwerte sowie für die Kommunikation mit dem Prüfling über das Serial Peripheral Interface (SPI). Um die Welligkeit der zu messenden Analogsignale optimal unterdrücken zu können, werden diese zusätzlich digital gefiltert. Dafür ist ein schneller Mikrocontroller erforderlich - vorzugsweise mit DSP-Funktionalität. Diese Eigenschaften bieten die 32-Bit Mikrocontroller der Serie STM32F4 der Firma ST Microelectronics. Ein Kriterium für dessen Auswahl ist die gute Dokumentation und das Angebot an zusätzlichen Tools seitens des Herstellers. Außerdem werden Typen dieser Baureihe auch von Scansonic eingesetzt, was den Vorteil bietet, dass bereits Programmiergeräte zur Verfügung stehen. Neben einem ARM Cortex M4 Kern besitzt der STM32F4 eine integrierte Gleitkommamultiplikationseinheit (FPU), die 32-Bit Gleitkommamultiplikationen in einem Takt ermöglicht. Zudem bietet er durch das JTAG-Interface (vgl. Abschnitt 2.1.3.1) eine gute Möglichkeit zum Debuggen.

#### Übertragung der Messdaten

Die Übertragung der Messwerte und Steuerkommandos zum PC erfolgt mittels RS-232 Protokoll. Da viele PCs heutzutage nicht mehr über eine serielle Schnittstelle (COM-Port) verfügen, werden die Daten per USB übertragen. Dazu wird ein Seriell-USB-Wandler auf der Leiterplatte integriert.

#### Strommessung

Da die Leistungsausgänge für den Laserausgang und den TEC-Ausgang parallel in Betrieb sind und auch so getestet werden müssen, sind dafür separate Stromsensoren erforderlich. Dazu muss jeder Ausgang mit einer eigenen Last versehen werden um den kontinuierlichen Stromfluss zu ermöglichen.

Die Auswahl der Sensoren basiert auf den Grundlagen aus Kapitel 2.2 und ist in Abschnitt 4.1.2 näher beschrieben.

## Testverfahren

Aufgrund der vielen analogen Signale und der Notwendigkeit externe Komponenten an die Baugruppe anzuschließen, ist das Boundary-Scan Verfahren für diese Anwendung allein nicht ausreichend. Ebenso müssten beim Flying Probe Tester die extern anzuschließenden Bauelemente durch Federkontakte o.ä. kontaktiert werden. Außerdem würde sich die Anschaffung eines Flying Probe Testers für diese Baugruppe nicht rentieren. Aus diesen Gründen erfolgt der Test hier mithilfe einer Kombination aus In-Circuit-Test und Funktionstest.

## Kontaktierung

Da für den Test der LIPRO-Elektronik vergleichsweise wenig Testpunkte für den In-Circuit-Test erforderlich sind, werden diese direkt mit Federkontaktstiften kontaktiert. Dies bietet den Vorteil, dass für die hohen Ströme stärkere Federkontaktstifte eingesetzt werden können. Die Kontaktierung der Signale für den Funktionstest könnte über die Steckverbinder bzw. Anschlussklemmen erfolgen. Neben dem erhöhten Zeitaufwand stellt dies außerdem eine potentielle Fehlerquelle dar, da diese manuell angeschlossen werden müssten. Aus diesen Gründen werden diese Signale mittels Federkontaktstiften kontaktiert.

## Mechanischer Aufbau

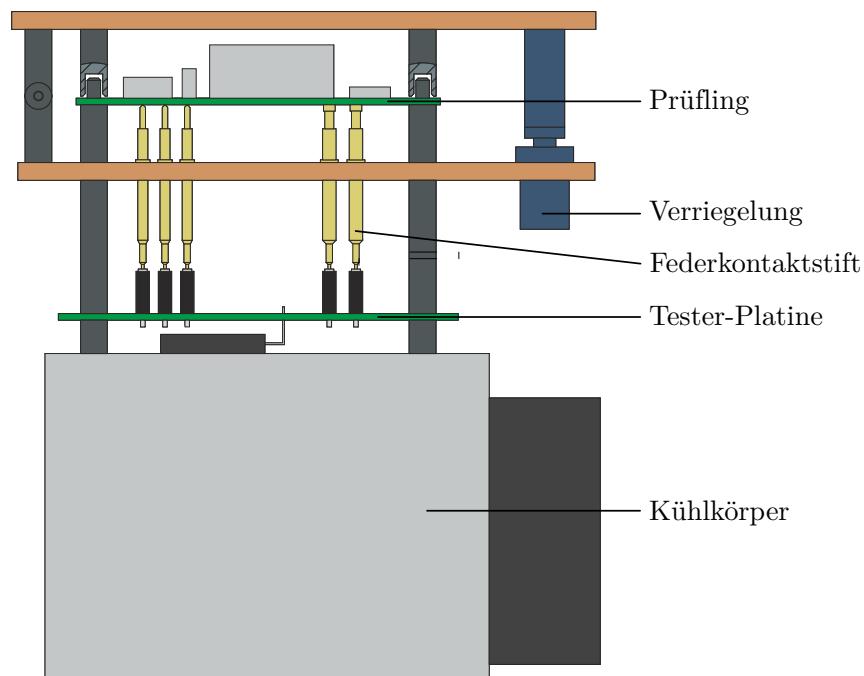


Abbildung 3.2: Mechanischer Aufbau des Messsystems, Seitenansicht

Die Basis des Testgerätes bildet ein Hohlrippen-Lüfteraggregat (Kühlkörper), welches gleichzeitig die Grundplatte darstellt. Auf dieser ist die Leiterplatte des Testers sowie die Aufnahmeplatte für die Federkontaktebefestigung befestigt. Des Weiteren sind vier Führungsstifte vorhanden, mithilfe derer die zu testende Baugruppe aufgenommen und geführt wird. Über Gelenkbolzen wird eine Klappe herangeführt, welche die Leiterplatte auf die Federkontaktebefestigung drückt. Verriegelt wird diese mittels Push-Push Verriegelungselementen. Optional kann dafür auch ein Elektromagnet eingesetzt werden. Abbildung 3.2 zeigt den Aufbau in der Seitenansicht.

## 3.2 Server

Zusammen mit der GUI, stellt der Server die Anwendung auf dem PC dar. Er ist dabei für die unmittelbare Kommunikation mit der Tester-Hardware zuständig. In diesem Abschnitt wird die Art der Umsetzung der wesentlichen Funktionen des Servers dargelegt.

### Datenübertragung

Die Datenübertragung erfolgt mithilfe des RS232-Protokolls über eine virtuellen serielle Schnittstelle, die vom Treiber des Seriell-USB-Wandlers zur Verfügung gestellt wird. Der Server stellt einen TCP/IP-Socket zur Verfügung, womit dieser mit der GUI Daten austauschen kann. Zusätzlich bietet sich durch den Socket die Möglichkeit, den Server von einem anderem PC im Netzwerk zu steuern.

### Flash-Programmierung

Eine wesentliche Funktion des Servers ist die Programmierung des Programmspeichers vom Mikrocontroller auf dem DUT.

Für die In-Circuit-Programmierung bietet der Mikrocontroller drei Möglichkeiten:

- Joint Test Action Group (JTAG)
- Serial Wire Debug (SWD)
- serieller Bootloader

Die Vorteile von SWD bzw. JTAG bestehen in der hohen Datenübertragungsrate aufgrund der synchronen Übertragung. So sind mit SWD 4 MByte/s bei einer Taktfrequenz von 50 MHz möglich.<sup>4</sup> JTAG hat den Vorteil der größeren Verbreitung im Vergleich zu SWD und kann somit für eine größere Auswahl an Hardware eingesetzt werden.

<sup>4</sup><http://www.arm.com/products/system-ip/debug-trace/coresight-soc-components/serial-wire-debug.php> (abgerufen am 08.07.2014)

Aufgrund des umfangreichen Protokolls von SWD bzw. JTAG müsste jedoch eine extra Hardware zum Programmieren eingesetzt werden. Genau darin liegen die Stärken des seriellen Bootloaders: Aufgrund des vergleichsweise einfachen Protokolls kann auf externe Programmierhardware verzichtet werden. Allerdings ist die Übertragungsrate auf 115200 Baud<sup>5</sup> beschränkt, was etwa 9,6 KByte/s entspricht.

Da der Vorteil des Wegfallens spezieller Programmierhardware überwiegt, wird der serielle Bootloader verwendet. Dieser bietet außerdem den Vorteil, dass die Programmierung über die gleiche serielle Verbindung erfolgen kann, wie der Austausch der Messdaten.

### 3.3 Grafische Benutzerschnittstelle (GUI)

Die GUI ist der zweite Teil der Anwendungssoftware auf dem PC, welche die Schnittstelle zum Benutzer darstellt. Diese Komponente steuert den Testablauf. Dies beinhaltet den Start des Servers und den damit verbundenen Datenaustausch über das TCP/IP-Protokoll.

#### Messvorgang

Um die Messschritte und Wertebereiche einfach bearbeiten zu können, wird eine Konfigurationsdatei angelegt. In dieser werden die Prüfschritte in ihrer Reihenfolge mit den dazugehörigen Wertebereichen festgelegt. Die Datei wird beim Programmstart eingelesen und in Tabellenform dargestellt. Bei Betätigung der Start-Schaltfläche werden alle festgelegten Schritte automatisch nacheinander ausgeführt. Dabei wird nach jedem Messschritt überprüft, ob der Wert innerhalb der vorgegebenen Grenzen liegt. Wenn das nicht der Fall ist, wird der Prüfvorgang abgebrochen und eine Fehlermeldung ausgegeben.

#### Prüfprotokoll

Nach dem Abschluss jedes Messvorgangs wird ein Messprotokoll angelegt, welches alle gemessenen Werte beinhaltet. Dabei wird ein Protokoll pro Tag angelegt, unabhängig von der Anzahl der Programmaufrufe. Die Formatierung geschieht im HTML-Format, welches mit einfachen Mitteln eine übersichtliche Darstellung der Werte ermöglicht.

In diesem Kapitel wurden die Möglichkeiten zur Umsetzung der verschiedenen Teifunktionen untersucht und die jeweils günstigste Variante ausgewählt. Des Weiteren wurden konkrete Vorgaben festgelegt, wie die Funktionen umzusetzen sind. Aufbauend auf diesen Erkenntnissen erfolgt im nächsten Kapitel der Entwurf des Systems.

<sup>5</sup>[http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application\\_note/CD00264342.pdf](http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00264342.pdf) (abgerufen am 08.07.2014)

## 4 Realisierung

Basierend auf den Lösungen, die im Konzept ermittelt wurden, wird in diesem Kapitel die Entwicklung der einzelnen Teilkomponenten des Testsystems beschrieben.

### 4.1 Hardware-Entwurf

In diesem Abschnitt wird die Auswahl und Dimensionierung der elektronischen Bauelemente näher erläutert. Abbildung 4.2 gibt einen Überblick über die Messfunktionen.

#### 4.1.1 Stromversorgung

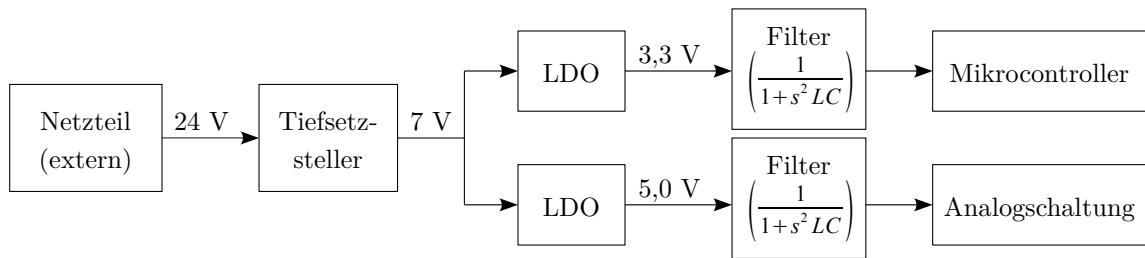


Abbildung 4.1: Schema der Stromversorgung

An den Arbeitsplätzen, an denen dieses Gerät eingesetzt wird, liegt eine 24 V DC-Versorgung vor. Somit kann auf ein Netzteil verzichtet werden. In der Schaltung werden neben den 24 V auch 3,3 V und 5 V benötigt. Der Einsatz eines linearen Spannungsreglers würde, aufgrund der in Tabelle 4.1 ermittelten maximalen Stromaufnahme und der hier auftretenden Spannungsdifferenz, eine verhältnismäßig große Verlustleistung hervorrufen. Für die 3,3 V-Versorgung ergibt sich die Verlustleistung  $P_v$  zu

$$P_v = (U_{\text{in}} - U_{\text{out}}) \cdot I_b = (24 \text{ V} - 3,3 \text{ V}) \cdot 126 \text{ mA} = 5,4 \text{ W} \quad (4.1)$$

Die verlustbedingte Wärme würde einen Kühlkörper für den Spannungsregler notwendig machen. Außerdem wäre dies aus der Sicht der Energieeffizienz keine gute Wahl. Der schlechte Wirkungsgrad von  $\eta = 13,8\%$  wäre bei höheren Leistungen inakzeptabel (Gl. 4.2).

$$\eta = \frac{P_{\text{ab}}}{P_{\text{zu}}} = \frac{3,3 \text{ V} \cdot I_b}{24 \text{ V} \cdot I_b} = 13,8\% \quad (4.2)$$

Um die Verlustleistung und somit die auftretenden Wärmeverluste zu reduzieren, wird für die Stromversorgung ein Tiefsetzsteller eingesetzt. Da die auftretende Welligkeit der Ausgangsspannung eines schaltenden Spannungsreglers für die analogen Messverstärker nicht

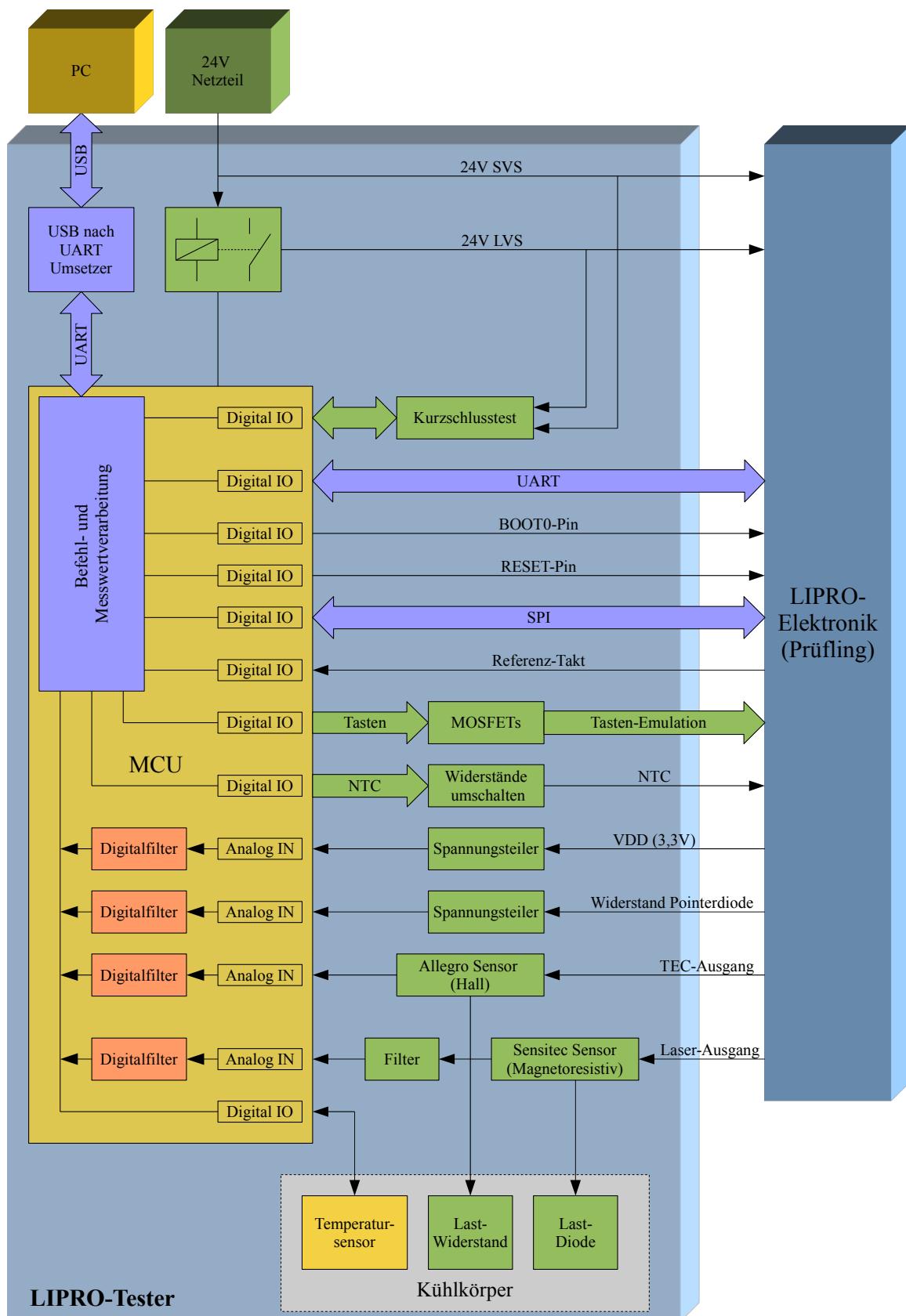


Abbildung 4.2: Übersicht der Messfunktionen

akzeptabel ist, wird für die 3,3 V und die 5 V jeweils ein linearer Spannungsregler nachgeschaltet (Abbildung 4.1). Die Ausgänge der Linearregler werden zusätzlich mit je einem LC-Filter versehen, um die Schaltspitzen des Schaltreglers und des Mikrocontrollers zu unterdrücken.

Somit reduziert sich die Verlustleistung des 3,3 V Reglers auf

$$P_v = (U_{\text{in}} - U_{\text{out}}) \cdot I_b = (7 - 3,3) \text{ V} \cdot 126 \text{ mA} = 466 \text{ mW}, \quad (4.3)$$

was den Einsatz eines oberflächenmontierten Bauteils (SMD) ermöglicht.

Insgesamt ergibt sich mit diesem Konzept eine Verlustleistung in Höhe von 1,1 W im Vergleich zu 7,8 W bei ausschließlicher Verwendung von linearen Spannungsreglern.

Tabelle 4.1: Übersicht der Stromaufnahme der einzelnen Bauelemente

Spannungsebene	Bauelement	Stromaufnahme in mA
3,3 V	ADT7310	0,7
	STM32F4	74
	LEDs	27
	Spannungsteiler, Pullup-Widerstände	0,9
	Optokoppler	20
	Transistoren	1,5
	LD0	1,5
	Zwischensumme	125,6
5 V	ACS712	13
	CDS4015	110
	LTC2055 (inkl. Beschaltung)	2
	Spannungsteiler	1,3
	LD0	1,5
	Zwischensumme	127,8
	<b>Gesamt</b>	<b>253,4</b>

## Tiefsetzsteller

Für die Regelung der Ausgangsspannung des Tiefsetzstellers wird ein LT1776 der Firma Linear Technology eingesetzt.[12] Eine Besonderheit dieses Schaltreglers ist, dass dieser einen bipolaren Transistor verwendet, um die Induktivität zu schalten. Dadurch entfallen die sonst üblichen Bootstrap-Kondensatoren, welche die Gate-Spannung für den sonst üblichen MOS-FET erzeugen. Abbildung 4.3 (a) zeigt die Grundschaltung des Tiefsetzstellers. Als Energiespeicher ist die Dimensionierung der Induktivität von wesentlicher Bedeutung. Die Induktivität wird so ausgelegt, dass bei maximal zu erwartendem Strom der nichtlückende Betrieb (DCM, Discontinuous Mode) eintritt. Der nichtlückende Betriebszustand besagt, dass der Strom durch die Induktivität ( $I_L$ , vgl. Abbildung 4.4(b)) nicht bis auf Null zurückgeht.

Der lückende Betriebszustand (vgl. 4.4 (a)) ist nicht erwünscht, da dies eine (gedämpfte) Schwingung hervorruft, die Störungen verursachen kann.

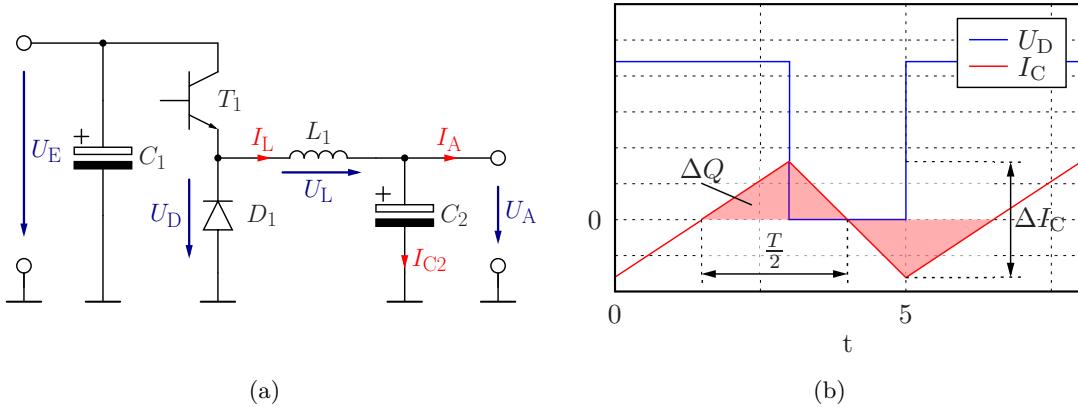


Abbildung 4.3: Schaltung (a) und Stromverlauf des Kondensators (b) vom Tiefsetzsteller

Die Spannung an einer Induktivität ist nach dem Induktionsgesetz

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \approx L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (4.4)$$

Somit ergibt sich für die Zeiten

$$t_{\text{ein}} = L \frac{\Delta I_{\text{ein}}}{U_{L,\text{ein}}} \quad (4.5)$$

$$t_{\text{aus}} = L \frac{\Delta I_{\text{aus}}}{U_{L,\text{aus}}} \quad (4.6)$$

$U_{L,\text{ein}}$  und  $U_{L,\text{aus}}$  ergeben sich aus den Maschengleichungen

$$U_{L,\text{ein}} = U_e - U_a \quad (4.7)$$

$$U_{L,\text{aus}} = -U_a \quad (\text{unter Vernachlässigung von } U_D) \quad (4.8)$$

Mit  $\Delta I_{L,\text{ein}} = -\Delta I_{L,\text{aus}}$  folgt aus Gl. 4.5 bis 4.8

$$\frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{aus}}} = -\frac{U_{L,\text{aus}}}{U_{L,\text{ein}}} = \frac{U_a}{U_e - U_a} \quad (4.9)$$

Da die Schaltfrequenz  $f_s$  konstant ist, kann  $t_{\text{ein}}$  mithilfe von Gl. 4.9 wie folgt bestimmt werden:

$$\frac{1}{f_s} = t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}} = t_{\text{ein}} \left( 1 + \frac{U_e - U_a}{U_a} \right) = t_{\text{ein}} \cdot \frac{U_e}{U_a} \quad (4.10)$$

$$t_{\text{ein}} = \frac{U_e}{f_s \cdot U_a} \quad (4.11)$$

Aus den Gln. 4.5 und 4.7 kann letztendlich die minimal erforderliche Induktivität berechnet werden:

$$L_1 = \frac{t_{\text{ein}} \cdot U_{L(\text{ein})}}{I_L} = \frac{U_a}{f_s \cdot U_e} \cdot \frac{U_a - U_e}{I_{L,\text{max}}} \quad (4.12)$$

Neben dem Wert der Induktivität muss ebenso beachtet werden, dass der maximal auftretende Strom kleiner als der Sättigungsstrom ist. Neben der thermischen Überlastung reduziert sich bei Sättigung die Permeabilität des Kerns, was zur Reduzierung der Induktivität führt. [3]

Mithilfe des Kondensators  $C_2$  wird die Welligkeit der Ausgangsspannung reduziert (Glättung). Die Dimensionierung basiert darauf, dass die abgegebene Ladung des Kondensators gleich der aufgenommenen Ladung ist. Nach Abbildung 4.3 (b) ergibt sich die Ladung zu:

$$\Delta Q = \int_0^t i_c(t) dt = \frac{T}{4} \frac{\Delta I_C}{2} = \frac{T}{8} \Delta I_C \quad \text{mit } \Delta I_C = \Delta I_L - \Delta I_A \quad (4.13)$$

Mit der Vereinfachung  $\Delta I_A = 0$  folgt für den Ausgangskondensator:

$$C_2 = \frac{\Delta Q}{\Delta U} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_s \cdot \Delta U_A} \quad (4.14)$$

Bei hoher Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung wird die Energie in sehr kurzer Zeit übertragen, was eine kurzzeitige Belastung der Spannung  $U_E$  zur Folge hat. Damit die Spannung nicht zu stark einbricht, wird diese durch einen oder mehrere Kondensatoren am Eingang gestützt ( $C_1$ ). Die Berechnung von  $C_1$  erfolgt analog zu der Berechnung von  $C_2$ .

Damit die Kondensatoren durch die hohen Schaltfrequenzen nicht thermisch überlastet werden, kommen für  $C_1$  und  $C_2$  Typen mit niedrigem Serienersatzwiderstand (ESR) zum Einsatz. Neben speziellen Elektrolytkondensatoren mit geringem ESR bieten auch Keramikkondensatoren einen sehr geringen ESR.

[28], [23]

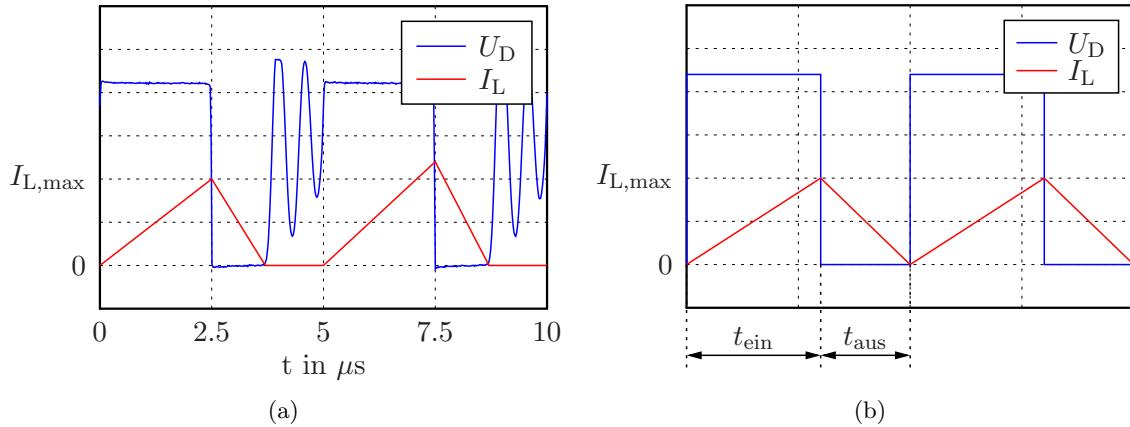


Abbildung 4.4: Lückender (a) und nichtlückener Betrieb (b)

### 4.1.2 Vergleich der Stromsensoren

Um die Ströme der beiden Leistungsausgänge mit der entsprechenden Genauigkeit erfassen zu können, ist die Wahl des Stromsensors von wesentlicher Bedeutung. Wie schon im Abschnitt 2.2 erwähnt, lässt sich mit einem Shunt prinzipiell die höchste Genauigkeit erreichen. Allerdings fällt diese Methode aufgrund der fehlenden galvanischen Trennung weg. Für den Vergleich der Genauigkeit wird diese jedoch mit aufgeführt. Da Gleichströme gemessen werden sollen, beschränkt sich die Auswahl auf Hall-Effekt- und magnetoresistiv-basierte Sensoren. Eine Übersicht liefert Tabelle 4.2. Die Auswahl des jeweiligen Sensors wird in den nachfolgenden Abschnitten näher erläutert.

Tabelle 4.2: Vergleich einiger Stromsensoren bezüglich Genauigkeit und Bandbreite

Typ	Prinzip	Linearitätsfehler	Gesamtgenauigkeit	Bandbreite
Shunt mit LT1996	Shunt	<0,5%	0,8%	35 kHz
Shunt mit LT1999	Shunt	<0,5%	2,5%	2 MHz
Allegro ACS712	Hall-Effekt	1,5%	1,5%	80 kHz
LEM HX 15-P/SP2	Hall-Effekt	1,0%	2,6%	50 kHz
LEM LAX 100-NP	Hall-Effekt	0,3%	0,9%	300 kHz
Sensitec CDS4015	magnetoresistiv	0,3%	1,3%	400 kHz
Honeywell CSNE151	Hall-Effekt	0,2%	0,5%	150 kHz
Honeywell CSNX25	magnetoresistiv	0,1%	0,4%	200 kHz

### 4.1.3 Strommessung am Laserausgang

Um den Stromfluss des Laserausganges während des Tests zu ermöglichen, wird dieser Ausgang mit zwei in Reihe geschalteten Dioden belastet. Diese entsprechen in der Höhe der Durchlassspannung und im Verhalten etwa der Laserdiode. Die Dioden müssen aufgrund der hohen Verlustleistung zusammen mit den Lastwiderständen aus Abschnitt 4.1.4 auf einem Kühlkörper montiert werden.

#### Filter

Da die Leistung und somit die Helligkeit des Lasers direkt von seinem Strom abhängt, ist für diesen eine genaue Messung notwendig. Um Aliasing-Effekte (vgl. Nyquist-Theorem 2.4.1) bei der Analog-Digital-Wandlung zu verhindern, ist der Einsatz eines analogen Vorfilters notwendig. Funktionsbedingt besitzt der Ausgangsgleichstrom einen Wechselanteil - auch Welligkeit genannt. Abbildung 4.6 zeigt die Welligkeit von etwa 200 mA (2 %) der alten Projektorelektronik. Die relevante Frequenz des Wechselanteils ist die Schaltfrequenz der neuen LIPRO-Elektronik, welche 400 kHz beträgt. Um die Auswirkungen dieser Welligkeit auf den Messfehler gering zu halten (unter 0,01 %), ist eine Dämpfung durch den Filter von -60 dB bei der Schaltfrequenz von 400 kHz erforderlich. Ein Tiefpassfilter 1. Ordnung würde

zu einer Grenzfrequenz von 400 Hz führen, das jedoch schnelle Änderungen des Signals nicht einwandfrei erfasst. Mit einem Filter 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 1 kHz lässt sich die korrekte Erfassung realisieren.

Das Tiefpassfilter 2. Ordnung wird mithilfe der Sallen-Key Filterstruktur realisiert (vgl. Abschnitt 2.3.3.1). Abbildung 4.7 zeigt den Filter am Ausgang des Stromsensors. Eine Filterstruktur mit Mehrfachgegenkopplung (vgl. Abschnitt 2.3.3.2) wäre für diesen Zweck ebenso einsetzbar. Weil diese Schaltung schon eine Invertierung mit sich bringt, könnte der invertierende Verstärker  $IC_{6A}$  entfallen. Allerdings lässt sich mit der gewählten Variante die Filterwirkung am fertigen Aufbau besser überprüfen.

Die Bandbreite des verwendeten Stromsensors muss mindestens der Bandbreite der überwiegenden Signalanteile entsprechen, um Verfälschungen des Signals vor dem Filter zu vermeiden. Aus diesem Grund wurde der magnetoresitiv-basierte Sensor CDS4015 ausgewählt (vgl. Tabelle 4.2), der eine Bandbreite (-1 dB) von 400 kHz aufweist.[24] Die Offset- und Verstärkungsfehler, die zusammen mit dem Linearitätsfehler den Gesamtfehler bestimmen, können durch Nullpunkt- und Skalenendwertabgleich größtenteils eliminiert werden. Somit ergibt sich für die Strommessung eine Genauigkeit von nahezu 0,3 % zzgl. dem Fehler der Verstärkerschaltung und der Quantisierungsfehler des Analog-Digital Wandlers.

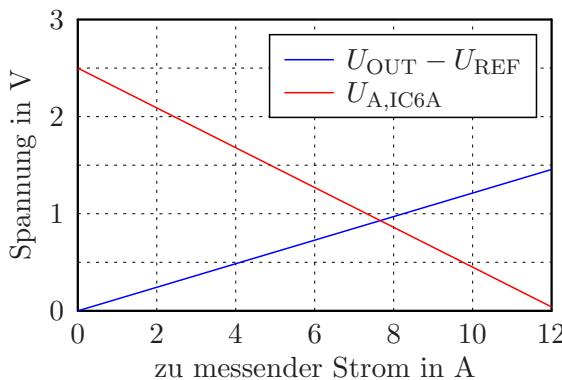


Abbildung 4.5: Spannungen am Ausgang des Stromsensors

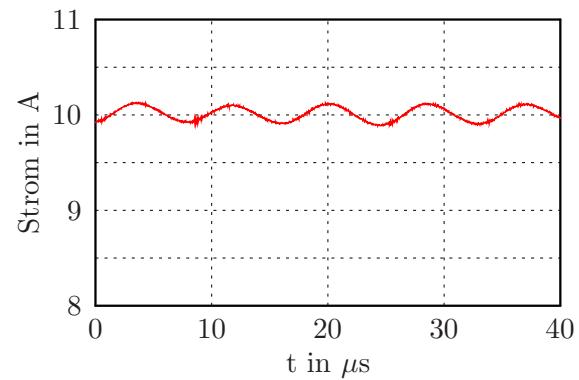


Abbildung 4.6: Welligkeit des Laserausgangs der alten Projektorelektronik

## Schaltung

Der Stromsensor liefert an seinem Ausgang einen Strom der proportional dem zu messenden Strom ist. Da er für eine unsymmetrische Betriebsspannung von 5 V vorgesehen ist, wurde das Ausgangssignal mit einem Offset in Höhe der Referenzspannung (2,5 V) versehen. Folglich kann das Ausgangssignal auch mit Operationsverstärkern verstärkt werden, deren Eingangsspannungsbereich üblicherweise nicht genau bis 0 V reicht. Die Schaltung in Abbildung 4.7 nutzt die Eigenschaft des Operationsverstärkers, welcher die Differenzspannung bei wirksamer Gegenkopplung immer zu null regelt. Folglich kann  $R_{40}$  als Abschlusswiderstand (Bürde) des Stromausgangs eingesetzt werden. Dieser muss laut Datenblatt im Bereich von

[100..1000]  $\Omega$  liegen. Ausgewählt wird ein Wert von  $910\Omega$ . Der Vorteil dieser Schaltung ist, dass der Ausgangstrom des Sensors direkt von dem Operationsverstärker verstärkt werden kann. Diese Verstärkung wird mit  $R_{39}$  eingestellt. Um den Eingangsspannungsbereich des AD-Wandlers optimal auszunutzen, empfiehlt sich aufgrund des Offsets von  $U_{\text{Ref}}$  ( $2,5\text{V}$ ) die Invertierung des Signals. Allerdings nimmt damit die Ausgangsspannung mit zunehmendem Strom ab, was aber problemlos von der Software herausgerechnet werden kann (Abbildung 4.5). In den Gleichungen 4.15 bis 4.17 wird  $R_{39}$  nach diesem Gesichtspunkt dimensioniert.  $V_I$  stellt dabei die Stromverstärkung des Sensors dar.

Alternativ ließe sich für diese Aufgabe auch ein Differenzverstärker einsetzen. Dieser erfordert jedoch einen etwas höheren Bauteileaufwand.

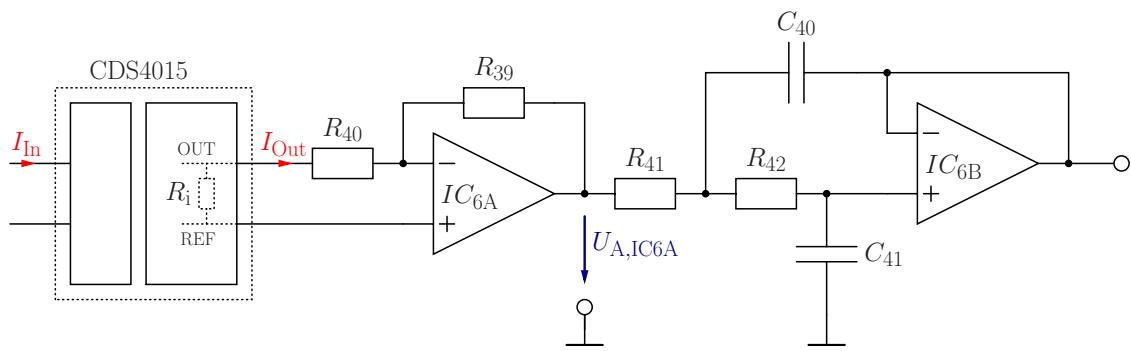


Abbildung 4.7: Ausgangsbeschaltung mit Filter des CDS4015-Stromsensors

$$I_{\text{Out},\text{max}} = I_{\text{In}} \cdot V_I \cdot \frac{R_i}{R_i + R_{40}} = 12\text{A} \cdot \frac{2\text{mA}}{15\text{A}} \cdot \frac{10,5\text{k}\Omega}{10,5\text{k}\Omega + 910\Omega} = 1,47\text{mA} \quad (4.15)$$

$$U_{\text{A,IC6A}} = U_{\text{Ref}} - I_{\text{Out}} \cdot R_{39} \quad (4.16)$$

$$\Rightarrow R_{39,\text{max}} = \frac{U_{\text{Ref}} - U_{\text{A,IC6A,min}}}{I_{\text{Out}}} = \frac{2,5\text{V} - 0,01\text{V}}{1,47\text{mA}} = 1,7\text{k}\Omega; \quad R_{39,\text{N}} = 1,6\text{k}\Omega \quad (4.17)$$

#### 4.1.4 Überprüfung der TEC-Regelung

Mithilfe eines Peltier-Elementes (TEC) wird bei der LIPRO-Elektronik die Temperatur der Laserdiode geregelt. Abbildung 4.8 zeigt die Struktur des TEC-Regelkreises.

Um diese Regelung zu überprüfen, wird der Regler getrennt von der Strecke betrachtet. Dazu wird ihm ein nachgebildeter Eingangswert vorgegeben und die Ausgangsgröße erfasst. Bei der LIPRO-Elektronik wird ein NTC als Temperatursensor eingesetzt. Die verschiedenen Werte für den Eingang des Reglers (die Regelabweichung  $e$ ) werden durch Umschalten von Widerständen erreicht. Die einfachste Möglichkeit wäre, diese Umschaltung mit Relais zu realisieren. Allerdings nehmen Relais vergleichsweise viel Platz auf der Leiterplatte ein und

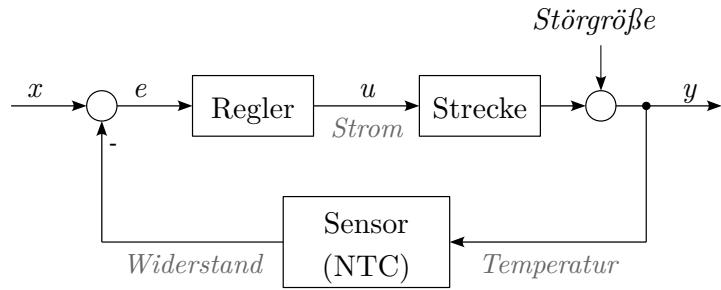


Abbildung 4.8: Struktur des TEC-Regelkreises

bringen weitere unerwünschte Eigenschaften wie Kontaktprellen und verzögertes Schalten mit. Als Alternative bieten sich hier Feldeffekt-Transistoren (FETs) an. Neben dem geringen Widerstand im eingeschalteten Zustand ( $R_{DS(on)}$ ) ist auch ein Stromfluss in beiden Richtungen möglich, da nur die Leitfähigkeit des Kanals zwischen Drain und Source gesteuert wird. [28]

Da nicht spezifiziert ist, auf welchem Potential dieser NTC in der Baugruppe liegt, wird ein Optokoppler mit FET-Ausgang eingesetzt.

### Strommessung

An die Strommessung werden keine solch hohen Anforderungen bezüglich der Genauigkeit gestellt wie bei der Messung des Laserstroms, da sie nur der Überprüfung des Regelverhaltens dient. Ausgewählt wurde ein Hall-Effekt-basierter Stromsensor - der ACS712 der Firma Allegro MicroSystems. Die Genauigkeit von 1,5 % und die geringere Bandbreite sind für diesen Zweck ausreichend. Die Vorteile dieses Sensors liegen in den geringen Gehäuseabmessungen und in dem Spannungsausgang, der eine einfachere Beschaltung erlaubt (vgl. Abbildung 4.9). Außerdem ist in diesem Sensor bereits ein Filter integriert, der nur noch eine externe Kapazität benötigt. Da der TEC-Ausgang für Leistungen bis 50 W ausgelegt ist - was einem Strom von knapp 3 A entspricht - wurde die 5 A-Variante der Sensorfamilie ausgewählt. Um den Ausgang unter Last testen zu können, wird dieser mit Leistungswiderständen belastet, die etwa dem Widerstand des Peltier-Elementes entsprechen.

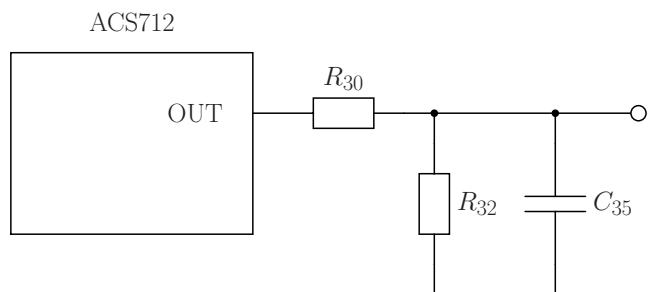


Abbildung 4.9: Ausgangsbeschaltung des ACS712-Stromsensors

Die Dimensionierung, des in Abbildung 4.9 gezeigten Schaltungsteils, gestaltet sich wie folgt: Der aus  $R_{30}$  und  $R_{32}$  bestehende Spannungsteiler am Ausgang des Sensors wird so ausgelegt, dass bei einem Strom von 4 A die maximal mögliche Spannung am Eingang des Analog-Digital-Wandlers anliegt. Dies ermöglicht eine optimale Ausnutzung dessen Auflösung. Aufgrund der geringeren Anforderung an die Genauigkeit, ist am Ausgang des Teilers ein Filter 1. Ordnung ausreichend. Dieser wird als einfacher RC-Tiefpass ausgeführt.

Die Übertragungsfunktion des Filters lautet:

$$H(s) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_{32}}{R_{30} + R_{32} + sC_{35}R_{30}R_{32}} = \frac{1}{\frac{R_{30}+R_{32}}{R_{32}} + sC_{35}R_{30}} \quad (4.18)$$

Aus dem Betrag der Übertragungsfunktion

$$|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_{30}+R_{32}}{R_{32}}\right)^2 + \omega_g^2 C_{35}^2 R_{30}^2}} \quad (4.19)$$

folgt mit  $\text{Im}\{Z\} = \text{Re}\{Z\}$  die Grenzfrequenz

$$\omega_g = \frac{1}{\frac{R_{30}R_{32}}{R_{30}+R_{32}} \cdot C_{35}} \quad (4.20)$$

aus der anschließend  $C_{35}$  berechnet werden kann. Die Grenzfrequenz wird aus Gründen, welche in Abschnitt 4.1.3 beschrieben wurden, auf 1 kHz festgelegt.

#### 4.1.5 Spannungsmessung

Die Messung der Betriebsspannung des Mikrocontrollers erfolgt über einen einfachen Spannungsteiler. Da ein Signal mit vernachlässigbar kleiner Welligkeit erwartet wird, genügt ein passiver Filter 1. Ordnung als Antialiasing-Filter (vgl. Nyquist-Theorem 2.4.1). Der verwendete RC-Tiefpass wird aus den Widerständen des Teilers zusammen mit einem nachgeschalteten Filterkondensator gebildet. So ergibt sich bei Verwendung eines 100 nF-Kondensators eine Grenzfrequenz von  $f_g = 318 \text{ Hz}$ . Der Spannungsteiler wird mit dem Teilerfaktor 0,5 dimensioniert. Das ermöglicht die Messung einer Spannung bis zu  $2U_{\text{Ref}} = 5,0 \text{ V}$ . Für den Fall, dass die Spannung dennoch höher werden sollte, treten die Schutzdiode - wie in Abschnitt 4.1.6 beschrieben - in Aktion.

#### 4.1.6 Analog-Digital-Wandler

Um die analogen Messwerte mit einem PC auswerten zu können, müssen diese mithilfe eines Analog-Digital-Wandlers (ADC) digitalisiert werden. Als ADC wird der interne Wandler des Mikrocontrollers verwendet. Dieser arbeitet nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation, welche einen guten Kompromiss zwischen Geschwindigkeit und Genauigkeit bietet. Jedem

Kanal (Eingang) ist ein Filter mindestens 1. Ordnung vorgeschaltet, um Aliasing-Effekte zu unterdrücken.

Die Referenzspannung, die maßgebend für die Genauigkeit ist, bezieht der Wandler aus der integrierten Referenz des Sensitec CDS4015 Stromsensors. Diese beträgt  $(2,5 \pm 0,01)$  V.

Um die Eingänge des Wandlers vor Überspannungen zu schützen, wird jeder durch zwei Schottky-Dioden geschützt. Diese sorgen dafür, dass die Überspannung über die Versorgungsleitungen abgeleitet wird. Somit liegt die maximal auftretende Spannung  $U_{ADC}$  im Bereich  $-U_F \leq U_{ADC} \leq V_{DD} + U_F$ , mit  $U_F \approx 0,5$  V (abhängig vom Strom) als Vorwärtsspannung der Schottky-Dioden.

#### 4.1.7 Messung der Potentialtrennung (Kurzschlussstest)

Wie in Abschnitt 1.2 aufgeführt ist, wird die zu testende Baugruppe von zwei galvanisch voneinander getrennten Spannungsquellen versorgt: Die Signalversorgungsspannung (SVS) und die Laserversorgungsspannung (LVS). Um die saubere Trennung der beiden Spannungen zu überprüfen, müssen die Widerstände zwischen den einzelnen Leitungen der Spannungsquellen gemessen werden.

Eine Möglichkeit besteht darin, eine Stromquelle zwischen zwei dieser Leitungen zu schalten (Abbildung 4.10):

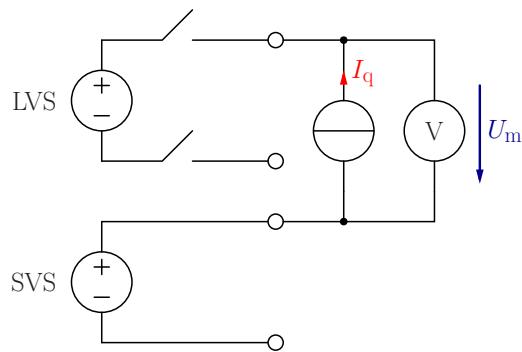


Abbildung 4.10: Grundprinzip der Kurzschlussprüfung

Durch Messung der Spannung kann der Widerstand wie folgt berechnet werden:

$$R_{iso} = \frac{U_m}{I_q} \quad (4.21)$$

Allerdings erfordert die Stromquelle einen gewissen Schaltungsaufwand. Zudem ist es nicht notwendig den genauen Wert zu erfassen. Es genügt ein Schwellwert, der Auskunft über das Vorliegen eines Kurzschlusses gibt. Um dieses digitale Signal zu erhalten, wird mittels DC-DC Wandler eine zusätzliche, galvanisch getrennte Spannung eingespeist. Mithilfe eines

Optokopplers mit entsprechendem Vorwiderstand, kann der Zustand erfasst werden. Abbildung 4.11 zeigt die entsprechende Schaltung.

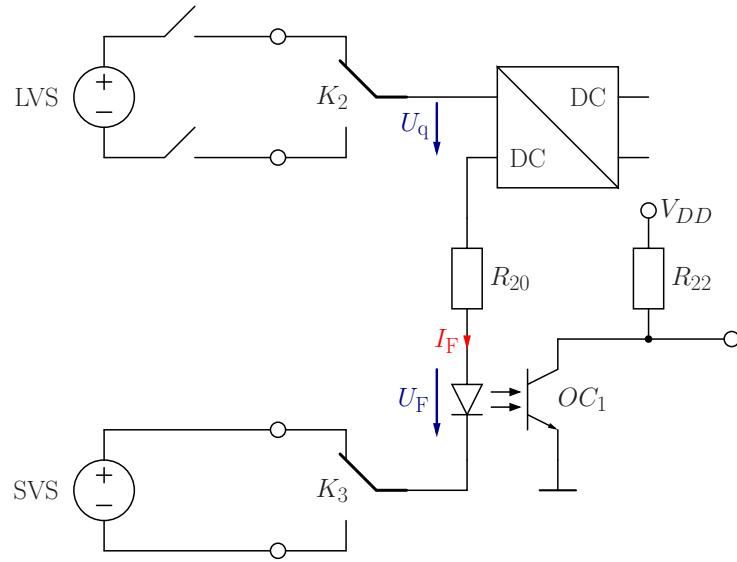


Abbildung 4.11: Vollständige Kurzschlussprüfung

Mit der Dimensionierung des Vorwiderstandes  $R_{20}$  kann die Schaltschwelle festgelegt werden, ab der der Ausgangstransistor des Optokopplers schaltet und somit eine fehlerhafte Potentialtrennung signalisiert:

$$R_{20} = \frac{U_q - U_{F,\text{Diode}}}{I_{F,\text{min}}} - R_{\text{iso},\text{min}} = \frac{24\text{ V} - 1,2\text{ V}}{2\text{ mA}} - 10\text{ k}\Omega = 1,4\text{ k}\Omega \quad (4.22)$$

$$R_{20} \geq \frac{U_q - U_{F,\text{Diode}}}{I_{F,\text{max}}} = \frac{24\text{ V} - 1,2\text{ V}}{50\text{ mA}} = 456\text{ }\Omega \quad (4.23)$$

$$\Rightarrow R_{20} = 1,3\text{ k}\Omega \quad (4.24)$$

Allerdings muss der Vorwiderstand auch die Bedingung in Gl. 4.23 erfüllen, da sonst bei einem Kurzschluss der Optokoppler zerstört werden könnte.

Um alle möglichen Kurzschlüsse zu erfassen, müssen die Widerstände zwischen allen Leitungen überprüft werden. Es sind demzufolge vier Messungen erforderlich. Dazu wird der DC-DC Wandler über zwei Relais ( $K_2$  und  $K_3$ ) an alle relevanten Leitungen geschaltet. Der Vorteil der Relais sind deren Umschaltkontakte. Bei Halbleiterrelais oder FETs müssten sonst vier Bauelemente eingesetzt werden.

#### 4.1.8 Widerstandsmessung

Ein weiterer Messschritt stellt die Messung des Widerstandes des digitalen Potentiometers dar. Diese erfolgt durch einen Spannungsteiler, der aus  $R_{18}$  zusammen mit dem digitalen Potentiometer auf dem Prüfling gebildet wird (vgl. Anhang F). Der Ausgang des Teilers ist an einen ADC-Eingang des Mikrocontrollers angeschlossen, welcher aus der gemessenen Spannung den Widerstandswert berechnet.

#### 4.1.9 Kühlkörperauslegung

Um die Verlustleistung der Lastwiderstände bzw. Dioden abzuführen, muss ein Kühlkörper eingesetzt werden. Ausgewählt wurde das Kühlkörperprofil Typ LA7 100 der Firma Fischer Elektronik mit zwei angesetzten Lüftern. Der thermische Widerstand berechnet sich allgemein zu

$$R_{\text{th},\text{JA}} = \frac{\Delta\vartheta}{P_v} = \frac{T_J - T_A}{P_{v,\text{ges}}} = R_{\text{th},\text{JC}} + R_{\text{th},\text{CH}} + R_{\text{th},\text{HA}} \quad (4.25)$$

Daraus folgt die Sperrsichttemperatur

$$T_J = T_A + P_{v,1} \cdot (R_{\text{th},\text{JC}} + R_{\text{th},\text{CH}}) + P_{v,\text{ges}} \cdot R_{\text{th},\text{HA}} \quad (4.26)$$

Die maximalen Werte aus den Datenblättern betragen

$$T_{J,\text{Diode,max}} = 175^\circ\text{C} \quad (4.27)$$

$$T_{J,\text{Widerstand,max}} = 155^\circ\text{C} \quad (4.28)$$

Für den gewählten Kühlkörper ergeben sich folgende Sperrsichttemperaturen:

$$T_{J,\text{Diode}} = 40^\circ\text{C} + 25 \text{ W} \cdot 0,8 \frac{\text{K}}{\text{W}} + 80 \text{ W} \cdot 0,12 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 69,6^\circ\text{C} \quad (4.29)$$

$$T_{J,\text{Widerstand}} = 40^\circ\text{C} + 15 \text{ W} \cdot 2,6 \frac{\text{K}}{\text{W}} + 80 \text{ W} \cdot 0,12 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 88,6^\circ\text{C} \quad (4.30)$$

Da diese deutlich unterhalb der Maximalwerte liegen, kann dieser Kühlkörper bedenkenlos eingesetzt werden.

#### 4.1.10 Leiterplatte

Als Leiterplatte wird ein 4-Lagen Multilayer eingesetzt. Für die elektrischen Verbindungen wären zwei Lagen ausreichend. Allerdings bietet ein vierlagiger Aufbau die Möglichkeit eine separate Masse-Lage unterzubringen. Dadurch wird eine bessere elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) erreicht. Die vierte Lage, die noch zur Verfügung steht, wird als Versorgungslage verwendet. Auf dieser werden die Signale 3,3 V, 5 V sowie 24 V geroutet. Dadurch

bietet sich die Möglichkeit, die Leiterbahnen als Fläche auszuführen, was deren Widerstand deutlich verringert.

## 4.2 Firmware

Dieser Abschnitt gibt Aufschluss über die grundlegende Funktionsweise der Software, der sog. Firmware, die auf dem Mikrocontroller der Steuerungselektronik implementiert ist.

### 4.2.1 Ablauf und Struktur

Nach der Konfiguration der Register und der Initialisierung der Variablen beginnt die Hauptschleife. In dieser werden die, über die serielle Schnittstelle eingehenden Zeichenketten mit den möglichen Befehlen verglichen, sofern das *newData*-Flag (siehe Abschnitt 4.2.2) gesetzt ist. Bei Übereinstimmung erfolgt die Ausführung eines entsprechenden Unterprogramms bzw. bei wenigen Zeilen die unmittelbare Ausführung. Das Schema dieses Vorgangs ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Die analogen Werte werden kontinuierlich mit einer Auflösung von 12-Bit erfasst und anschließend mittels implementierten Digitalfilter 2. Ordnung gefiltert. Die Berechnung der elektrischen Größen aus den Werten des Analog-Digital-Wandlers erfolgt nur in den entsprechenden Funktionen, da sonst die Abtastrate durch die Dauer der Berechnung reduziert würde. Mittels eines Timers wird der Temperaturwert des Kühlkörpers zyklisch ausgelesen und die Stellgröße des Lüfterreglers (siehe Abschnitt 4.2.6) berechnet.

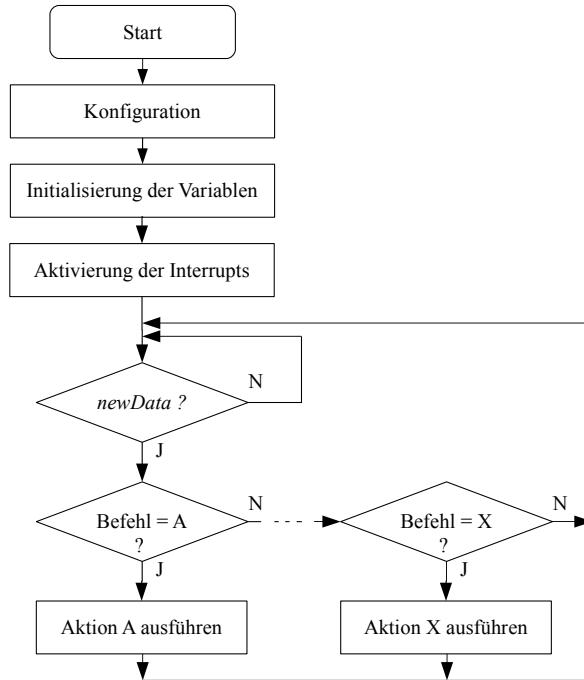


Abbildung 4.12: Hauptschleife der Firmware

### 4.2.2 Serielle Kommunikation

Für die Kommunikation mit dem PC sowie mit dem Bootloader des DUT werden zwei der integrierten seriellen Schnittstellen (UART) des Mikrocontrollers verwendet. Die Kommunikation mit dem PC läuft folgendermaßen ab: Der PC sendet einen Befehl mit einem optionalen Argument und schließt diesen mit dem Linefeed-Zeichen '\n' ab. Bei jedem eingegangenen Zeichen wird ein Interrupt ausgelöst und das aktuelle Zeichen in einem Array abgelegt. Wenn ein '\n' erkannt wurde, wird der String terminiert und das *newData*-Flag gesetzt. Bei empfangenem *enter\_program\_mode*-Befehl wird das *programMode*-Flag gesetzt und es erfolgt keine Auswertung der eingehenden Daten. In diesem Modus werden die Daten direkt und unverändert über die zweite UART-Schnittstelle des Mikrocontrollers an den Bootloader des zu programmierenden Mikrocontrollers weitergeleitet. Eine Ausnahme bildet der Befehl *end\_program\_mode*, der es ermöglicht diesen Modus wieder zu verlassen, um andere Befehle entgegenzunehmen. Anschließend sendet der Mikrocontroller die Antwort auf diesem Befehl. Das kann ein Messwert, eine Bestätigung oder eine Meldung über einen fehlerhaften Befehl sein.

### 4.2.3 Analog-Digital-Wandler

Um die vier analogen Eingangssignale zu erfassen, wird der Analog-Digital-Wandler des STM32 im *Continuous Conversion Mode* betrieben. In diesem Modus ist es möglich mehrere Kanäle, die eine Gruppe bilden, kontinuierlich nacheinander zu wandeln. Durch den eigenständigen Ablauf der Wandlungen, wird eine konstante Abtastfrequenz erreicht, was eine Voraussetzung für die digitale Signalverarbeitung (Regelung, Filterung) ist. Mittels Speicherdirektzugriff (Direct Memory Access, DMA) werden die Daten in einer Struktur abgelegt, welche die Werte der vier analogen Eingänge beinhaltet. Nach jeder Wandlung, während der Wandlung des nächsten Kanals, erfolgt die Filterung des entsprechenden Kanals mittels Digitalfilter (vgl. Abschitt 2.5.3) mit anschließender Mittelwertbildung.

Die Gesamtzeit einer Wandlung ist die Summe aus Erfassungszeit (Sample Time) und Quantisierungszeit:

$$t = t_s + t_c = \frac{N_{\text{pre}}}{f_{\text{pclk}}} (N_s + N_c) = \frac{6}{84 \text{ MHz}} (28 + 12) = 2,86 \mu\text{s} \quad (4.31)$$

Somit ergibt sich, bei einer Auflösung von 12-Bit für alle vier Kanäle eine Abtastfrequenz von  $\approx 90 \text{ kHz}$ .

Eine Besonderheit stellt die Messung der Spannung zur Bestimmung des Widerstandswertes dar (vgl. Abbildung 4.1.8). Da der zu messende Widerstand mit einem niederfrequenten PWM-Signal geschaltet wird, muss die Messung in der Zeit erfolgen, in der der Widerstand aktiv geschaltet wird (low-Phase). Dazu wird der entsprechende Eingang abgefragt und 20 Zyklen ( $224 \mu\text{s}$ ) abgewartet, um Ausgleichsvorgänge abklingen zu lassen. Weiterhin ist bei

dieser Messung die Anzahl der Mittelwerte verringert. Abbildung 4.13 zeigt den Zeitabschnitt, in der die Mittelwerte gebildet werden (rote Kurve).

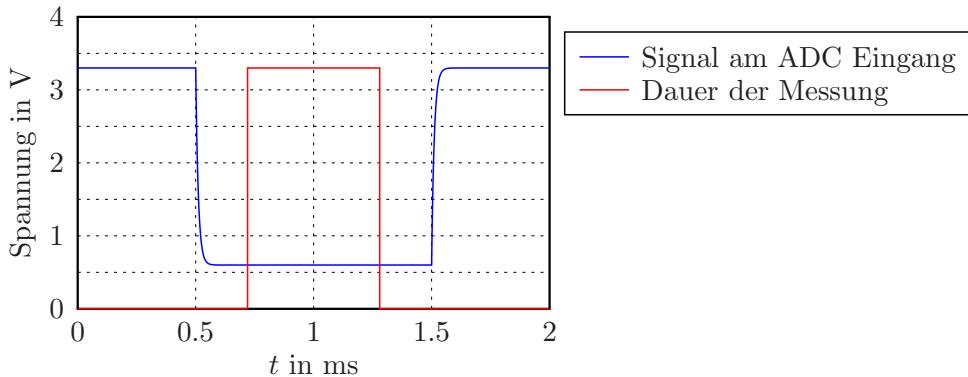


Abbildung 4.13: Darstellung des Zeitfensters zur Widerstandsmessung

#### 4.2.4 Digitale Filterung

Wie in Abschnitt 3.1 erwähnt wurde, werden alle vier analogen Eingangssignale nochmals digital gefiltert. Dieses Filter basiert auf dem analogen Entwurf eines Butterworth-Tiefpassfilters aus Abschnitt 2.3.2.1 mit einer Grenzfrequenz von 1 kHz. Die Filterkoeffizienten werden mittels Bilineartransformation (vgl. Abschnitt 2.5.3) bestimmt und als Konstanten im Programmcode vorgegeben. Dafür wurde die Abtastzeit von  $11,2 \mu\text{s}$  eingesetzt.

Die Gleichungen zur Berechnung des Filterausgangs werden aus der kanonischen Direktform II (vgl. Abbildung 2.17) abgeleitet und folgendermaßen im Programmcode umgesetzt:

```

1 w[2] = w[1];
2 w[1] = w[0];
3 w[0] = in - A1*w[1] - A2*w[2];
4 out = B0*w[0] + B1*w[1] + B2*w[2];

```

Die Berechnung des Filters erfolgt dabei unmittelbar nach jeder Wandlung (vgl. Abschnitt 4.2.3). Anschließend werden die gefilterten Werte in einem Array abgelegt, woraus der Mittelwert bei entsprechender Anfrage berechnet werden kann.

Abbildung 4.14 zeigt den simulierten Frequenzgang des eingesetzten Filters im Vergleich mit dem des korrespondierenden analogen Filters. Der Vergleich zeigt, dass das verwendete digitale Filter nur bis etwa  $0,1 f_A$  dem Verhalten des analogen Filters entspricht. Allerdings ist dieses Filter nach der Simulation theoretisch bis zu einer Frequenz von etwa 90 kHz einsetzbar.

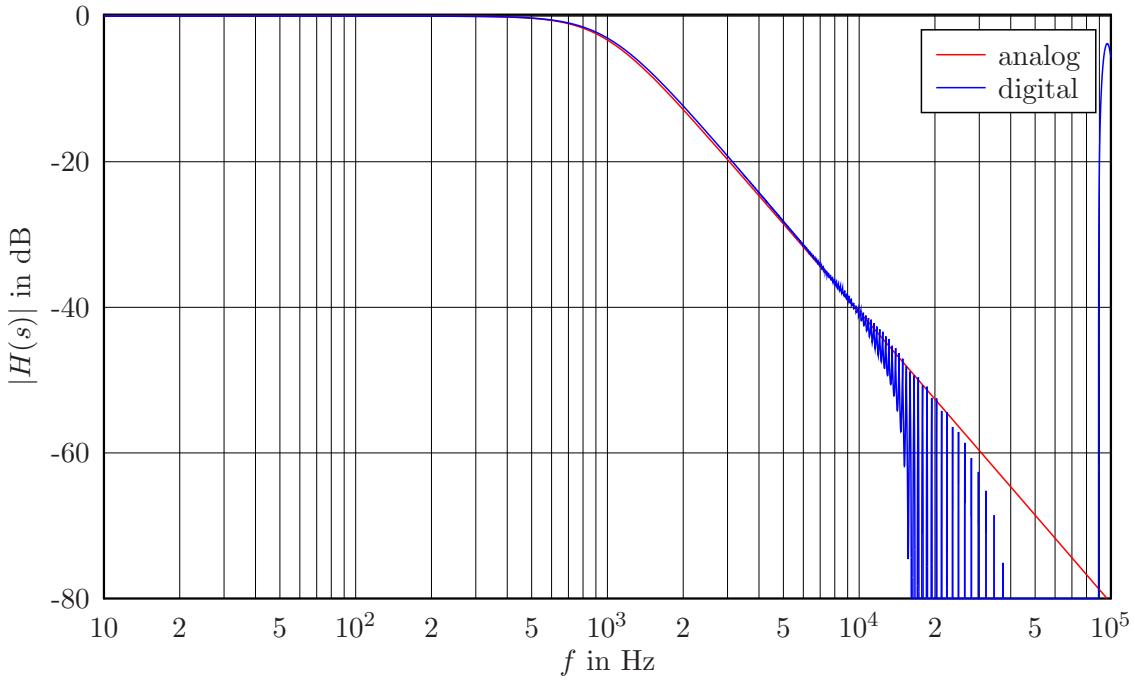


Abbildung 4.14: Vergleich des Frequenzganges von Digital- und Analogfilter (Abtastfrequenz 90 kHz)

#### 4.2.5 Watchdog-Timer

Um die Ausfallsicherheit des Systems zu erhöhen, wurde ein Watchdog-Timer eingesetzt. Der Watchdog-Timer stellt einen Mechanismus dar, der im Falle eines Programmierfehlers oder bei Ausfall einer Komponente verhindert, dass das Programm in einer Endlosschleife verweilt. Dazu muss ein Zähler (Timer) vom Programmcode in regelmäßigen Abständen zurückgesetzt werden. Wird die Position im Programmcode, an der der Watchdog-Timer zurückgesetzt wird, aufgrund eines Fehlers nicht erreicht, hätte dies einen Neustart des Prozessors zur Folge.

#### 4.2.6 Lüfterregelung

Um die Geräuschentwicklung der Lüfter zu reduzieren und somit ein angenehmes Arbeiten am Gerät zu ermöglichen, wird die Kühlkörpertemperatur mithilfe der beiden Lüfter geregelt. Die Soll-Temperatur wird aus Sicherheitsgründen auf 40 °C festgelegt, da der Kühlkörper keinen Berührungsschutz bietet. Die Leistung der Lüfter wird dabei mittels Pulsbreitenmodulation (PWM) gesteuert. Weil die Lüfter erst ab einem Tastverhältnis von etwa 10 % sicher anlaufen, wird das PWM-Signal erst auf den Lüfter geschaltet, wenn dieser Wert erreicht ist. Damit der Lüfter bei Schwankungen um diesen Wert nicht ständig ein- und ausgeschaltet wird, ist eine Hysterese von 2 % implementiert. Die Regelstrecke mit dem Kühlkörper als einzigen Energiespeicher stellt eine PT1-Strecke dar. Das wurde durch den Verlauf der Sprungantwort bestätigt. Um diese Strecke zu regeln, ist ein PI-Regler gut geeignet. [13]

Für diesen können die Entwurfsmethoden für kontinuierliche Regler angewandt werden, da die erreichte Abtastzeit von 240 ms wesentlich kleiner als die Zeitkonstante des Regelkreises ist. [26]

Ausgehend von dem Zeitverhalten des PI-Reglers

$$u(t) = K_R \left( e(t) + \frac{1}{T_N} \int e(t) dt \right) \quad (4.32)$$

mit

- $e(t)$  als Regeldifferenz
- $u(t)$  als Reglerausgang
- $T_N$  als Nachstellzeit
- $K_R$  als Proportionalverstärkung des Reglers

ergibt sich durch numerische Integration nach der Trapezregel und anschließender  $z$ -Transformation folgende Übertragungsfunktion:

$$H(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = K_R \left( 1 + \frac{T}{2T_N} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right), \quad (4.33)$$

wobei  $T$  die Abtastzeit darstellt.

Für die Berechnung des Reglers durch den Mikrocontroller kommt hier, wie beim Digitalfilter, die kanonische Direktform II zum Einsatz (vgl. Abbildung 2.17). Dafür wird Gl. 4.33 in die allgemeine Form (Gl. 2.30) gebracht:

$$H(z) = K_R \left( \frac{T + 2T_N + (T - 2T_N)z^{-1}}{2T_N - 2T_N z^{-1}} \right) \quad (4.34)$$

Koeffizientenvergleich und Normierung auf  $a_0$  ergibt folgende Reglerkoeffizienten:

$$\begin{aligned} A_0 &= 1; & A_1 &= -1 \\ B_0 &= \frac{T + 2T_N}{2T_N}; & B_1 &= \frac{T - 2T_N}{2T_N} \end{aligned} \quad (4.35)$$

Die Einstellwerte für den PI-Regler wurden experimentell aus der Sprungantwort bestimmt. Für  $K_R = 20$  und  $T_N = 30s$  folgt

$$B_0 = 20,1 \text{ und } B_1 = -19,9 \quad (4.36)$$

Abbildung 4.15 zeigt das Störverhalten des Reglers bei einer sprunghaften Leistungszunahme um 60 W.

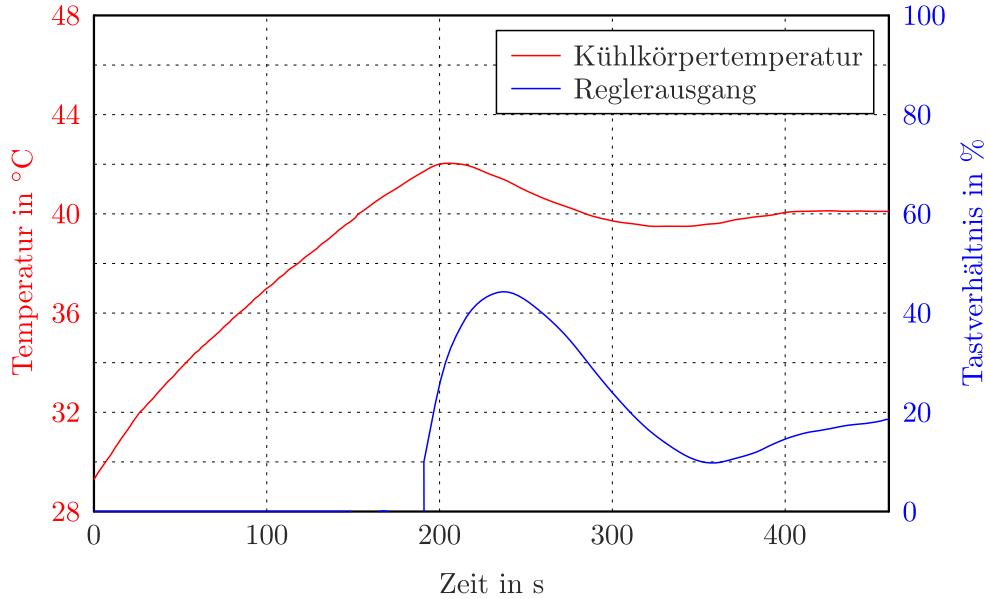


Abbildung 4.15: Sprungantwort der Lüfterregelung bei Änderung der Störgröße

## 4.3 PC-Software

In diesem Abschnitt wird die Struktur und Funktionsweise der PC-seitigen Software näher erläutert. Diese umfasst den Server sowie die grafische Benutzerschnittstelle (GUI). Die Aufgabe der Software ist die nutzerseitige Steuerung und Überwachung des Testvorganges.

### 4.3.1 Server

Dieses Programm basiert auf einer Anwendung von Tammo Winkler (Scansonic), welches einen TCP/IP-Socket als Server bereitstellt. Es stellt im Wesentlichen eine Callback-Funktion zur Verfügung, die nach dem Empfang von Daten aufgerufen wird.

Unmittelbar nach Programmstart sendet der Server an alle verfügbaren COM-Ports eine Nachricht, um herauszufinden an welchem Port der Tester angeschlossen ist. Sobald der Tester daraufhin mit seinem Namen und seiner Versionsnummer antwortet, wird dieser COM-Port als Kommunikationsport festgelegt. Anschließend wartet das Programm auf eingehende Daten. Bei eintreffenden Daten sendet die dadurch aufgerufene Callback-Funktion nach Auswertung dieser Daten eine Antwort zurück und beendet die Socket-Verbindung.

### Kommunikation

In der Callback-Funktion wird bei empfangenem *status*-Befehl der aktuelle Status zurückgegeben. Für alle anderen Befehle wird ein Thread gestartet, sofern dieser nicht noch aktiv ist, und der Status unmittelbar auf 'busy' gesetzt (Abbildung 4.16 (a)).

Im Thread wird zunächst überprüft, ob der Befehl den Präfix 'sendcom' enthält. In diesem Falle wird der Teilstring, der sich dem Präfix anschließt, an den Tester über die serielle Schnittstelle gesendet. Wenn eine Antwort empfangen wurde oder das Timeout von 10 ms pro Zeichen überschritten wurde, wird der Thread beendet. Der empfangene String wird mit dem Präfix 'COM: Received:' versehen und in den Status-String geschrieben, um bei der nächsten Statusabfrage über TCP/IP übertragen zu werden (Abbildung 4.16 (b)).

Wenn dieser Präfix nicht vorhanden ist, wird der eingegangene String auf die verbleibenden Befehle, 'program' und 'close\_server', überprüft (vgl. Tabelle 4.3).

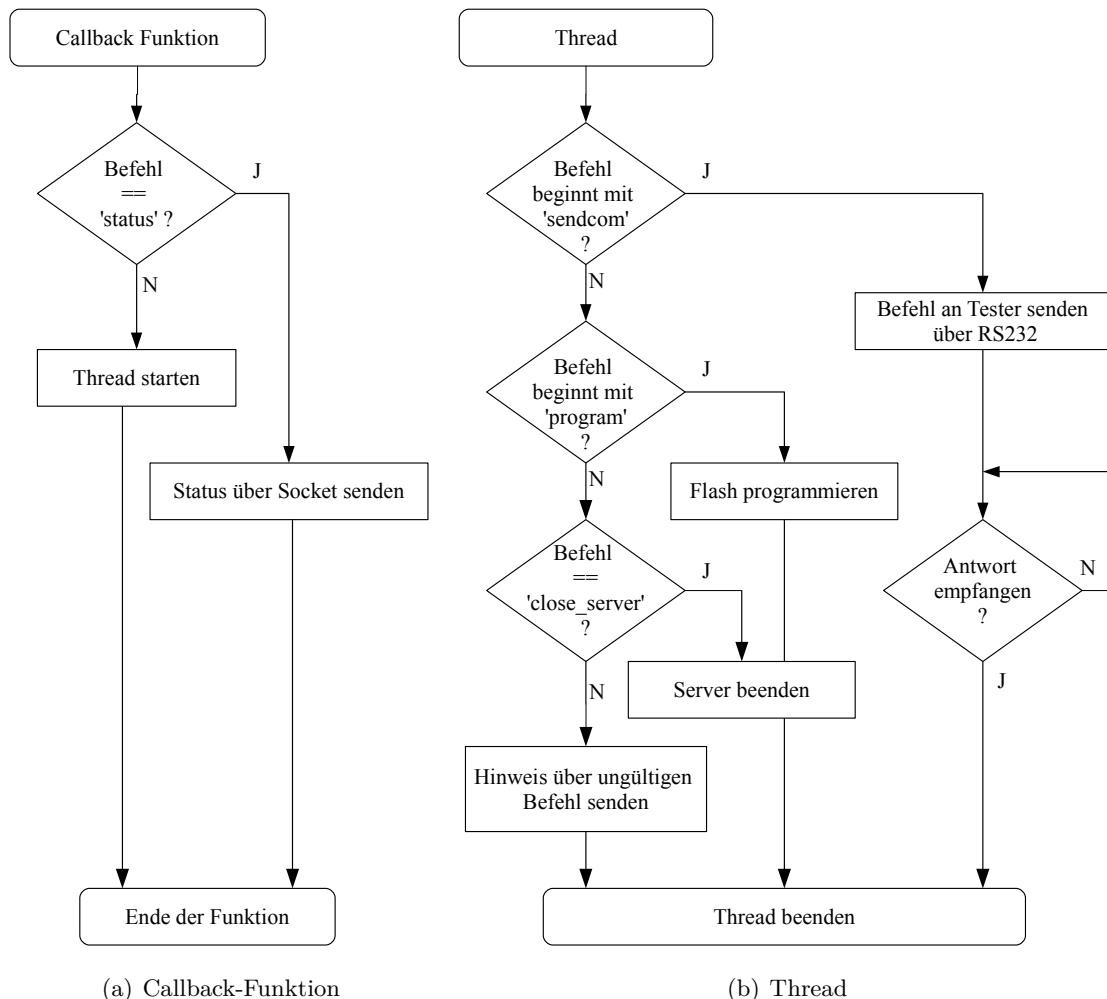


Abbildung 4.16: Prinzip der Befehlsabarbeitung der Serverkomponente

### Programmierung des Flashs

Wie in Abschnitt 3.2 dargelegt, wird der serielle Bootloader verwendet, um den Programm speicher des Mikrocontrollers zu programmieren. Dazu wird das open-source Programm

Tabelle 4.3: Übersicht der Befehle, die an den Server über TCP/IP gesendet werden können

Befehl	Argument	Beschreibung
status	-	Gibt den aktuellen Status zurück
sendcom	<Befehl für Tester>	Sendet den Befehl über RS232, der an 'sendcom' anschließt
program	<Flash-Datei>	Programmiert den Programmspeicher (Flash) des Mikrocontrollers vom DUT
close_server	-	Beendet das Programm

*sloadhost*<sup>6</sup> verwendet. Abbildung 4.17 gibt einen Überblick über den Ablauf des Programmierungsvorganges.

Die Verbindung zur COM-Schnittstelle bleibt nach der Erkennung des Testers dauerhaft bestehen, um eine Blockierung während des Programmierungsvorganges durch andere Anwendungen zu verhindern. Dies macht die vollständige Integration des *sloadhost*-Programmes in die Serverkomponente nötig. Dazu werden alle Routinen für die serielle Kommunikation angepasst, damit die Kommunikation über die bestehende Verbindung erfolgen kann. Ferner bietet das den Vorteil, dass Fehler gezielter behandelt werden können.

Da *sloadhost* nur Prozessoren bis zum Cortex M3 Kern unterstützt, im DUT hingegen ein Cortex M4 eingesetzt ist, muss das Programm entsprechend erweitert werden. Insbesondere müssen dazu die Funktionen `get_id()`, `erase_flash()` und `globalerase_flash()` angepasst werden.

Nach Eingang des *program*-Befehls über den Socket, wird der Befehl '*enter\_program\_mode*' über die serielle Schnittstelle an den Tester gesendet.

Dies initiiert folgende Sequenz im Tester:

- Der *BOOT0*-Pin wird auf high gesetzt um den Bootloader zu aktivieren (der *BOOT1*-Pin liegt hardwareseitig auf Masse).
- Der *Reset*-Pin wird für 10 ms auf Masse gezogen, um ein Reset des Mikrocontrollers zu erwirken.
- Weiterhin werden ab jetzt alle Daten direkt an den zu programmierenden Mikrocontroller weitergeleitet, bis der Befehl '*end\_program\_mode*' empfangen wurde.

Nachdem der Mikrocontroller im Bootloader-Modus gestartet wurde, muss zunächst das Byte 0x7F gesendet werden, damit er die Baudrate erkennen kann. Wenn diese erkannt wurde, sendet der Mikrocontroller eine Bestätigung, das Acknowledge (ACK).

Anschließend, nachdem die Datei geöffnet wurde, wird die Anzahl der zu löschen Seiten (engl. pages, Speichereinheiten) berechnet:

```
1 erasepagecount = filelength(hostresources.inputfile_fd)/bytesperFLASHpage; //pagesize=1kByte
```

<sup>6</sup> <http://sourceforge.net/projects/sloadhost/> (abgerufen am 09.06.2014)

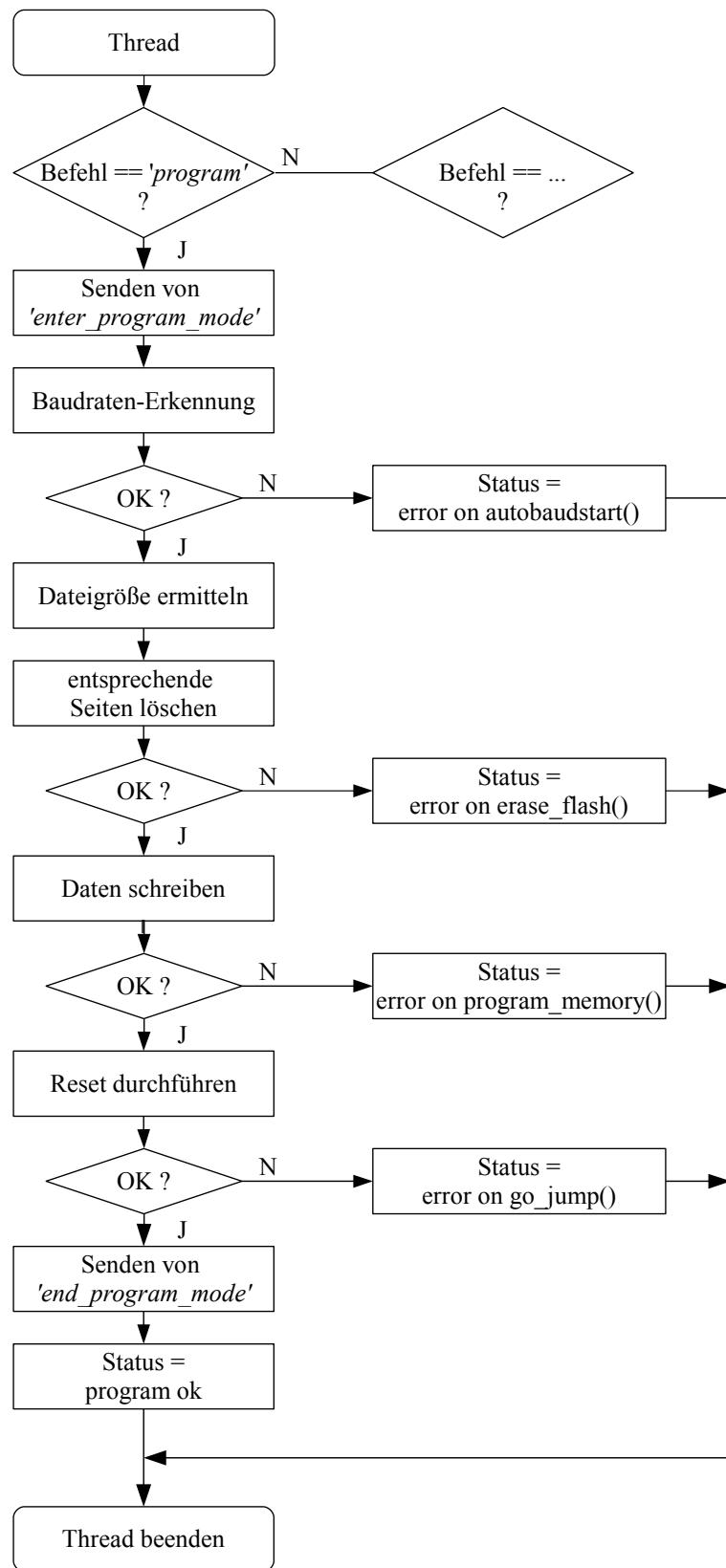


Abbildung 4.17: Ablauf der Programmierung mittels Bootloader

Nun werden die notwendigen Seiten gelöscht. Eine einfachere Vorgehensweise, die zwar implementiert ist, aber nicht genutzt wird, besteht darin, den kompletten Flash-Speicher zu löschen. Allerdings dauert dies wesentlich länger und ist in der Regel nicht nötig, da selten der volle Programmspeicher ausgenutzt wird. Nach Senden des *Write-Memory*-Befehls können die Daten nun in Blöcken zu je 256 Byte übertragen werden. Nach erfolgreicher Programmierung wird der Befehl *'end\_program\_mode'* an den Tester gesendet. Das bewirkt das Zurücksetzen des *BOOT0*-Pins und einen anschließenden Reset, wodurch der Mikrocontroller im 'normalen' Modus von seinem Programmspeicher bootet.

#### 4.3.2 Grafische Benutzerschnittstelle (GUI)

Diese Komponente stellt die Schnittstelle zwischen Server und Benutzer dar. Mithilfe der grafischen Oberfläche, die Abbildung 4.18 zeigt, kann der Anwender den Testvorgang steuern und überwachen. Die Oberfläche basiert auf der plattformunabhängigen Klassenbibliothek *wxWidgets*<sup>7</sup>. Diese bietet umfangreiche Funktionen in der Programmiersprache C++.

Zu Beginn des Programms wird das Server-Modul durch die GUI gestartet. Anschließend wird gewartet, bis das Testgerät vom Server erkannt wurde. Sollte dies nicht der Fall sein, wird das Programm beendet.

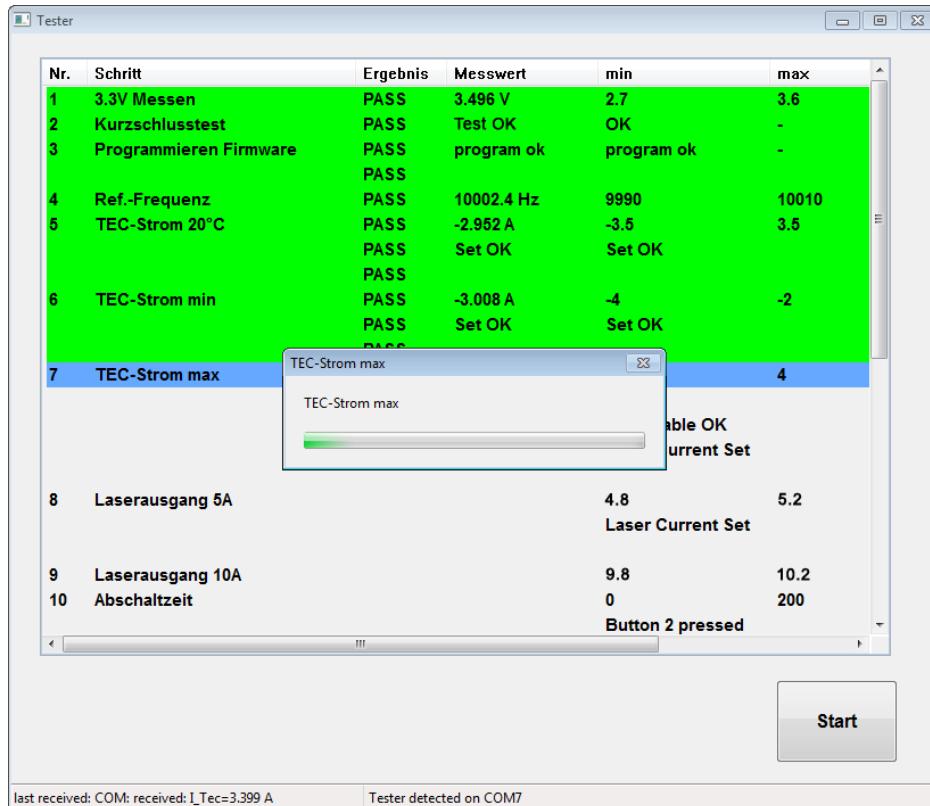


Abbildung 4.18: Die grafische Bedienoberfläche

<sup>7</sup><http://www.wxwidgets.org/> (abgerufen am 28.05.2014)

## Konfiguration der Prüfschritte

Die Konfiguration der Prüfschritte erfolgt durch eine textbasierte Initialisierungsdatei.

Die ersten beiden Zeilen beinhalten folgende Einstellungen:

1. Zeile: Pfad zum Server-Programm, relativ zum Verzeichnis der GUI
2. Zeile: Aktivierung des Debug Modus

In den nachfolgenden Zeilen folgen die Prüfschritte in der Struktur:

<Schritt-Nr.>;<Name des Schritts>;<Befehl>;<Minmalwert>;<Maximalwert>

Wobei der <Minimalwert> auch eine Zeichenkette sein darf oder weggelassen werden kann, wenn es keine untere Grenze gibt. Anhang D zeigt eine Möglichkeit der Konfigurationsdatei. Die möglichen Einträge setzen sich aus den Befehlen der Tabelle 4.4 sowie den Befehlen des Testgerätes (vgl. Tabelle im Anhang C) zusammen: Beim Start der GUI wird diese

Tabelle 4.4: Befehle, die in der Konfigurationsdatei verwendet werden können

Befehl	Argument	Beschreibung
sendcom	<Tester-Befehl>	Befehle für den Tester (über die serielle Schnittstelle)
program	<Flash-Datei.bin>	Programmierung des Mikrocontrollers vom DUT
wait	$t \cdot 0,1\text{ s}$	Wartezeit 0,1 s-Schritten

Konfigurationsdatei eingelesen. Die eingelesenen Werte werden in einem *wxListCtrl*-Element abgelegt, welches diese auch grafisch in Tabellenform darstellt. Ausgehend von dem angegebenen Pfad wird der Server in einem neuen Prozess gestartet. Die Debug-Option sorgt dabei für die Sichtbarkeit des gestarteten Server-Programms und der Schaltflächen für den Einzelschritt-Modus.

## Prüfprotokoll

Zur Fehleranalyse und Archivierung werden alle geprüften Werte in einer HTML-Datei abgespeichert. Um eine übersichtliche Archivierung zu gewährleisten, wird für jeden Tag an dem ein Prüfvorgang stattfindet eine neue Datei angelegt.

Das Einfügen der Prüfergebnisse in die HTML-Tabelle geschieht nach folgendem Prinzip: Zuerst wird überprüft, ob schon eine Datei für den aktuellen Tag vorliegt. Falls dies der Fall ist, wird diese unmittelbar in den Vektor<sup>8</sup> *logFileData* eingelesen. Beim Einlesen wird die Einfügeposition für die Messwertdaten ermittelt und dem Iterator *dataLine* zugewiesen. Sofern noch keine Datei vorhanden ist, muss vor dem Einlesen in den Vektor die Template-Datei kopiert werden, in der die Struktur und Formatierung festgelegt ist. Beim Einlesen wird zusätzlich nach dem String "dd.mm.yyyy" gesucht, der als Platzhalter dient und durch das aktuelle Datum ersetzt wird. In den Tabellenkopf werden alle Bezeichnungen der ersten Spalte der Konfigurationsdatei geschrieben, die einen Eintrag aufweisen. Nach jeder Messung

<sup>8</sup>Ein Vektor ist ein sequenzieller Container, bei dem im Gegensatz zu Arrays die Größe dynamisch verändert werden kann.

werden die Messdaten in den Vektor eingefügt und die Datei wird geschrieben, unabhängig vom Resultat der Messung. Messwerte außerhalb des zulässigen Bereichs werden rot markiert. Abbildung 4.19 zeigt ein Beispiel der Darstellung dieser Protokolldatei.

Prüfprotokoll																			<b>scansonic</b>		
Produkt:	LIPRO Elektronik																				
Datum:	15.07.2014																				
3.3V Messen	Kurzschlussfest	Programmieren Firmware Grün	Programmieren Firmware Rot	Ref.-Frequenz 20°C	TEC-Strom min	TEC-Strom max	5A	Laserausgang 10A	Abschaltzeit	Pointer Frequenz	Pointer Tastverhältnis	Pointer PTR_3	Pointer PTR_4	Pointer PTR_5	Pointer PTR_6	Pointer PTR_7	Pointer PTR_0	Pointer PTR_1	Pointer PTR_2	Pointer PTR_3	
3.384 V	Test OK	program ok	program ok	10001.2 Hz	-0.820 A	-2.753 A	3.684 A	5.054 A	10.019 A	10 ms	83.0 Hz	8.4 %	5368.0	6084.1	5376.7	4549.2	3604.9	2514.9	3615.4	4567.1	5396.9
3.423 V	Test OK	program ok	program ok	10002.4 Hz	-1.599 A	-2.944 A	3.618 A	5.029 A	9.983 A	11 ms	83.0 Hz	8.4 %	5607.5	6340.6	5630.3	4791.6	3834.3	2727.8	3857.9	4832.3	5689.1
3.467 V	Test OK	program ok	program ok	10002.4 Hz	-2.235 A	-2.983 A	3.597 A	5.003 A	9.989 A	10 ms	83.0 Hz	8.4 %	5848.2	6593.1	5875.0	5038.8	4079.9	2957.6	4119.2		
3.391 V	Test OK	program ok	program ok	10002.4 Hz	-1.241 A	-2.903 A	3.624 A	5.042 A	10.028 A	10 ms	83.0 Hz	8.4 %	5482.2	6212.1	5499.3	4671.9	3722.8	2624.2	3745.2	4709.8	5563.9
3.439 V	Test OK	program ok	program ok	10002.4 Hz	-2.173 A	-2.971 A	3.572 A	5.023 A	9.987 A	10 ms	83.0 Hz	8.4 %	5867.8	6627.7							

Abbildung 4.19: Ansicht des Prüfprotokolls im Browser

### Testablauf

Die Socketverbindung zum Austausch der Daten zwischen Server und GUI wird mithilfe von Winsock (Windows Sockets) hergestellt. Damit die Oberfläche nicht durch zeitintensive Befehle blockiert wird, wird ein Timer für den Testablauf eingesetzt. Dieser wird nach Betätigen der Start-Schaltfläche und Senden des ersten Befehls im kontinuierlichen Modus gestartet (Abbildung 4.20 (a)). Alle 100 ms wird die Timerfunktion *OnTimer()* aufgerufen, die wiederum die Funktion *RunTestStep()* aufruft (Abbildung 4.20 (b)). Diese sendet eine

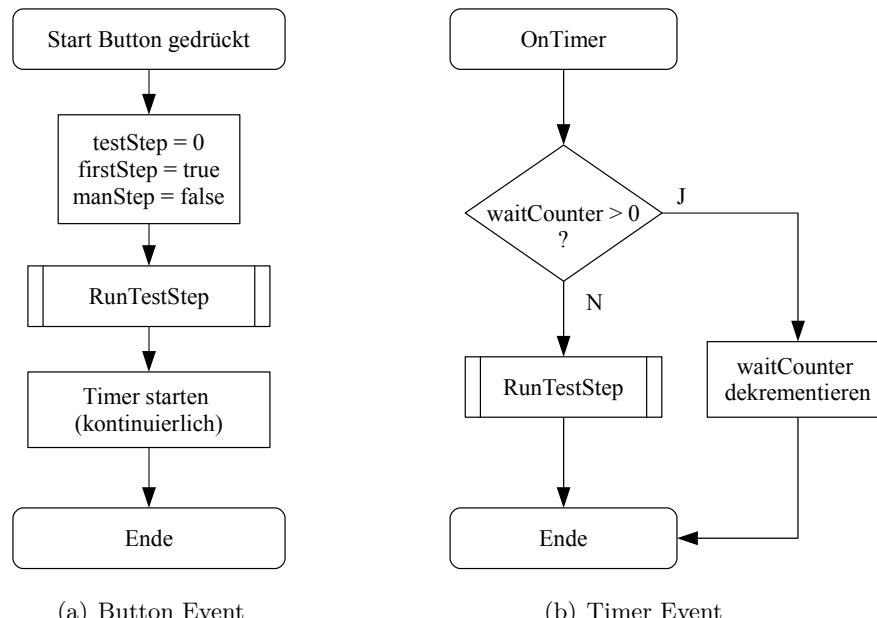


Abbildung 4.20: Start des Prüfvorgangs

Statusabfrage an den Server. Sofern der Status nicht '*'busy'*' ist, wird die Antwort vom Server auf den letzten Befehl ausgewertet. Dieser Ablauf ist in Abbildung 4.22 dargestellt.

Nach Aktivierung der Debug-Option durch die Konfigurationsdatei ist der Einzelschrittbetrieb möglich, welcher zusätzliche Schaltflächen mitbringt. Dazu wird der entsprechende Schritt per Mausklick markiert und mit der Schaltfläche '*'Step'*' ausgeführt. Bei wiederholter Betätigung der Step-Schaltfläche, ohne erneute Auswahl, wird der darauffolgende Schritt ausgeführt.

### Auswertung der Messwerte

Wie im Abschnitt 1.2 beschrieben, ist es notwendig, verschiedene Aktionen zu überprüfen. Daher muss bei der Auswertung der Messwerte zwischen drei Fällen unterschieden werden:

1. Es wird nur der obere Grenzwert überprüft, eine Untergrenze ist nicht erforderlich.
2. Es wird nur eine boolesche Abfrage durchgeführt (OK/ Nicht OK). Dazu wird die Antwort mit dem Wert aus der Spalte der Untergrenze verglichen.
3. Es werden sowohl die Ober- als auch die Untergrenze überprüft.

Die Auswertelogik entsprechend der drei genannten Fälle ist in Abbildung 4.21 dargestellt.

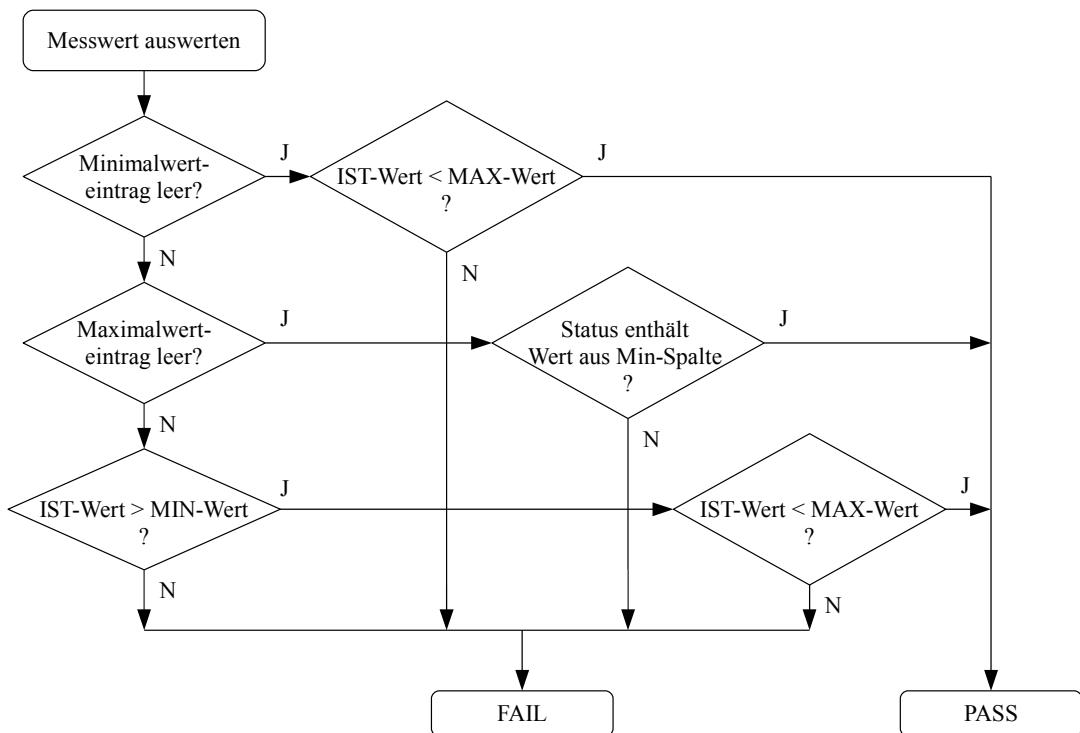


Abbildung 4.21: Auswerteprinzip der Messwerte

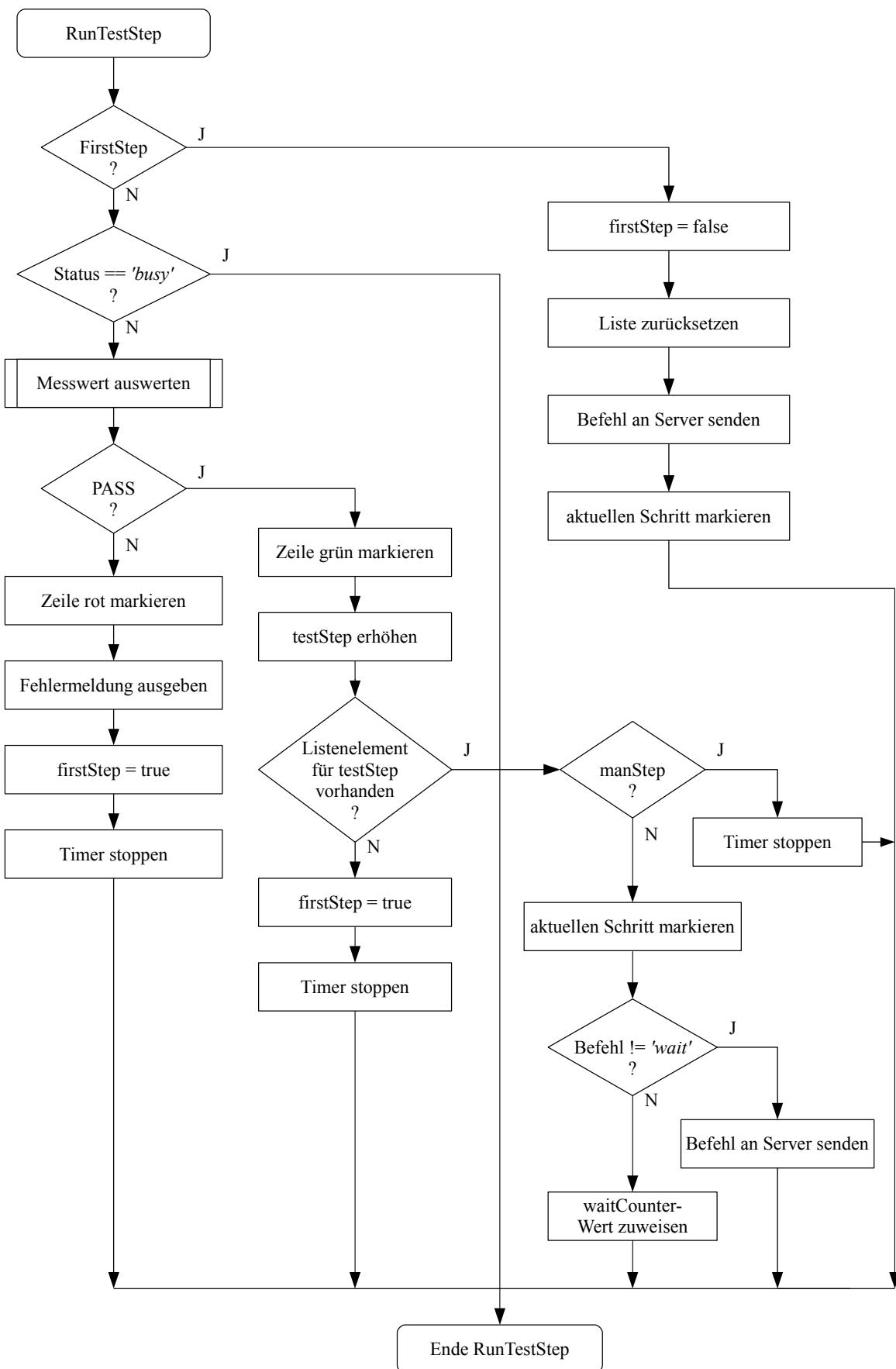


Abbildung 4.22: Ablauf eines Prüfschritts

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war die Erstellung eines Konzepts für ein Prüfsystem mit dem die elektronischen Baugruppen der Firma Scansonic MI im Wareneingang einfach und automatisiert geprüft werden können. Nach diesem Konzept sollte ein Testgerät für eine spezielle Baugruppe entwickelt und gefertigt werden.

Nachdem die Möglichkeiten der automatisierten Testverfahren gegenübergestellt wurden, konnte unter Verwendung einer Kombination aus In-Circuit-Test und Funktionstest ein Prüfsystem entwickelt werden, welches die Anforderungen erfüllt. Da die Entwicklung der neuen Version der zu testenden Baugruppe noch nicht abgeschlossen war, ergab sich die Möglichkeit die Baugruppe mit Testpunkten für den In-Circuit-Test zu versehen. Diese Testpunkte werden mit Federkontakteinstiften kontaktiert, welche das Prüfgerät bereitstellt. Dazu wurde eine Fassung entworfen, die den Prüfling über vier Zentrierstifte aufnimmt und mit einer Klappe andrückt. Zusammen mit der Steuerplatine wurde alles auf einem Kühlkörper montiert, der die Verlustleistung in Form von Wärme der Lastwiderstände und -dioden abführt. Die Steuerungsaufgaben auf der Tester-Platine werden von einem Mikrocontroller übernommen, welcher über eine serielle Schnittstelle mit einem PC verbunden ist.

Die in C++ geschriebene Software für den PC verfügt über eine graphische Benutzeroberfläche, mit welcher der Testvorgang überwacht und gesteuert werden kann. Über eine Konfigurationsdatei können die Prüfschritte einfach zusammengestellt und verändert werden. Weiterhin übernimmt die Software die Programmierung des Mikrocontrollers auf der zu prüfenden Baugruppe. Am Ende wird ein Prüfprotokoll angelegt, welches alle Messdaten der geprüften Baugruppen beinhaltet.

### 5.1 Fazit

Durch die kompakte Bauweise ist es gelungen, ein einfach handzuhabendes Testgerät herzustellen. Eine selbsterklärende Oberfläche sowie die unkomplizierte mechanische Aufnahme der Baugruppe ermöglicht jedem Mitarbeiter nach einer kurzen Unterweisung halbautomatisierte Tests durchzuführen.

Für den bisherigen Test war zum Programmieren des Mikrocontrollers ein separates Programmiergerät erforderlich, welches manuell angeschlossen werden musste. Vor allem bedingt durch das mehrfache Anschließen an die verschiedenen Geräte, dauerte der Prüfvorgang für eine Baugruppe bisher insgesamt etwa 2-3 Minuten. Durch die Integration der Programmiermöglichkeit und die automatische Abarbeitung der Messschritte konnte der gesamte Testvorgang inklusive Programmieren auf 11 Sekunden reduziert werden. Das reduziert die

Testdauer auf etwa 7 % der bisherigen Zeit. Die Dauer des Programmievorgangs von 2 Sekunden fällt dabei kaum ins Gewicht. Da die Übertragung der Mess- und Programmierdaten gemeinsam über ein USB-Kabel erfolgt und das Anwendungsprogramm den Anschluss automatisch erkennt, gestaltet sich das Anschließen an den PC ebenfalls unproblematisch.

Allerdings besteht derzeit noch der Nachteil, dass es möglich ist, den Prüfling um 180 Grad verdreht einzulegen, was unter Umständen zu Schäden führen kann.

## 5.2 Ausblick

Aufgrund der Komplexität eines solchen Systems ist nach der ersten Entwicklungsstufe immer noch Raum für Verbesserungen vorhanden.

Die im Fazit angesprochene Möglichkeit, die Baugruppe verkehrt herum einzulegen, könnte durch die folgende Maßnahme verhindert werden: Die Aufnahmeverrichtung wird durch einen Kodierstift erweitert, der in eine zusätzlich einzubringende Bohrung des Prüflings trifft, was ein verdrehtes einlegen mechanisch unmöglich macht.

Damit beim Einlegen einer neuen Baugruppe keine ungewollten Potentialunterschiede entstehen können, wenn noch nicht alle Kontakte zu den Testpunkten hergestellt sind, müssen diese getrennt oder spannungsfrei sein. Dies wird bei diesem Entwurf durch das Ausschalten des Testgerätes sichergestellt. Allerdings besteht die Möglichkeit das Ausschalten zu vergessen, was zu Beschädigungen von Tester und Prüfling führen kann. Deshalb wäre es besser, wenn alle Testverbindungen im Grundzustand mit einem Relais getrennt sind und nur bei Bedarf zugeschaltet werden. Da bei dieser Variante der Tester eingeschaltet bleiben kann, könnte durch zyklische Messungen eine neu eingelegte Baugruppe erkannt und der Testvorgang gestartet werden. Weiterhin würde dies eine elektromagnetische Verriegelung ermöglichen, die nach dem Testvorgang automatisch gelöst werden könnte.

Für die Lüfterregelung könnten beide Lüfter separat angesteuert werden, damit bei geringer Kühlleistung ein einzelner Lüfter eingeschaltet werden kann.

Aufgrund der begrenzten Zeit war es nicht möglich, ein Gehäuse für den Tester zu entwerfen. Für den praktischen Einsatz ist es jedoch wichtig, den Tester in einem Gehäuse unterzubringen, um diesen vor dem Eindringen von Fremdkörpern zu schützen.

# Literaturverzeichnis

- [1] ASHFIELD, Eddie ; FIELD, Ian ; HARROD, Peter ; HOULIHANE, Sean ; ORME, William ; WOODHOUSE, Sheldon: *Serial Wire Debug and the CoreSight Debug and Trace Architecture*. ARM Ltd., Cambridge. [http://www.arm.com/files/pdf/Serial\\_Wire\\_Debug.pdf](http://www.arm.com/files/pdf/Serial_Wire_Debug.pdf) (abgerufen am 16.07.2014)
- [2] BENNETTS, R. G. B.: *IEEE 1149.1 JTAG and Boundary Scan Tutorial*. ASSET InterTech, Inc, 2012. [http://fiona.dmcsl.pl/~rkielbik/nid/IEEE\\_1149\\_JTAG\\_and\\_Boundary\\_Scan\\_Tutorial.pdf](http://fiona.dmcsl.pl/~rkielbik/nid/IEEE_1149_JTAG_and_Boundary_Scan_Tutorial.pdf) (abgerufen am 14.07.2014)
- [3] BÖHMER, Erwin ; EHRHARDT, Dietmar ; OBERSCHELP, Wolfgang: *Elemente der angewandten Elektronik*. 15. Auflage. Vieweg Verlag, 2007
- [4] BONFIG, Karl W.: *Sensoren und Sensorsignalverarbeitung*. expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1997
- [5] BRAUN, Anton: *Digitale Regelungstechnik*. Oldenbourg Verlag, München, Wien, 1997
- [6] CORT, Adam: Functional Testing of PCBs. In: *ASSEMBLY* (2002), July. <http://www.assemblymag.com/articles/83988-functional-testing-of-pcb> (abgerufen am: 15.07.2014)
- [7] DRAFTS, Bill: *Methods of Current Measurement*. Pacific Scientific-OECO, Milwaukee. [http://fwbell.com/downloads/files/Methods\\_Current\\_Measurement.pdf](http://fwbell.com/downloads/files/Methods_Current_Measurement.pdf). Version: 2004 (abgerufen am 22.07.2014)
- [8] GRASER, Franz: Keine Konkurrenz zwischen Nadelbett- und Flying-Probe-Testern. In: *Elektronik Praxis* (2013), Juni. <http://www.elektronikpraxis.vogel.de/messen-und-testen/articles/409082/> (abgerufen am 15.07.2014)
- [9] IEEE COMPUTER SOCIETY: *IEEE Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture*. [http://fiona.dmcsl.pl/~cmaj/JTAG/JTAG\\_IEEE-Std-1149.1-2001.pdf](http://fiona.dmcsl.pl/~cmaj/JTAG/JTAG_IEEE-Std-1149.1-2001.pdf). Version: 2001 (abgerufen am 16.07.2014)
- [10] KRAFT, Marlin: Measurement Techniques of Low-Value High-Current Single-Range Current Shunts from 15 Amps to 3000 Amps. In: *MEASURE* (2007). <http://www.nist.gov/calibrations/upload/single-range-current-shunt.pdf> (abgerufen am 22.07.2014)
- [11] LERCH, Reinhard: *Elektrische Messtechnik*. 4. Auflage. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2007
- [12] LINEAR TECHNOLOGY: *Datenblatt LT1776*. <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1776fs.pdf> (abgerufen am: 11.07.2014)

- [13] LUNZE, Jan: *Regelungstechnik 1.* 6. Auflage. Springer Vieweg Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2007
- [14] MAIR ELEKTRONIK GMBH: *AOI - Automatische optische Inspektion.* <http://www.mair-elektronik.de/pdf/AOI-Automatsche%20optische%20Inspektion.pdf> (abgerufen am 16.07.2014)
- [15] MANCINI, Ron: *Op Amps for Everyone.* Third Edition. Elsevier, Burlington Oxford, 2009
- [16] MEYER, Martin: *Signalverarbeitung.* 7. Auflage. Springer Vieweg Verlag, Wiesbaden, 2014
- [17] MICROCONTACT AG: *Fine-Pitch Adapter.* <http://www.microcontact.ch/index.php/de/downloads?download=6:fine-pitch-de> (abgerufen am 15.07.2014)
- [18] ORGLMEISTER, Prof. Dr.-Ing. R.: *Skript Analog- und Digitalelektronik.* TU Berlin, 2012
- [19] PATEL, Ashaben M.: *Current Measurement in Power Electronic and Motor Drive Applications - A Comprehensive Study.* Masterarbeit. University of Missouri-Rolla, 2007. [http://power.mst.edu/media/academic/power/documents/theses/Thesis\\_Asha\\_Patel.pdf](http://power.mst.edu/media/academic/power/documents/theses/Thesis_Asha_Patel.pdf) (abgerufen am 22.07.2014)
- [20] SCANSONIC GMBH: *Firmenwebseite.* <http://www.scansonic.de/de/unternehmen> (abgerufen am: 29.04.2014)
- [21] SCANSONIC GMBH: *Konzeptblatt RLW-A.* [http://www.scansonic.de/files/downloads/scansonic\\_rlw-a\\_kob\\_v1.3\\_de.pdf](http://www.scansonic.de/files/downloads/scansonic_rlw-a_kob_v1.3_de.pdf) (abgerufen am: 29.04.2014)
- [22] SCHÜSSLER, Hans W.: *Digitale Signalverarbeitung 1.* 5. Auflage. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2008
- [23] SCHLIENZ, Ulrich: *Schaltnetzteile und ihre Peripherie.* 3. Auflage. Vieweg Verlag, Wiesbaden, 2007
- [24] SENSITEC GMBH: *Datenblatt CDS4015.* [http://www.sensitec.com/upload/SENSITEC/PDF\\_Downloads/Datenblatt/Sensitec\\_CDS4015\\_DSE\\_06.pdf](http://www.sensitec.com/upload/SENSITEC/PDF_Downloads/Datenblatt/Sensitec_CDS4015_DSE_06.pdf) (abgerufen am: 30.04.2014)
- [25] ST MICROELECTRONICS: *Datenblatt STM32F427VGT.* <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/DM00071990.pdf> (abgerufen am: 09.07.2014)
- [26] SVARICEK, Prof. Dr.-Ing. F.: *Digitale Regelung.* Universität der Bundeswehr München, 2012. [https://www.unibw.de/lrt15/Institut/lehre/vorlesung/DR\\_FT2012.pdf](https://www.unibw.de/lrt15/Institut/lehre/vorlesung/DR_FT2012.pdf) (abgerufen am 21.07.2014)

- [27] TEXAS INSTRUMENTS INC.: *IEEE Std 1149.1 (JTAG) Testability*. Texas Instruments Inc., 1997. <http://www.ti.com/lit/an/ssya002c/ssya002c.pdf> (abgerufen am 14.07.2014)
- [28] TIETZE, U. ; SCHENK, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2002
- [29] WOITOWITZ, Roland ; URBANSKI, Klaus: *Digitaltechnik*. 5. Auflage. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York, 2007

# Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current (Wechselstrom)
ADC	Analog-Digital-Converter
AOI	Automated Optical Inspection
BSC	Boundary Scan Cell
CAD	Computer Aided Design
CCM	Continuous Conduction Mode (nichtlückender Betrieb)
COM	Communication
DAC	Digital-Analog-Converter
DC	Direct Current (Gleichstrom)
DCM	Discontinuous Conduction Mode (lückender Betrieb)
DMA	Direct Memory Access
DSP	Digital Signal Processor
DUT	Device Under Test (Prüfling)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESR	Equivalent Series Resistance (Serienersatzwiderstand)
FET	Feldeffekt-Transistor
FPU	Floating Point Unit
GUI	Graphical User Interface
ICT	In-Circuit-Test
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IIR	Infinite Impulse Response
JTAG	Joint Test Action Group
LDO	Low Dropout Regulator
LIPRO	Linienprojektor
LSB	Least Significant Bit
LVS	Laserversorgungsspannung
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MR	magneto-resistiv
MSB	Most Significant Bit
OPV	Operationsverstärker
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board (Leiterplatte)

PWM	Pulse Width Modulation (Pulsweitenmodulation)
S&H	Sample and Hold
SMD	Surface Mounted Device
SPI	Serial Peripheral Interface
SVS	Signalversorgungsspannung
SWD	Serial Wire Debug
TAP	Test Access Port
TCP/IP	Transmission Control Protocol/ Internet Protocol
TEC	Thermoelectric Cooler
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus

# Verwendete Formelzeichen

$I_1$	Primärstrom
$I_2$	Sekundärstrom
$n_1$	Windungszahl der Primärwicklung
$n_2$	Windungszahl der Sekundärwicklung
$\omega_g$	Grenzkreisfrequenz
$U_{\text{Ref}}$	Referenzspannung
$f_c$	Zälfrequenz
$Z$	Wert des Zählers
$\tau$	Zeitkonstante
$N$	Anzahl der Bits
$U, u$	allg. Ausgangsgröße
$E, e$	allg. Eingangsgröße
$T_A$	Abtastzeit
$P_v$	Verlustleistung
$U_{\text{in}}, U_e$	Eingangsspannung
$U_{\text{out}}, U_a$	Ausgangsspannung
$I_b$	Betriebsstrom
$u_L$	Spannung an der Induktivität
$I_L$	Strom durch die Induktivität
$t_{\text{ein}}$	Einschaltzeit
$t_{\text{aus}}$	Ausschaltzeit
$f_s$	Schaltfrequenz
$Q$	el. Ladung
$x$	Führungsgröße
$y$	Ausgangsgröße eines Regelkreises
$R_{\text{iso}}$	Isolationswiderstand
$I_q$	Strom der Quelle
$U_m$	gemessene Spannung
$U_q$	Spannung der Quelle
$I_F$	Vorwärtsspannung einer Diode
$R_{\text{th,JA}}$	thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Umgebung
$R_{\text{th,JC}}$	thermischer Widerstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse
$R_{\text{th,CH}}$	thermischer Widerstand zwischen Gehäuse und Kühlkörper
$R_{\text{th,HA}}$	thermischer Widerstand zwischen Kühlkörper und Umgebung
$T_J$	Sperrschicht-Temperatur
$T_A$	Umgebungstemperatur

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Gegenüberstellung von Funktionstest und In-Circuit-Test [2] . . . . .	4
2.2	Test-Adapter mit Federkontakteinstiften . . . . .	6
2.3	Starrnadeladapter [17] . . . . .	6
2.4	Flying-Probe Tester <sup>9</sup> . . . . .	7
2.5	Boundary Scan Register in einem integrierten Schaltkreis (nach [27]) . . . . .	8
2.6	Aufnahmen einer automatischen optischen Inspektion [14] . . . . .	9
2.7	Prinzip des Stromwandlers . . . . .	10
2.8	Prinzip des Hall-basierten Stromsensors . . . . .	11
2.9	Auswirkung der Linearisierung durch Barberpole . . . . .	12
2.10	Toleranzschema mit maximal zulässiger Welligkeit [18] . . . . .	14
2.11	Sallen-Key-Tiefpassfilter . . . . .	15
2.12	Filterstruktur mit Mehrfachgegenkopplung . . . . .	16
2.13	Grundschaltung einer Sample & Hold Stufe . . . . .	18
2.14	Grundschaltung eines 3-Bit Parallelumsetzers . . . . .	19
2.15	DAC-Spannungsverlauf bei der sukzessiven Approximation . . . . .	20
2.16	Vergleich der grundlegenden AD-Umsetzverfahren (nach [28], [29]) . . . . .	21
2.17	Struktur der kanonischen Direktform II . . . . .	23
3.1	Übersicht der Teilfunktionen des Messsystems . . . . .	24
3.2	Mechanischer Aufbau des Messsystems, Seitenansicht . . . . .	26
4.1	Schema der Stromversorgung . . . . .	29
4.2	Übersicht der Messfunktionen . . . . .	30
4.3	Schaltung und Kondensatorstrom vom Tiefsetzsteller . . . . .	32
4.4	Lückender (a) und nichtlückener Betrieb (b) . . . . .	33
4.5	Spannungen am Ausgang des Stromsensors . . . . .	35
4.6	Welligkeit des Laserausgangs der alten Projektorelektronik . . . . .	35
4.7	Ausgangsbeschaltung mit Filter des CDS4015-Stromsensors . . . . .	36
4.8	Struktur des TEC-Regelkreises . . . . .	37
4.9	Ausgangsbeschaltung des ACS712-Stromsensors . . . . .	37
4.10	Grundprinzip der Kurzschlussprüfung . . . . .	39
4.11	Vollständige Kurzschlussprüfung . . . . .	40
4.12	Hauptschleife der Firmware . . . . .	42
4.13	Darstellung des Zeitfensters zur Widerstandsmessung . . . . .	44
4.14	Vergleich des Frequenzganges von Digitalfilter und Analogfilter . . . . .	45
4.15	Sprungantwort der Lüfterregelung bei Änderung der Störgröße . . . . .	47
4.16	Prinzip der Befehlsabarbeitung der Serverkomponente . . . . .	48

4.17 Ablauf der Programmierung mittels Bootloader . . . . .	50
4.18 Die grafische Bedienoberfläche . . . . .	51
4.19 Ansicht des Prüfprotokolls im Browser . . . . .	53
4.20 Start des Prüfvorgangs . . . . .	53
4.21 Auswerteprinzip der Messwerte . . . . .	54
4.22 Ablauf eines Prüfschritts . . . . .	55

# Tabellenverzeichnis

4.1	Übersicht der Stromaufnahme der einzelnen Bauelemente . . . . .	31
4.2	Vergleich einiger Stromsensoren . . . . .	34
4.3	Befehle des Servers . . . . .	49
4.4	Befehle der Konfigurationsdatei . . . . .	52

## **Eidesstattliche Erklärung**

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe, wobei ich alle wörtlichen und sinngemäßen Zitate als solche gekennzeichnet habe.

Berlin, 25.08.2014

---

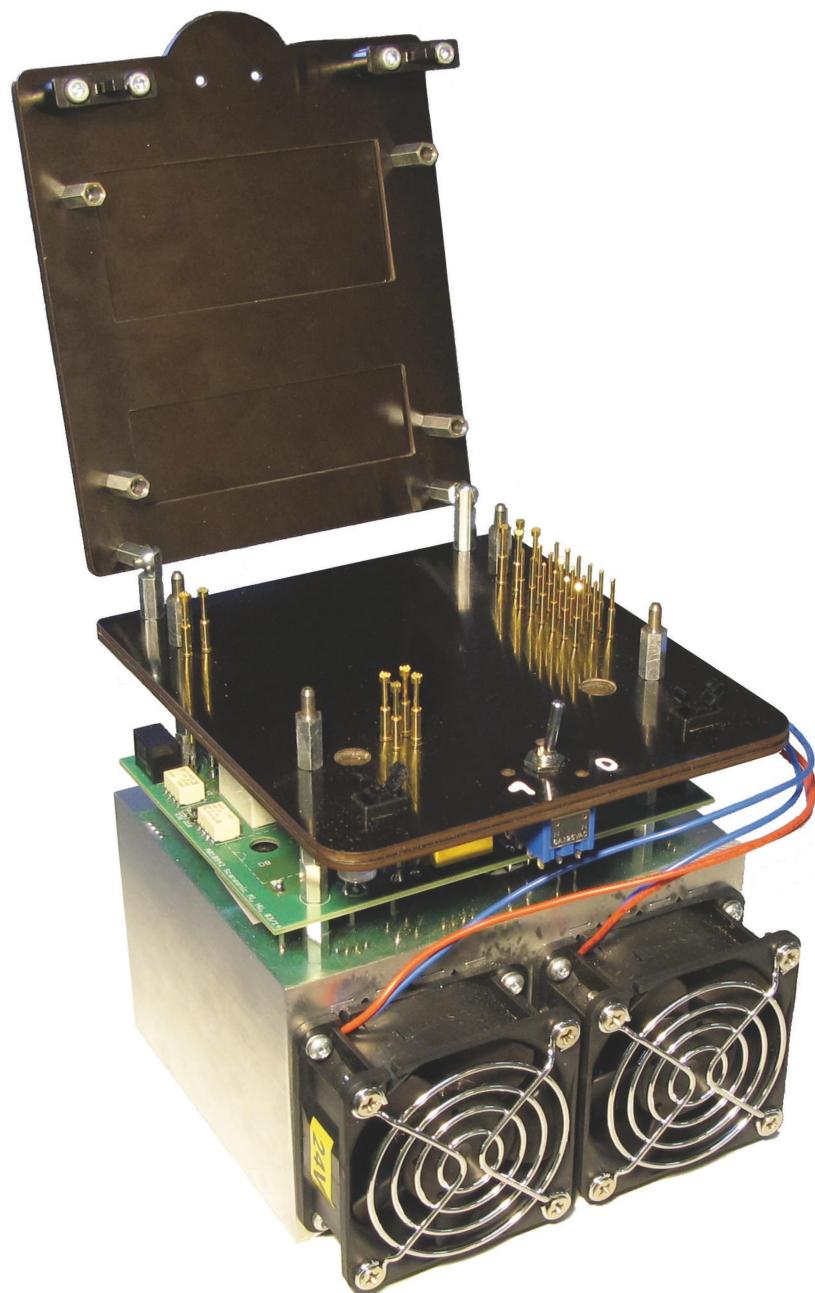
Hans Unzner

# Anhang

## A CD-Inhalt

Verzeichnis	Enthaltene Dateien
/	Bachelorarbeit.pdf Leiterplattenlayout.pdf Stromlaufplan.pdf
Datenblätter	Auswahl der wichtigsten Datenblätter der verwendeten Bauelemente
Quellcode	Firmware.pdf GUI.pdf Server.pdf

**B Abbildung des Testgerätes**



## C Befehlsübersicht Tester RS232

Befehl	Argument	Beschreibung	Rückgabewert	Einheit
enter_program_mode	-	Setzen des Pins <i>BOOT0</i> und Reset des Targets	OK	-
end_program_mode	-	Zurücksetzen des Pins <i>BOOT0</i> und Reset des Targets	OK	-
reset	-	Führt ein Reset des Targets durch	OK	-
calibrate itec	-	2 Punkt Kalibrierung für die TEC-Strommessung	OK	-
calibrate ilaser	-	2 Punkt Kalibrierung für die Laser-Strommessung	OK	-
ilaser		Messung des Laser Stromes	Strom	A
itec		Messung des TEC Stromes	Strom	A
rptr		Messung Widerstand Pointerdiode	Widerstand	Ohm
3v3		Messung 3,3V Spannung	Spannung	V
clock f		Messung Taktfrequenz	Frequenz	Hz
clock dc		Messung Tastverhältnis vom Takt	Tastverhältnis	%
pointer clock f		Messung Taktfrequenz Pointerdiode PWM	Frequenz	Hz
pointer clock dc		Messung Tastverhältnis Pointerdiode PWM	Tastverhältnis	%
switchofftime		Messung der Abschaltzeit in ms	Abschaltzeit	ms
tester temp		Anzeige der Kühlkörpertemperatur des Testers	Temperatur	°C
1		Emulation Tastendruck Taste A	OK	-
2		Emulation Tastendruck Taste B	OK	-
3		Emulation Tastendruck Taste X	OK	-
test short-circuit	-	Überprüfung auf Kurzschluss zwischen SVS ↔ LVS	OK / Nicht OK	-
20		20°C äquivalenten NTC-Wert vorgeben	Set OK	-
low		≤ 20°C äquivalenten NTC-Wert vorgeben	Set OK	-
high		≥ 20°C äquivalenten NTC-Wert vorgeben	Set OK	-
set ntc				
set ilaser	A_mA [0 .. 10.6]	Vorgabe des Stromswertes für den Laser-Ausgang	OK	-
set magnet	-	Magnaausgang setzen (Magnet zieht an)	OK	-
set led	red	Rote Led einschalten	OK	-
set led	green	Grüne Led einschalten	OK	-
clear magnet	-	Magnet lösen	OK	-
clear led	red	Rote Led ausschalten	OK	-
set led	green	Grüne Led ausschalten	OK	-
enable lvs	-	LVS Spannung zuschalten	LVS Enable OK	-
disable lvs	-	LVS Spannung abschalten	LVS Disable OK	-
help	-	Hilfetext ausgeben	Hilfetext	

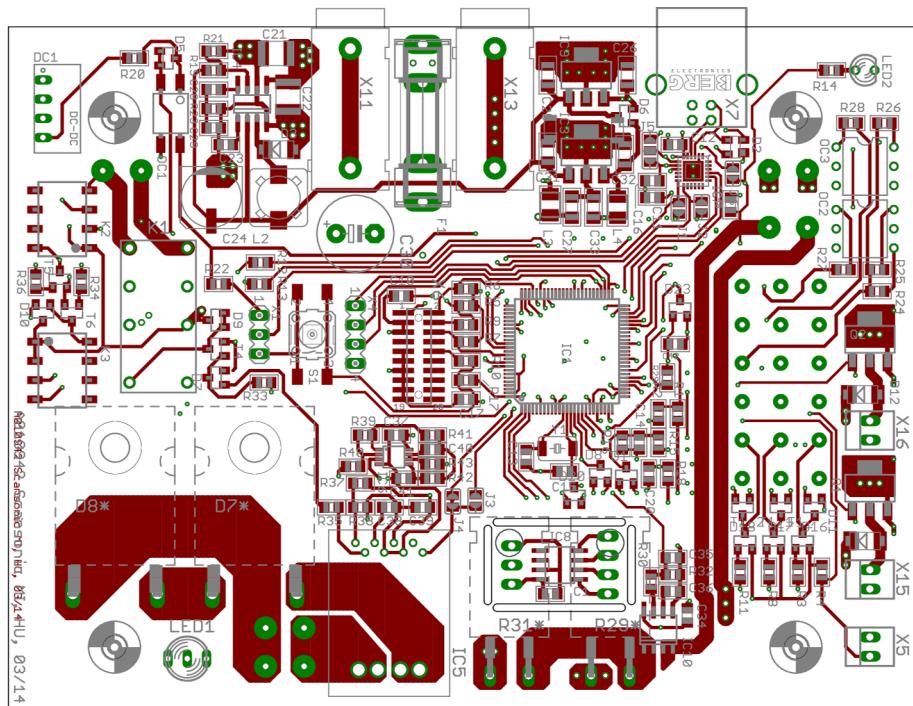
## D Konfigurationsdatei

```

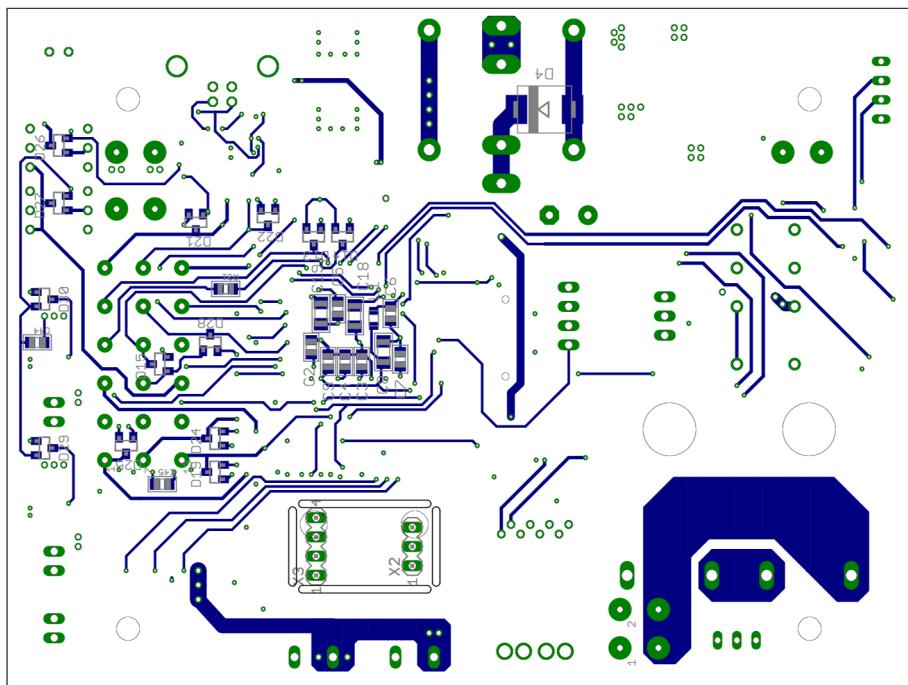
1 serverfile=..\..\..\server\branches\v2\SocketServer.exe;
2 debug=FALSE;
3 1 ;3.3V Messen      ;sendcom get 3v3          ;2.7      ;3.6
4 2 ;Kurzschlusstest ;sendcom test short-circuit ;OK       ;-;
5 3 ;Programmieren Firmware ;program dut_10kHz_green.bin ;program ok      ;-
6 ;           ;wait 1          ;          ;          ;
7 4 ;Ref.-Frequenz    ;sendcom get clock f     ;9990     ;10010
8 5 ;TEC-Strom 20°C   ;sendcom get itec        ;-3.5     ;3.5
9 ;           ;sendcom set ntc low      ;Set OK      ;
10 ;          ;wait 5          ;          ;          ;
11 6 ;TEC-Strom min   ;sendcom get itec        ;-4       ;-2
12 ;           ;sendcom set ntc high     ;Set OK      ;
13 ;           ;wait 5          ;          ;          ;
14 7 ;TEC-Strom max   ;sendcom get itec        ;2        ;4
15 ;           ;sendcom set ntc 20      ;Set OK      ;
16 ;           ;sendcom enable lvs      ;LVS Enable OK  ;
17 ;           ;sendcom set ilaser 5     ;Laser Current Set ;
18 ;           ;wait 2          ;          ;          ;
19 8 ;Laserausgang 5A   ;sendcom get ilaser      ;4.8      ;5.2
20 ;           ;sendcom set ilaser 10     ;Laser Current Set ;
21 ;           ;wait 2          ;          ;          ;
22 9 ;Laserausgang 10A  ;sendcom get ilaser      ;9.8      ;10.2
23 10;Abschaltzeit    ;sendcom get switchofftime ;0        ;200
24 ;           ;sendcom press button 2    ;Button 2 pressed ;
25 11;Pointer Frequenz ;sendcom get pointer clock f ;80       ;86
26 12;Pointer Tastverhältnis ;sendcom get pointer clock dc ;8      ;9
27 13;Pointer PTR_3    ;sendcom get rptr        ;5000     ;6000
28 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
29 14;Pointer PTR_4    ;sendcom get rptr        ;5600     ;6600
30 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
31 15;Pointer PTR_5    ;sendcom get rptr        ;5000     ;6000
32 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
33 16;Pointer PTR_6    ;sendcom get rptr        ;4100     ;5100
34 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
35 17;Pointer PTR_7    ;sendcom get rptr        ;3100     ;4100
36 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
37 18;Pointer PTR_0    ;sendcom get rptr        ;2000     ;3000
38 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
39 19;Pointer PTR_1    ;sendcom get rptr        ;3100     ;4100
40 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
41 20;Pointer PTR_2    ;sendcom get rptr        ;4100     ;5100
42 ;           ;sendcom press button 1    ;Button 1 pressed ;
43 21;Pointer PTR_3    ;sendcom get rptr        ;5000     ;6000
44 ;           ;sendcom press button 2    ;Button 2 pressed ;

```

## E Leiterplattenlayout

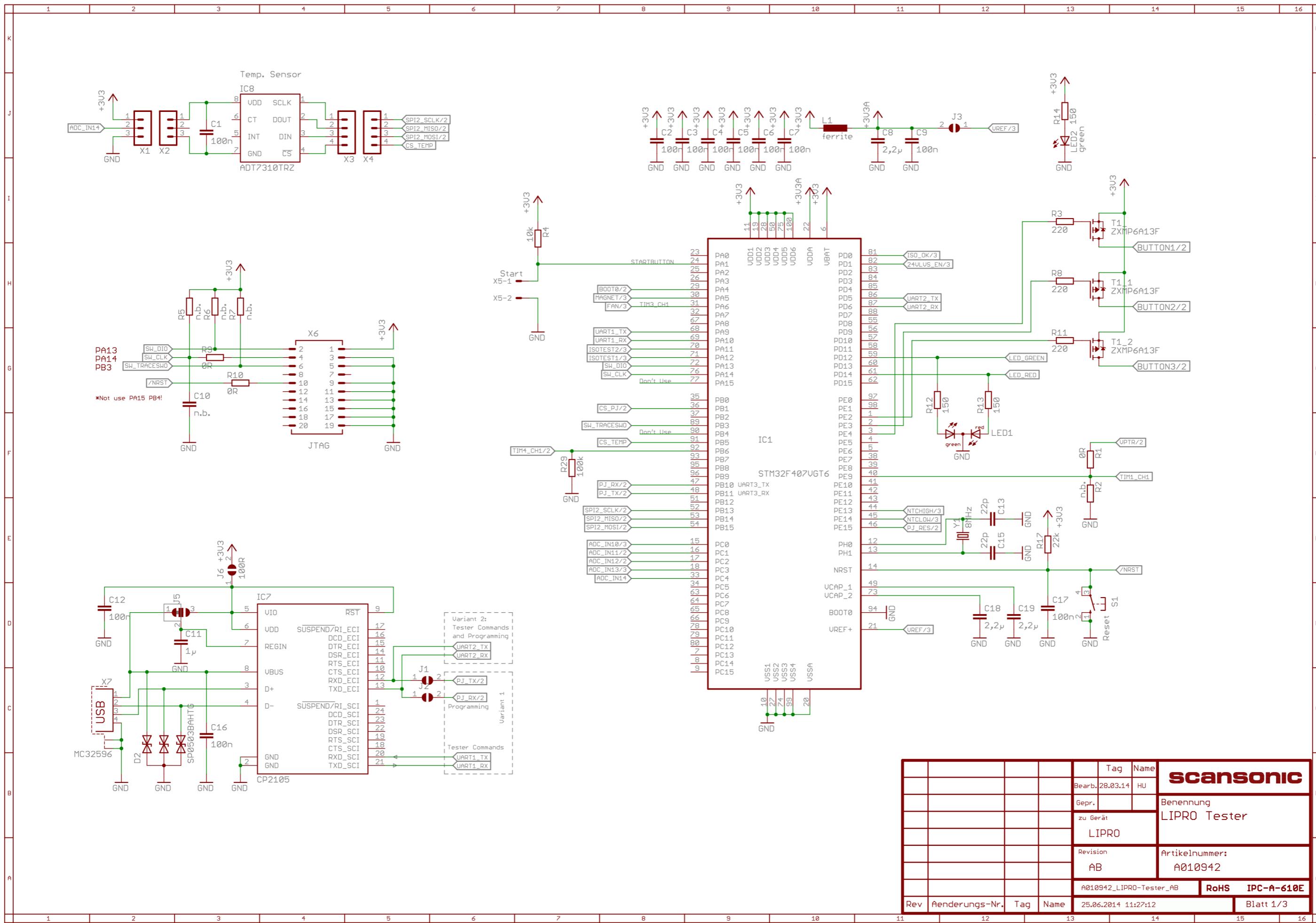


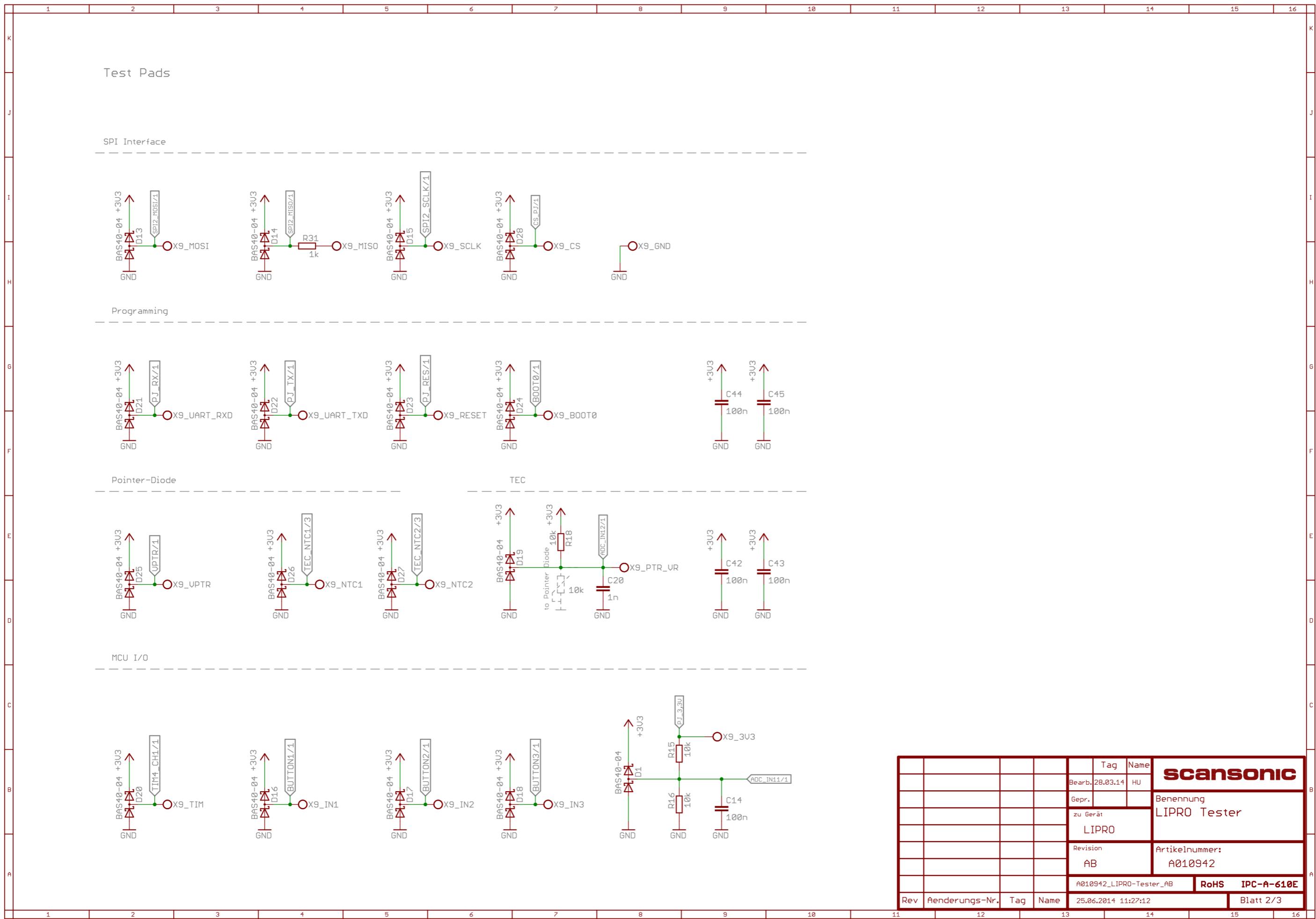
Oberseite

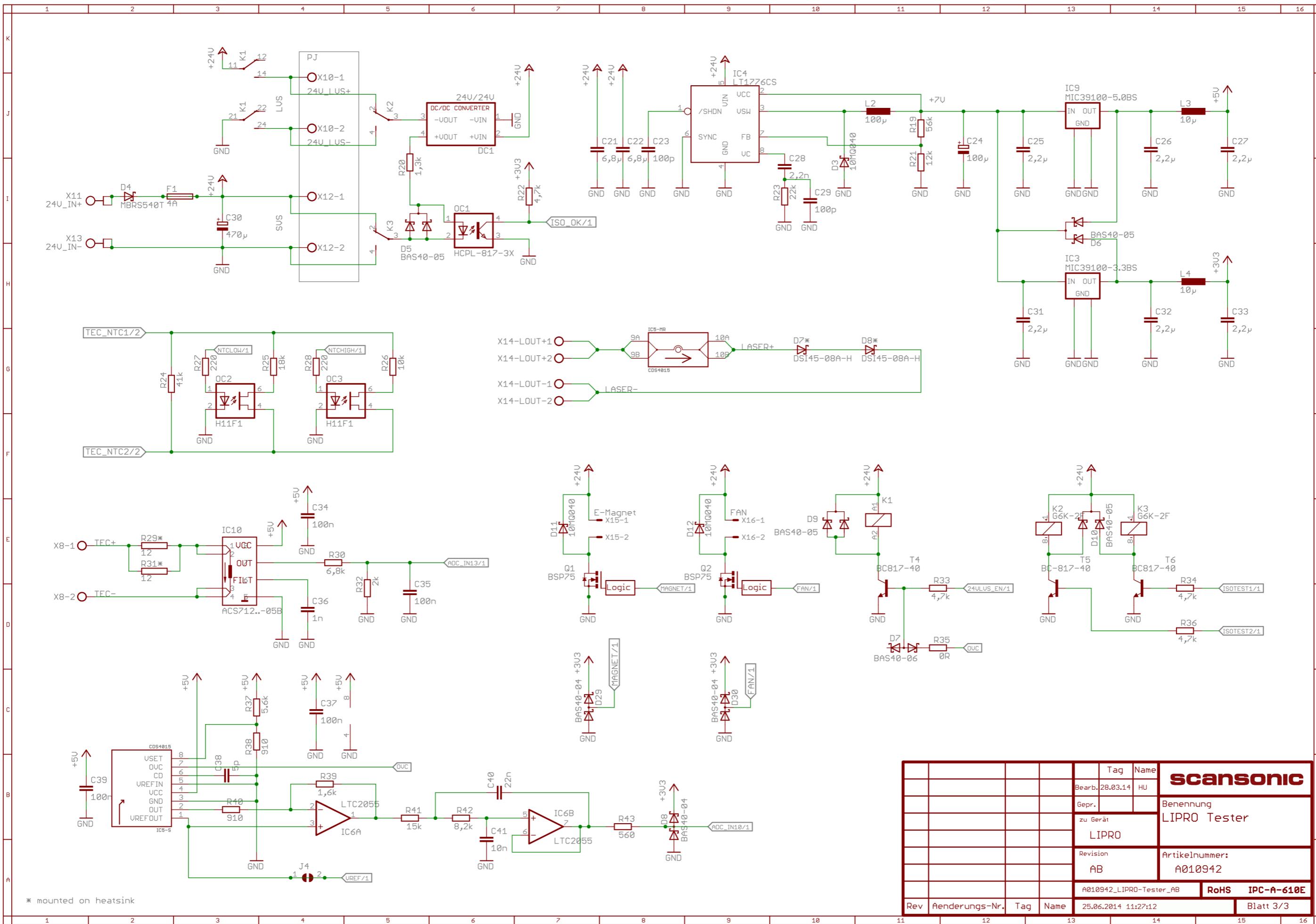


Unterseite

**F Stromlaufplan**







Rev	Aenderungs-Nr.	Tag	Name	scansonic
			Benennung	LIPRO Tester
			zu Gerät	LIPRO
			Revision	A010942
			Artikelnummer:	A010942
			RoHS	IPC-A-610E
			Rev	25.06.2014 11:27:12
			Aenderungs-Nr.	Blatt 3/3
			Tag	
			Name	