

Entwicklung einer FPGA basierten Ansteuerungselektronik für Justageeinheiten im Michelson Interferometer

Holger Nöldgen

Forschungszentrum Jülich GmbH
Zentralinstitut für Elektronik (ZEL)

Entwicklung einer FPGA basierten Ansteuerungselektronik für Justageeinheiten im Michelson Interferometer

Holger Nöldgen

Schriften des Forschungszentrums Jülich
Reihe Energie & Umwelt / Energy & Environment

Band / Volume 53

ISSN 1866-1793

ISBN 978-3-89336-599-9

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek.
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der
Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte Bibliografische Daten
sind im Internet über <<http://dnb.d-nb.de>> abrufbar.

Herausgeber und Vertrieb: Forschungszentrum Jülich GmbH
Zentralbibliothek, Verlag
D-52425 Jülich
Telefon (02461) 61-5368 · Telefax (02461) 61-6103
e-mail: zb-publikation@fz-juelich.de
Internet: <http://www.fz-juelich.de/zb>

Umschlaggestaltung: Grafische Medien, Forschungszentrum Jülich GmbH

Druck: Grafische Medien, Forschungszentrum Jülich GmbH

Copyright: Forschungszentrum Jülich 2009

Schriften des Forschungszentrums Jülich
Reihe Energie & Umwelt / Energy & Environment Band / Volume 53

ISSN 1866-1793
ISBN 978-3-89336-599-9

Alle Rechte vorbehalten. Kein Teil des Werkes darf in irgendeiner Form (Druck, Fotokopie oder in einem anderen Verfahren) ohne schriftliche Genehmigung des Verlages reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden.

Danksagung

Im Vorfeld der schriftlichen Ausführung dieser Diplomarbeit möchte ich einige Danksagungen aussprechen:

Ich danke meinem Arbeitgeber, dem Forschungszentrum Jülich für die langjährige interessante Tätigkeit die er mir bereits im Zentralinstitut für Elektronik bot, und weiterhin offeriert. Das dort gesammelte Wissen half mir im großen Maße bei der Ausführung dieser Arbeit.

Mein besonderer Dank geht an Herrn Tom Neubert, meinem Betreuer der Diplomarbeit im Zentralinstitut für Elektronik, für seinen unermüdlichen, engagierten Einsatz bei der Unterstützung zur Realisierung dieser Arbeit.

Ich danke Herrn Prof. Dr. Ing. habil. Meusel von der Rheinischen Fachhochschule Köln, für das Betreuen dieser Arbeit.

Ich danke weiterhin Herrn Dr. Heinz Rongen für seine Unterstützung mir die nötigen VHDL - Kenntnisse zu vermitteln, und für die anregenden Gespräche und nützlichen Hilfestellungen.

Ich bedanke mich bei Herrn Prof. Dr. Jakob Schelten für die lehrreichen Gespräche über die physikalischen Hintergründe, die interessanten Diskussionen, und nicht zuletzt für das nette Korrekturlesen.

Mein Dank gilt außerdem meiner Arbeitsgruppe im ZEL, ganz besonders Herrn Ralf Engels und Herrn Dr. Günther Kemmerling, für die Unterstützung dieses Vorhabens.

Ein weiterer Dank möchte ich an die MIPAS-Gruppe, ganz besonders Herrn Christof Piesch, im Institut für Meteorologie und Klimaforschung am Forschungszentrum Karlsruhe, für die Unterstützung bei den durchgeführten Messungen richten.

Außerdem möchte ich mich bei meinem langjährigen Arbeitskollegen und Kommilitonen Christoph Parl bedanken, welcher diesen Studiengang mit mir zusammen bestritt. Ohne die gegenseitige Motivation und Unterstützung wäre ein nebenberufliches Studieren nicht ohne weiteres möglich gewesen.

Ein besonderer Dank gilt meinen Eltern, meiner Familie und meiner lieben Freundin Susi, welche mich stets ermutigten und mir immer mit einem offenen Ohr zur Seite standen.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung

1	Einleitung.....	1
1.1	Kurzfassung.....	1
1.2	Abstract.....	2
1.3	Motivation.....	3
1.4	Stand der Technik.....	4
1.5	Aufgabenstellung der Arbeit.....	6
2	Theoretischer Hintergrund.....	7
2.1	Fourierspektroskopie.....	7
2.2	Das Konzept des GLORIA-AB Instruments.....	11
2.3	Effekte im Michelson-Interferometer	13
2.3.1	Tilt-Effekt	15
2.3.2	Shear-Effekt	16
2.3.3	Kompensation der Abbildungseigenschaften des Linsensystems.....	18
2.4	Justageeinheiten im Interferometer.....	19
3	Verwendete elektromechanische Komponenten	21
3.1	Piezo X-Y-Tisch mit Piezo-Trägheitsantrieb.....	21
3.1.1	Der Piezo-Effekt	22
3.1.2	Aufbau des Antriebs	24
3.1.3	Funktionsweise.....	25
3.2	Schrittmotor.....	26
3.2.1	Schrittmotortyp	27
3.2.2	Ansteuerungsverfahren	28
3.2.3	Stromform / Strombegrenzung	31
3.2.4	Anfahrtrampen.....	33
3.3	Absolut Drehgeber	34
3.3.1	Funktionsweise.....	34
3.3.2	SSI-Schnittstelle	35
4	Technische Realisierung der Aufgabenstellung	37
4.1	Lösungsansätze	37
4.2	Gewählte Hardware-Plattform.....	41
4.2.1	XINLIX SPARTAN-3-FPGA	42
4.2.2	SPARTAN-3-Entwicklungsboard.....	44

5	Entwickelte Elektronik zur Ansteuerung der Justageeinheiten	47
5.1	Zweikanal Piezo-Endstufe.....	48
5.1.1	Übersicht	48
5.1.2	Schaltungsbeschreibung	49
5.2	Schrittmotorendstufe.....	53
5.2.1	Übersicht	53
5.2.2	Schaltungsbeschreibung der Endstufe.....	54
5.2.3	Komparator zur Strombegrenzung	55
5.3	Absoltdrehgeber.....	56
5.3.1	Übersicht	56
5.3.2	Schaltungsbeschreibung	57
5.4	ADC für Housekeeping-Daten.....	58
5.4.1	Schaltungsbeschreibung des Analogteils.....	59
5.4.2	Beschaltung des ADC's.....	60
6	FPGA-Implementierung der Ansteuerung	63
6.1	Piezo-Antrieb	63
6.1.1	Funktionsweise des Digital-Analog-Wandlers	63
6.1.2	VHDL-Implementierung.....	67
6.2	Schrittmotor.....	71
6.3	Absoltdrehgeber.....	74
7	Beschreibung der Testumgebung	77
7.1	Übersicht.....	77
7.2	FPGA-Implementierung	78
7.3	PC-Umsetzung.....	82
8	Messergebnisse und Diskussion	83
8.1	Piezo-Antrieb	83
8.1.1	Allgemeine Messergebnisse der Piezo-Endstufe	83
8.1.2	DAC-Ansteuerung	85
8.1.3	Ansteuerungssignalformen.....	86
8.1.4	Piezoantrieb bei Raumtemperatur.....	88
8.1.5	Kältemessung.....	93
8.2	Schrittmotor.....	102
8.2.1	Allgemeine Messergebnisse und Schrittmotordaten	102
8.2.2	Motoransteuerung	103
8.2.3	Stromform / Strombegrenzung	103
8.2.4	Anfahrrampe.....	106
8.3	Absoltdrehgeber.....	107

8.3.1	Ansteuerung	107
9	Zusammenfassung und Ausblick.....	109
	Darstellungsverzeichnis.....	111
	Literaturverzeichnis	114
	Erklärung	116
	Anlage 1: Schaltplan.....	117

1 Einleitung

1.1 Kurzfassung

Am Forschungszentrum Jülich wird in Zusammenarbeit mit dem Forschungszentrum Karlsruhe im Rahmen des GLORIA-AB-Projektes (Global Radiance Limb Imager Experiment for the Atmosphere) ein spektral hochauflösendes abbildendes Instrument zur Horizontsondierung entwickelt. Wichtige atmosphärische Parameter wie Temperatur, Wasserdampfgehalt, Ozonkonzentration sowie einige Fluorchlorkohlenwasserstoffe, Aerosole und Wolken sollen mit hoher räumlicher Auflösung gemessen werden.

Hierzu wird erstmalig in der Atmosphärenforschung ein 2D Infrarot-Detektorfeld mit einem kryogenen Michelson-Interferometer gekoppelt. In das Interferometer sind Justageeinheiten zu integrieren, um Korrekturen im Strahlengang, sowie eine Fokussierung des Gesichtsfeldes durchführen zu können. Die Anpassung im Strahlengang wird über das Verstellen von Spiegelecken erreicht, die jeweils in zwei Richtungen über Piezoantriebe verfahren werden. Zur Fokussierung des IR-Objektives ist eine Stelleinheit vorgesehen, die über einen Schrittmotor gesteuert wird, wobei der Verfahrweg über einen magnetischen Drehgeber ausgewertet wird.

Die vorliegende Arbeit wurde im Rahmen einer Diplomarbeit durchgeführt und beschreibt die Entwicklung einer Ansteuerungselektronik für Piezoantriebe und Schrittmotoren. Die elektronischen Komponenten wurden in Hinblick auf die spätere Integration in das Gesamtinstrument entwickelt und für den kryogenen Einsatz optimiert. Die dazu notwendigen Kontrolleinheiten sind als einzelne VHDL-Komponenten in das bestehende FPGA der Gesamtelektronik implementiert.

1.2 Abstract

Within the GLORIA-AB-project (Global Radiance Limb Imager Experiment for the Atmosphere) a spectral high resolution spatial imaging instrument for the atmosphere is developed as a joint proposal of the Forschungszentrum Jülich and the Forschungszentrum Karlsruhe. Crucial atmospheric parameters as temperatures, content of water vapour, content of ozone, and some chlorofluorocarbons, aerosols and clouds will be measured with a high limb resolution.

In that matter a 2D infrared detector array will be coupled to a cryogenic Michelson interferometer for the very first time in atmospheric research. To be able to accomplish corrections of the optical path and focusing the field of view, adjustment units have to be placed inside the Michelson interferometer. Adjustment of the optical path will be attained by cube corners which can be moved in two directions. A designated actuator which can be controlled by a stepper motor drive and being analyzed by a magnetic absolute rotary encoder will be implemented for focusing the IR-object lens.

This thesis is done in matter of a graduation degree in electrical engineering and focuses the development of an electronic control for piezoelectric drives and stepper motors. The electrical components were designed for the cryogenic usage and with regard to a following integration inside the instrument. The required control units are being implemented in the existing FPGA of the read-out electronics.

1.3 Motivation

Am Forschungszentrum Jülich wird in Kooperation mit dem Forschungszentrum Karlsruhe ein neuartiges Instrument (GLORIA-AB) entwickelt, welches erstmals Klimamessungen mit einer zweidimensionalen hohen räumlichen Auflösung ermöglicht [Rie05]. Das gesamte Instrument wird dabei von den beiden Forschungszentren und weiteren Partnern von Grund auf neu entwickelt, mit dem Ziel dieses Experiment auf dem neuen deutschen Forschungsflugzeug HALO (**H**igh **A**ltitude and **L**ong Range Research Aircraft) zu installieren und damit an Messkampagnen für die Atmosphärenforschung teilzunehmen. HALO wird von der DLR (Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt) betrieben und dient als Plattform für unterschiedliche Instrumente zum Erfassen von Atmosphärendaten. Dabei eröffnet HALO neue Möglichkeiten für die Forschung, da das Flugzeug eine maximale Flughöhe von 15km mit einer Reichweite von 9000km, bei einer maximalen Flugzeit von 12 Stunden bietet [DLR09].



Bild 1.1: Forschungsflugzeug HALO [DLR09]

Am Forschungszentrum Karlsruhe wird dazu das Interferometer entwickelt, und zusammen mit einem 2D-Infrarot-Detektor als Optikmodul integriert, welches klein und kompakt sein muss. Speziell für das Optikmodul ist neben der Datenerfassungselektronik, welche im Zentralinstitut für Elektronik des Forschungszentrums Jülich entwickelt wird, eine Elektronik zu entwerfen, die diverse

Justageeinheiten im Interferometer ansteuern soll. Durch die Platzierung des Experimentes auf HALO, wird die Elektronik des Experimentes erhöhten Umwelteinflüssen ausgesetzt sein. Die Elektronik für die Ansteuerung der Justageeinheiten ist Thema dieser Arbeit.

1.4 Stand der Technik

Antropogene Aktivitäten wie etwa Energienutzung, industrielle Entwicklungen, Vergrößerungen der Städte, so wie Landwirtschaftsnutzung haben einen großen Einfluss auf die globale Umwelt, da sie die chemische Zusammensetzung der Atmosphäre verändern [Rie05]. Die obere Troposphäre und untere Stratosphäre (UTLS: engl.: Upper Troposphere/Lower Stratosphere) sind chemisch und dynamisch sehr eng aneinander gekoppelt und haben großen Einfluss auf den Klimawandel. Aus diesem Grund sind Forschungen für ein besseres Verständnis der Prozesse innerhalb dieser Region erforderlich [ESA06].

Die Erforschung der Tropopause und der unteren Stratosphärenregion erfordert Langzeitmessungen im Infrarotbereich mit höchster räumlicher Auflösung und eine Abdeckung des Messbereichs für Atmosphärenhöhen von 5-65 km [Fri05]. Solche Messungen werden mit Hilfe von Satelliten, speziellen Messballons oder mit dafür umgebauten Forschungsflugzeugen durchgeführt, welche die Eigenschaft besitzen, besonders hoch fliegen zu können. Ein Beispiel dafür sind die MIPAS Instrumente, welche erfolgreich, auf dem Ballon und dem Forschungsflugzeug GEOPHYSICA installiert, in Messkampagnen Atmosphärendaten liefern.

Bei den aktuellen Instrumenten, wie z.B. MIPAS-B2 oder MIPAS-STR, handelt es sich um große Geräte mit verteilten Einheiten [Kim01], [Kle03]. Bei dem Detektorsystem handelt es sich um photosensitive Halbleiterbausteine, welche als Einzelpixel auftreffende Photonen nachweisen können [Kle03]. Eine Kalibrierung des Optiksystems ist bei den bisherigen Instrumenten über mechanische Versteller vor jedem Messflug vorab durchzuführen [Kim01]. Schrittmotorendstufen welche dazu dienen die Schrittmotoren innerhalb des Interferometers zu bewegen sind als große Einbaukarten realisiert, diskret aufgebaut sind und nur teilweise parametrisierbar.



a)

b)

Bild 1.2: a) MIPAS-STR Experiment b) Installation von MIPAS-STR auf dem Stratosphärenflugzeug GEOPHYSICA

Bild 1.2a zeigt das MIPAS-STR Experiment mit Rahmenstruktur und dem integrierten Optikmodul samt Elektronik, wohingegen mit *Bild 1.2b* eine Größenabschätzung deutlich wird bei der Installation des Gerätes auf der *GEOPHYSICA*.

Bei GLORIA-AB wird erstmalig ein zweidimensionales Detektorarray an ein Michelson-Interferometer gekoppelt [Rie05]. Das gesamte Experiment wird auf Grund seiner integrierten Bauweise klein und kompakt aufgebaut werden. Justierungen vor den Messflügen sollen nunmehr nicht mehr manuell von Hand durchgeführt werden, sondern über elektromechanische Komponenten realisiert werden. Auf Grund der Verwendung des zweidimensionalen Detektorfeldes ist zusätzlich eine Fokussierung des Gesichtsfeldes des Detektors mit Hilfe eines Linsenobjektives notwendig.

1.5 Aufgabenstellung der Arbeit

Zielsetzung der Arbeit ist die Entwicklung einer Ansteuerungselektronik für Piezoantriebe und Schrittmotoren. Ein magnetischer Drehgeber dient zur Wegverwaltung des Objektivs und ist über eine SSI-Schnittstelle auszulesen. Die elektronischen Komponenten sollen in Hinblick einer späteren Integration in das Gesamtsystem entwickelt werden. Dabei sind im Vorfeld der Entwicklung bereits einige Anforderungen an die zu entwickelnde Hardware zu beachten:

- Auf Grund der integrierten Bauweise des Gesamtsystems und der Justageeinheiten im Interferometer, muss die Hardware klein und kompakt aufgebaut werden.
- Da die spätere Ansteuerungselektronik im flugfähigen System verbaut wird, muss diese in die Gesamtelektronik integrierbar sein. Um ein hohes Maß an Parametrisierung und möglicher Optimierung zu gewährleisten muss die Elektronik frei programmierbar sein.
- Bei den zu entwickelnden Justageeinheiten muss beachtet werden, dass diese auf Grund einer Installation auf ein Flugzeug, erhöhten Umwelteinflüssen ausgesetzt sind. Die angestrebte Entwicklung muss daher für den Flugbetrieb optimiert werden:
 - Temperaturbereich: -40°C bis +85°C
 - Druckbereich: 1mbar bis 1030mbar
 - Schockfestigkeit: bis zu 10g
 - Unanfällig für Vibrationen

2 Theoretischer Hintergrund

Dieses Kapitel soll dem Leser einen Überblick über Fourierspektroskopie und den Aufbau des GLORIA-AB-Experiments verschaffen in welchem diese Arbeit einfließt. Die Aussagen über die theoretischen Grundlagen der Fourierspektroskopie sind weitgehend aus [Kle03] und entnommen.

2.1 Fourierspektroskopie

Bei der Fourierspektroskopie insbesondere in der Meteorologie und der Astrophysik wird die Welleneigenschaft der infraroten Strahlung genutzt. Die Infrarotstrahlung wird messtechnisch erfasst und spektral ausgewertet. Das bedeutet, dass innerhalb einer vorgegebenen Messperiode die Intensität der gemessenen Strahlung über einen bestimmten Wellenlängenbereich aufgetragen wird.

Das GLORIA-AB-Instrument erfasst Wellenlängen im Bereich von $7\mu\text{m}$ bis $14\mu\text{m}$ [Fri05]. Dieser Spektralbereich reicht aus, um Temperaturen von Stoffen in der Atmosphäre bestimmen zu können und Aerosole, wie etwa Wasser, Ozon und Kohlendioxide nachzuweisen [Rie05]. *Bild 2.1* zeigt beispielhaft ein Absorptionsspektrum für messbare Atmosphärenparameter.

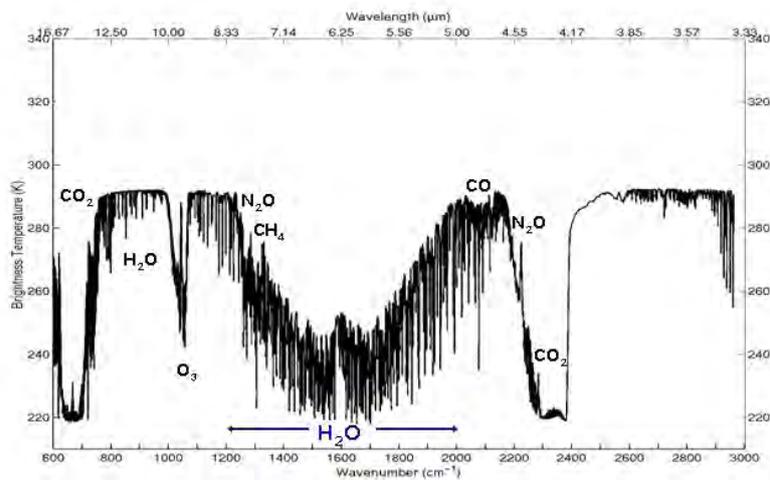


Bild 2.1: IR-Absorptionsspektrum für messbare Spurengase der Atmosphäre

Die Auswertung von Photonenstrahlung mittels Fourierspektroskopie gliedert sich in zwei Unterteilungen [Kle03]:

- Aus einem realen in der Natur vorhandenen Spektrum wird in einem Interferometer ein Interferogramm
- Durch Fouriertransformation wird aus diesem gemessenen Interferogramm ein Spektrum berechnet

Für die Erzeugung des Interferogramms wird ein Michelson-Interferometer, wie in *Bild 2.2* zu sehen benutzt. Strahlung, welche von der Atmosphäre kommend in das Interferometer einfällt, wird mit Hilfe eines Strahlteilers in zwei Teilstrahlen zerlegt, welche unterschiedliche Wege durchlaufen und anschließend im Detektor interferieren.

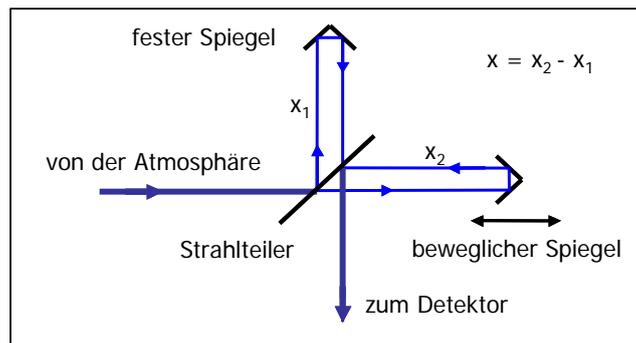


Bild 2.2: Prinzip des Michelson-Interferometers [Fri08]

Dabei bleibt die Längenausdehnung der Teilstrecke x_1 konstant, hingegen wird x_2 mit konstanter Geschwindigkeit variiert. Von einer monochromatischen Quelle ausgehend, überlagern sich beide Teilstrahlen nach der Rekombination konstruktiv, wenn der optische Gangunterschied $x = x_2 - x_1$ ein ganzzahliges Vielfaches der Wellenlänge beträgt. Dagegen entsteht eine destruktive Interferenz, die zur Auslöschung führt, wenn der Gangunterschied ein ungradzahliges Vielfaches von $\frac{\lambda}{2}$ ist. Dies ist in *Bild 2.3* graphisch verdeutlicht.

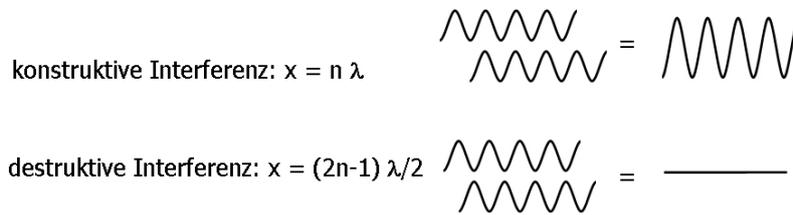


Bild 2.3: Entstehung von Interferenzen [Fri08]

Ein Detektorsignal in Abhängigkeit von der optischen Weglängendifferenz x wird als Interferogramm $IFG(x)$ bezeichnet. Für eine monochromatische Quelle der Wellenzahl κ (Wellenzahl = $1/\text{Wellenlänge}$, $\kappa = \frac{1}{\lambda}$) und der Intensität I_0 ist das Interferogramm proportional zu einem unmodulierten und einem modulierten Term:

$$IFG(x) \propto I_0 \cdot (1 + \cos(2\pi\kappa x)) = I_0 + I_0 \cdot \cos(2\pi\kappa x) \quad (2.1)$$

Dabei bildet I_0 den unmodulierten Term und $I_0 \cdot \cos(2\pi\kappa x)$ den modulierten Term. Der unmodulierte Anteil I_0 liefert zur Spektralanalyse jedoch keinen Beitrag und wird bei der Messung des Interferogramms entsprechend durch einen Hochpassfilter entfernt, da es sich um einen Gleichlichtanteil handelt. Daraus folgt, dass sich aus (2.1) bildet:

$$IFG(x) \propto I_0 \cdot \cos(2\pi\kappa x) \quad (2.2)$$

Da bei realen Messungen eine polychromatische IR-Quelle $S(\kappa)$ vorliegt, findet eine Überlagerung aller spektralen Anteile statt, die mittels Integration beschrieben werden kann:

$$IFG(x) \propto \int_0^{\infty} S(\kappa) \cos(2\pi\kappa x) d\kappa \quad (2.3)$$

Wie aus (2.3) ersichtlich, führt das Michelson-Interferometer eine physikalische Fouriertransformation der einfallenden Strahlung durch. Damit lässt sich ein Spektrum $S(\kappa)$ durch eine mathematische Fourier-Rücktransformation berechnen.

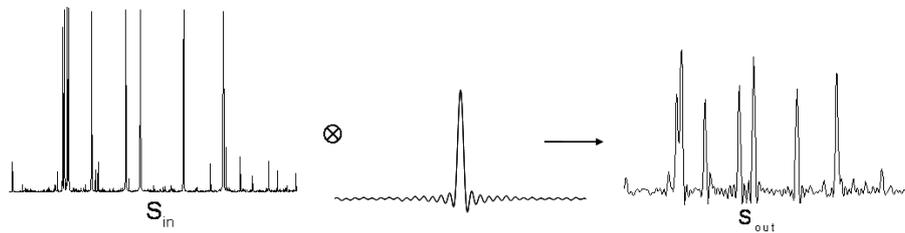


Bild 2.4: Vom Spektrum zum Interferogramm und unkalibrierten Spektrum zurück [Fri08]

Für die Rücktransformation wird das Spektrum zunächst mathematisch auf negative Wellenzahlen erweitert mit

$$S(-\kappa) = S^*(\kappa) \quad (2.4)$$

wobei $S^*(\kappa)$ die konjugiert komplexe Form von $S(\kappa)$ darstellt. Aus (2.3) entsteht die komplexe Fouriertransformation (FT):

$$IFG(x) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\kappa) e^{i2\pi\kappa x} d\kappa = FT^+(S(\kappa)) \quad (2.5)$$

$$S(x) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\kappa) e^{-i2\pi\kappa x} d\kappa = FT^-(S(\kappa)) \quad (2.6)$$

Mit Anwendung der komplexen Fouriertransformation berechnet sich das Spektrum als Produkt aus Betrag und Phase. [Kle03]

Die voran gegangenen Erläuterungen sollen zur allgemeinen Erklärung der theoretischen Vorgehensweise dienen. Im reellen Experiment ist das mathematische Interferogramm aus (2.5) nicht identisch mit dem gemessenen Interferogramm (siehe *Bild 2.4*). Es muss außerdem eine diskrete Fouriertransformation mit FFT für die Datenreduktion durchgeführt werden [Kle03]. Rauschen und Phasenfehler sind ebenfalls noch nicht berücksichtigt. Für weitere Recherchen zu diesem Thema wird auf [Kle03] und [Dav01] verwiesen.

2.2 Das Konzept des GLORIA-AB Instruments

Bei GLORIA-AB wird ein 256x256 HgCdTe Detektorarray an ein Linear-Michelson-Interferometer gekoppelt, so dass als Gesamteinheit ein abbildendes Fourierspektrometer entsteht. Damit ist es möglich ein detailliertes Bild der räumlichen Struktur des Tropopausenbereiches der Atmosphäre zu liefern. Aufgrund der genauen und hohen räumlichen Auflösung im dreidimensionalen Bereich soll das Experiment ermöglichen, Kräfte in Form von Gravitationswellen, ausgelöst von mesoskalen Ereignissen wie etwa Unwettern, durch Temperaturmessung bestimmen zu können [Rie05].

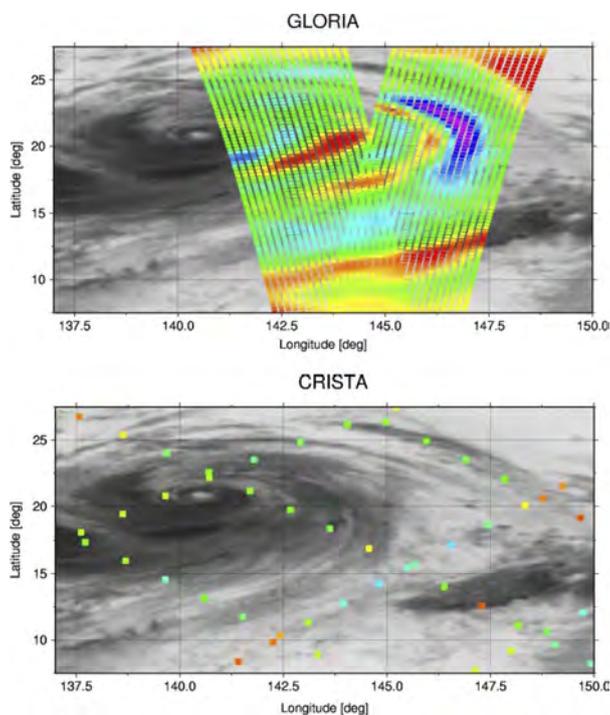


Bild 2.5: Gegenüberstellung von Messungen des Super-Taifuns Winnie am Beispiel des GLORIA-AB-Instruments zum Gitterspektrometer CRISTA [Rie05]

Bild 2.5 zeigt eine Gegenüberstellung von Temperaturmessungen solcher mesoskalen Ereignisse, wie hier etwa der Taifun Winnie. Es wird erkennbar, dass GLORIA-AB dabei ein viel detaillierteres Bild mit höherer räumlicher Auflösung liefert, im Vergleich zum Instrument CRISTA. Das liegt in erster Linie daran,

dass bei GLORIA-AB ein zweidimensionaler Infrarotdetektor eingesetzt wird, im Gegensatz zu Instrumenten mit einzelnen Detektoren.

GLORIA-AB ist zunächst für den Einsatz auf dem Forschungsflugzeug HALO konzipiert, und wird dort im Bellypod des Flugzeuges platziert werden (siehe *Bild 2.6*). Das Herzstück des Instruments bildet das Michelson-Interferometer mit einem maximalen optischen Gangunterschied von $OPD=10\text{cm}$ (engl.: Optical Path Difference). Es ist über ein Infrarotlinsensystem an einen zweidimensionalen Flächendetektor angebunden, wobei der Messbereich in die vertikale Richtung bei 5km bis 65km mit einer Auflösung von 150m bis 600m liegt. Horizontal wird ein Gesamtmessbereich von 400km mit einer Auflösung von 2,4km bis 20km erreicht [Fri05].

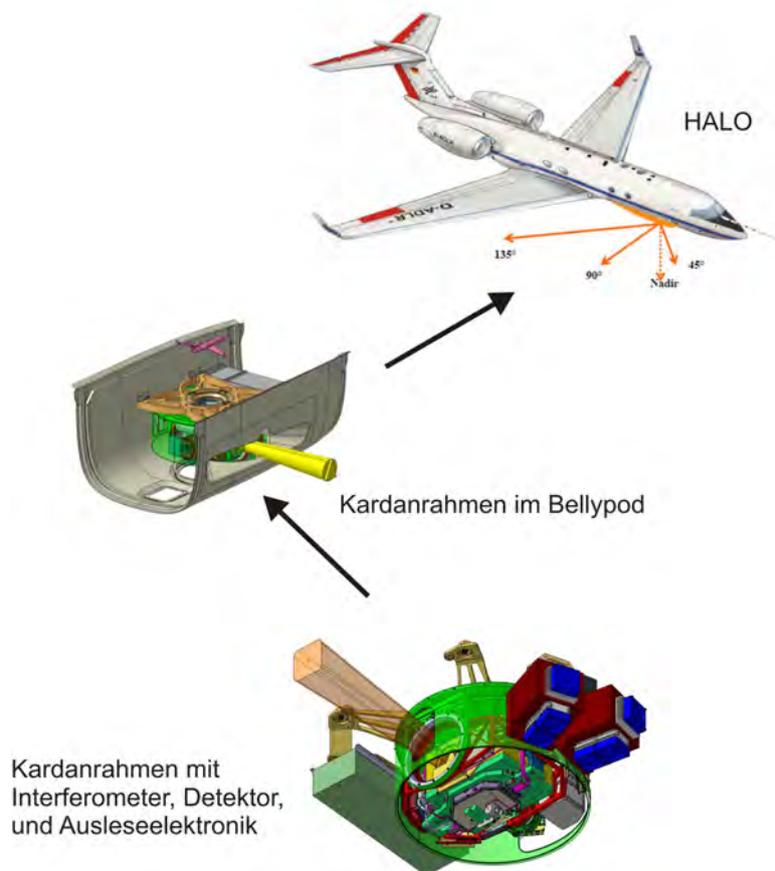


Bild 2.6: Platzierung von GLORIA-AB auf dem Forschungsflugzeug HALO

Das Detektorsystem ist für einen Wellenbereich von $7\mu\text{m}$ bis $14\mu\text{m}$ ausgelegt. Die analogen Signale werden über die Ausleseelektronik mit 8 parallelen A/D-Wandler mit 14bit / 10MHz digitalisiert. Diese Erfassung wird in zeitäquidistanten Abständen durchgeführt. Die digitalen Daten werden mit Zeitmarken versehen, über schnelle serielle Verbindungen zum PC-System in der Flugzeugkabine gesandt, und dort zunächst abgespeichert. Parallel dazu werden die Nulldurchgänge eines Laserreferenzinterferogramms erfasst und mit Zeitmarken versehen. Die gemessenen Interferogramme werden mittels der Zeitmarken des Laserinterferogramms in einem Nachprozessierungsschritt auf ein ortsäquidistantes Raster interpoliert.

Das Interferometer ist in einem 3-Achsen Kardanrahmen aufgehängt, um die zu messende Szene hinsichtlich der Roll-, Nick- und Yaw-Bewegungen des Flugzeugs stabilisieren zu können. Dazu kann der Rahmen in allen Achsen verfahren werden und wird über ein integriertes Lageregelssystem gesteuert. Zusätzlich zur Stabilisierung des Systems ist eine Messung in horizontaler Richtung von 45° bis 135° möglich. Darüber hinaus verfügt das Instrument über einen Nadir Mode (Blickrichtung zum Boden) bspw. für eventuelle Kalibrationsmessungen.

Der Betrieb von GLORIA-AB erfolgt autark, so dass sich kein Experimentator an Bord des Flugzeuges befinden muss. Zu diesem Zweck verfügt HALO über eine definierte Satellitenkommunikationsschnittstelle. Über diese Schnittstelle ist es möglich Telekommando Befehle von einer Bodenstation aus an das Experiment zu senden und den Status des Experiments abzufragen.

2.3 Effekte im Michelson-Interferometer

Bei der Umsetzung des Infrarotspektrums zu einem Interferogramm innerhalb des Michelson-Interferometers kommt es darauf an, kleinste Ungenauigkeiten im Aufbau zu vermeiden und auf physikalische Einwirkungen von Außen möglichst präzise reagieren zu können. Im Folgenden sollen Effekte, welche im Interferometer auftreten können, näher erläutert werden. Ziel dieser Arbeit ist es diesen Effekten entgegen zu treten.

Wie in *Bild 2.7* und *Bild 2.8* zu sehen und bereits in Kapitel 2.1 erläutert, besteht das Michelson-Interferometer im Wesentlichen aus einem Strahlteiler und einem festen, so wie einem beweglichen Spiegel. Durch Verfahren des beweglichen Spiegels lässt sich festlegen, welche Wellenlänge von Strahlung am Detektorfenster eine konstruktive Interferenz bildet.

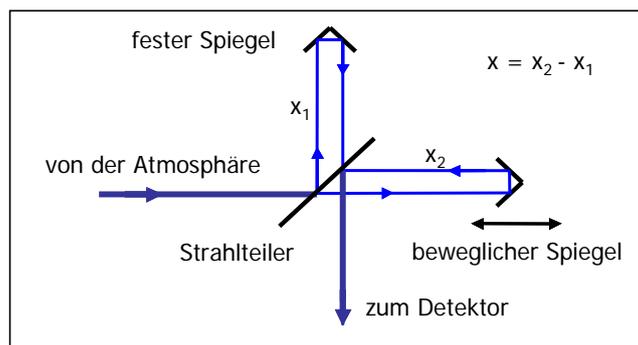


Bild 2.7: Prinzip eines Michelson-Interferometers [Fri08]

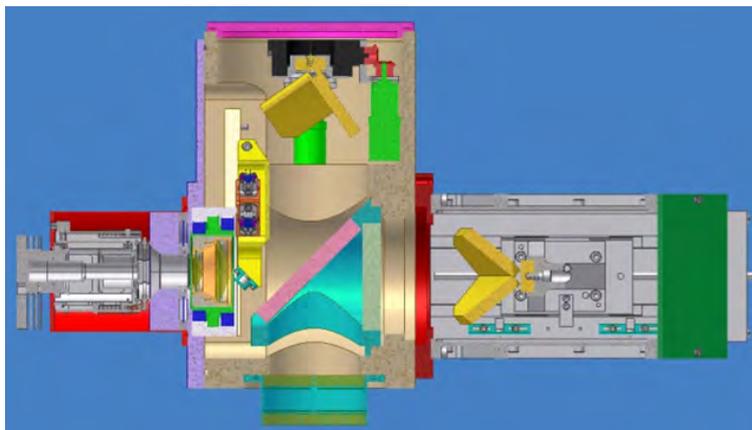


Bild 2.8: Technische Zeichnung des im GLORIA-AB-Experiments verwendeten Michelson-Interferometers

Im Michelson-Interferometer des GLORIA-AB Instruments ist der bewegliche Spiegel auf einen Schlitten aufgebracht, der innerhalb einer Messsequenz von einem Ende zum anderen verfahren wird. Die Sweeplänge des Verfahrweges des Schlittens bestimmt die effektive Auflösung des Interferometers. Eine detaillierte Beschreibung des Strahlengangs ist im Kapitel 2.3.2 dieser Ausarbeitung zu finden.

2.3.1 Tilt-Effekt

Der Tilt-Effekt entsteht durch Verkippung der Spiegel, die für die 180°-Reflektion der Strahlung verantwortlich sind. Werden im Interferometer Planspiegel eingesetzt, so müssen diese exakt 90° zum Strahlengang stehen. Ist dies nicht der Fall, wird die auftreffende Infrarotstrahlung nicht exakt im Winkel von 180° reflektiert und trifft auf einen falschen Pixel der Detektorfläche auf. Daraus resultiert eine Amplitudenreduktion des zu detektierenden Signals.

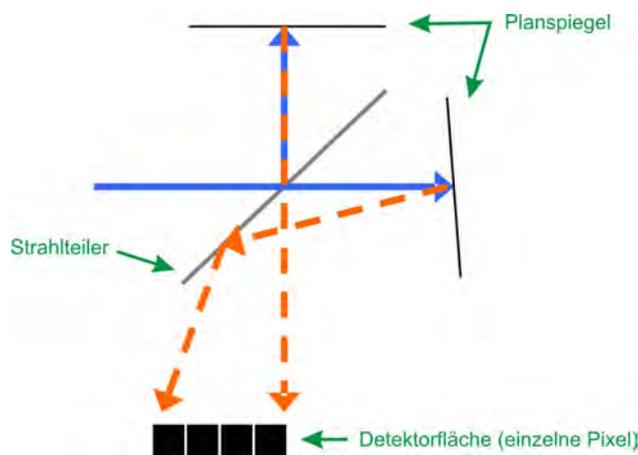


Bild 2.9: schiefer Strahlengang bei Verwendung von verkippten Planspiegeln

Wie Bild 2.9 zu sehen entsteht als Resultat ein schiefer Strahlengang. Dies führt dazu, dass es zu einer Verringerung der Signalamplitude am Detektor kommt und sich das Signal zu Rausch Verhältnis verschlechtert. Um diesem Effekt bereits in der Entstehung vorzubeugen, werden typischerweise Spiegelecken an Stelle von Planspiegeln verwendet, die jedoch vom Bauvolumen größer ausfallen. Die Ecken dieser Spiegel stehen in einem bestimmten Winkel zueinander, so dass gewährleistet ist, dass die eintreffende Infrarotstrahlung eine 180°-Reflektion erfährt. Bild 2.10 zeigt die Darstellung einer solchen Spiegelecke. Damit wird der Tilt-Effekt kompensiert.

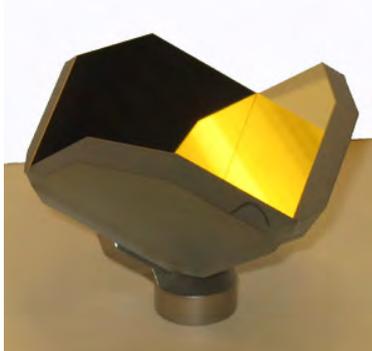


Bild 2.10: Spiegelecke [Fri08]

2.3.2 Shear-Effekt

Der Shear-Effekt tritt durch Verstellung der Spiegelecken, hervorgerufen durch ungenauen Einbau, Modifikationen, Vibrationen und mechanische äußere Einflüsse auf. Um den Effekt zu verdeutlichen zeigt *Bild 2.11* zunächst eine analytische Simulation für einen optimierten Strahlengang im Interferometer.

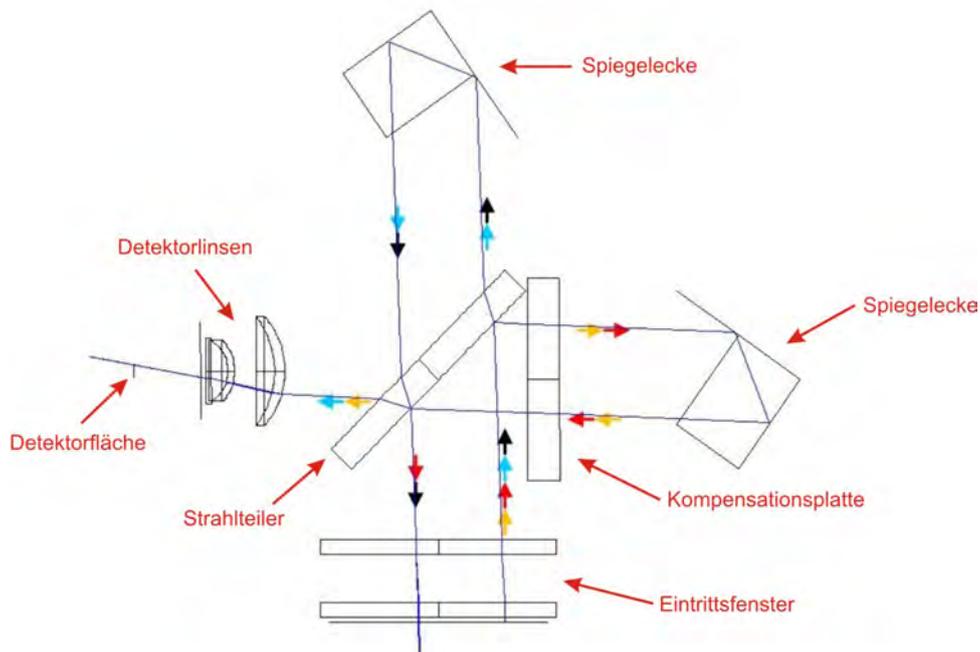


Bild 2.11: Strahlengang ohne Shear-Effekt [Fri08]

Mit Pfeilen verdeutlicht sind die Anteile der Strahlung und deren Verlauf im Interferometer. Die Strahlung, welche unten im Bild von der Atmosphäre durch das Eintrittsfenster in das Interferometer gelangt, wird am Strahlteiler zu gleichen Anteilen aufgeteilt. Ein Teilstrahl durchläuft die Kompensationsplatte, wird in der Spiegelecke reflektiert und recombined mit dem zweiten Teilstrahl, welcher in der beweglichen Spiegelecke reflektiert wurde, auf dem Strahlteiler. Die Hälfte der Strahlungsintensität wird erneut reflektiert und tritt aus dem Eintrittsfenster wieder heraus, der andere Teil trifft über das Linsensystem auf die Detektorfläche. Die Kompensationsplatte dient zum Ausgleich der unterschiedlichen Brechungscharakteristiken der Teilstrahlen am Strahlteiler.

Bild 2.12 zeigt im Vergleich dazu auf, den Strahlengang für einen Versatz einer Spiegelecke um 5mm. Prinzipiell zeigt die Simulation, dass die einfallende Strahlung ebenfalls parallel zurück reflektiert wird, jedoch kommt es zu unerwünschten Laufzeitunterschieden. Diese 5 mm führen zu einer Phasendifferenz der beiden Strahlungsanteile und somit zu einer Verschiebung des Maximums des Interferogramms auf der Detektorfläche.

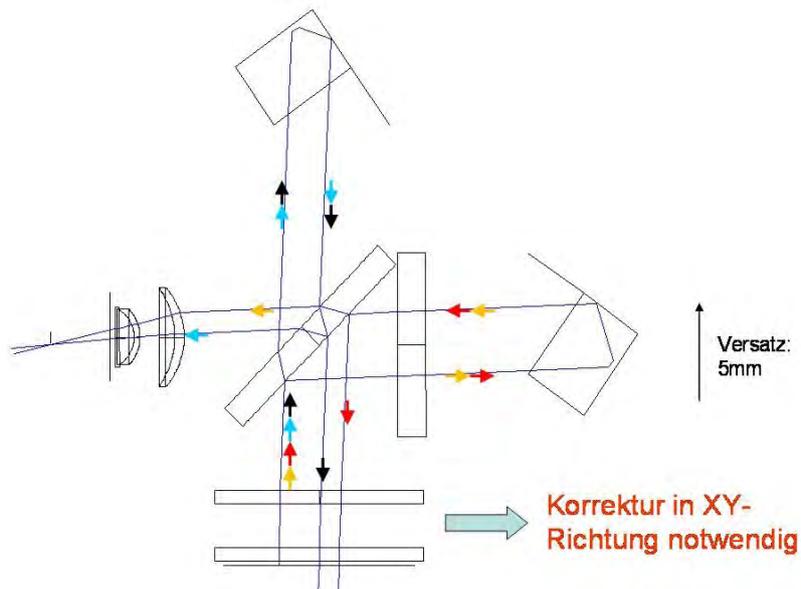


Bild 2.12: Strahlengang mit Shear-Effekt [Fri08]

Es muss daher gewährleistet werden, dass die Spiegelecken exakt ausjustiert werden, um eine Laufzeitdifferenz zu vermeiden. Dies ist jedoch mechanisch kaum bzw. nur mit sehr hohem Aufwand möglich, da es sich um Genauigkeiten im μm -Bereich handelt. Eine Verstelleinheit für die Positionierung einer Spiegelecke in X- und Y-Richtung ist zur Kompensation des Shear Effekts notwendig.

2.3.3 Kompensation der Abbildungseigenschaften des Linsensystems

Beim GLORIA-AB Experiment wird vor dem Infrarotdetektor eine Konvex-Linse angebracht, um die infrarote Strahlung auf den zweidimensionalen IR-Detektor zu bündeln. Da das Experiment im Bellypod des Flugzeuges zwischen Start am Boden und Erreichen der Reiseflughöhe starken Temperatur- und Druckschwankungen ausgesetzt ist, muss die Fokussierung des Gesichtsfeldes des Detektors nachgestellt werden.

Es ist zu gewährleisten, dass das Linsenobjektiv, welches sich vor dem Infrarotdetektor befindet, während des gesamten Fluges verstellbar ist. *Bild 2.13* zeigt beispielhaft wie die Temperatur mit steigender Flughöhe in der Atmosphäre abnimmt. Unter Berücksichtigung der Umweltbedingungen, ist die Linse für einen Temperaturbereich von -63°C bis $+23^{\circ}\text{C}$ um ca. 1mm nachzustellen. Dabei ist eine axiale Bewegung mit einer Genauigkeit von $30\mu\text{m}$ durchzuführen [Arn07].

Der Druck nimmt mit steigender Flughöhe kontinuierlich ab. In der Praxis lässt sich sagen, dass sich der Atmosphärendruck alle 5500 m halbiert. Ausgelegt ist das Experiment für den Druckbereich von 1mbar bis 1030mbar. Diese enorme Druckänderung verändert ebenfalls die Eigenschaften der Linse. Es wird deutlich, dass ein Verstellen der Linse während des Fluges unumgänglich ist, da eine durchgeführte Fokussierung am Boden auf einer Flughöhe von 15 km nicht mehr ausreichend ist.

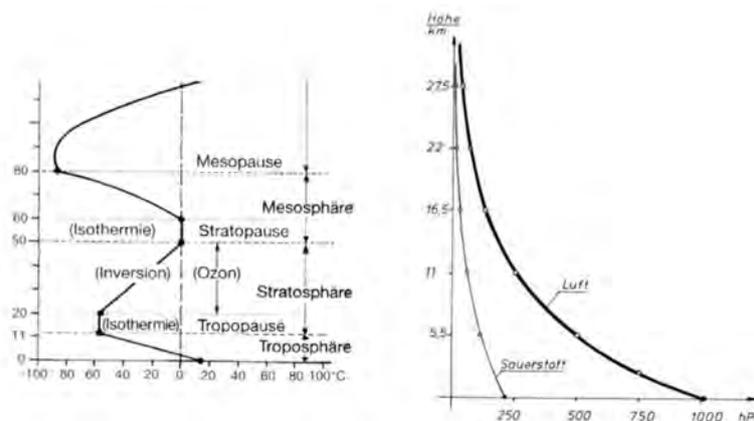


Bild 2.13: Temperatur- und Druckverlauf in der Atmosphäre [Kir07]

2.4 Justageeinheiten im Interferometer

Wie aus Kapitel 2.3 hervorgeht, ist es notwendig, Vorkehrungen zu treffen, um unerwünschten negativen Effekten im Michelson-Interferometer vorzubeugen. Die Justageeinheiten im Michelson-Interferometer dienen dazu, das Interferometer bezüglich des Shear-Effektes abzugleichen. Außerdem muss eine Änderung der Linsenbrennweite auf Grund von Änderungen des Brechungsindex, die durch Temperaturschwankungen ausgelöst werden, kompensiert werden. Zur Vermeidung des Shear-Effektes ist es notwendig einen XY-Tisch mit angebrachter Spiegelecke im μm -Bereich verfahren zu können. Die Linse im Objektiv muss eindimensional mit einer ähnlichen Genauigkeit verstellbar sein, dabei ist es wichtig stets eine genaue Auskunft über die Position der Linse zu erhalten.

Simulationen des Shear-Effektes haben ergeben, dass es notwendig ist, eine der beiden Spiegelecken um jeweils 4 mm in X- und Y-Richtung verstellbar zu realisieren. Um eine kompakte Bauweise zu erreichen, wurde beschlossen einen XY-Tisch mit Piezokristallen zu konstruieren. *Bild 2.14* zeigt links den fertigen Tisch ohne Spiegelecke und rechts eine 3D-CAD-Zeichnung mit montierter Spiegelecke.

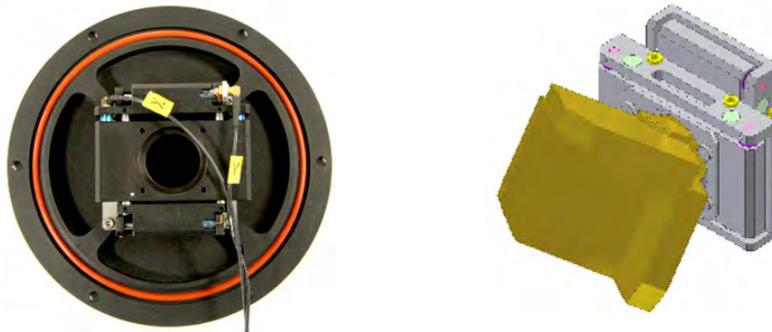


Bild 2.14: Piezo XY-Schlitten

Piezokristalle besitzen die Eigenschaft, sich bei Anlegen einer Spannung zu deformieren, bzw. sich auszudehnen. Durch einen speziellen Aufbau ist es möglich einen Antrieb zu schaffen, welcher auch kleinste Bewegungen durchführen kann. Auf die genaue Funktionalität des Piezoschlittens wird noch detailliert in Kapitel 3.1 eingegangen.

Für die Bewegung des Linsenobjektives bedarf es einer Verstellmechanik, welche dafür ausgelegt ist, die Linse axial zu verfahren. Durch Analyse der Linseneigenschaften [Arn07] ist eine mechanische Umsetzung des Linsenverfahrweges von 1mm notwendig. Die Schrittmotorwelle ist dazu mit entsprechender Untersetzung durch einen Schneckenantrieb an das Linsenobjektiv gekoppelt. Da es von großer Bedeutung ist, Auskunft über die aktuelle Position des Objektivs zu haben, wurde ein Schrittmotor ausgewählt, welcher über zwei Wellenenden verfügt. Ein Wellenende ist an den Antrieb gekoppelt, und ein Wellenende ist an einen magnetischen Absolutdrehgeber angeschlossen. Der Drehgeber dient dazu die Umdrehungen der Welle zu zählen um so Rückschluss auf die aktuelle Position der Linse zu gewähren.

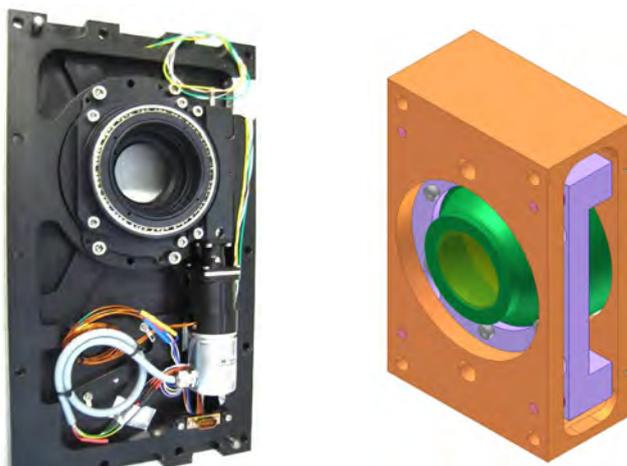


Bild 2.15: Realisierung Objektiv

Unter Berücksichtigung der Umweltbedingungen, ist die Linse um ca. 1mm mit einer Genauigkeit von 30 μ m nachzustellen [Arn07]. Das Getriebe, welches für das Objektiv in der Verstellmechanik eingebaut wird, besitzt einen maximalen axialen Weg von 4mm mit einer Genauigkeit von 35nm.

Es kristallisiert sich heraus, dass die zuvor beschriebenen Effekte im Interferometer mittels elektromechanischen Komponenten beseitigt werden können. Für die Ansteuerung der vorhandenen elektromechanischen Bauteile wird eine entsprechende Elektronik erstellt.

3 Verwendete elektromechanische Komponenten

Für die Justageeinheiten des Interferometers bedarf es dreier verschiedener elektromechanischer Bauelemente.

Piezo X-Y-Tisch: verfährt eine Spiegelecke in X- und Y-Richtung

Schrittmotor: bewegt die Linse im Objektiv in axialer Richtung

Absolutdrehgeber: ist an der Schrittmotorwelle befestigt um die Linsenposition zu bestimmen

Dieses Kapitel soll dem Leser einen theoretischen Hintergrund über die drei verschiedenen Bauelemente verschaffen.

3.1 Piezo X-Y-Tisch mit Piezo-Trägheitsantrieb

Der hier behandelte Piezo-Antrieb arbeitet nach dem Aktorprinzip als piezoelektrischer Trägheitsantrieb und wurde eigens für das GLORIA-AB-Instrument im Forschungszentrum Karlsruhe hergestellt. Er besteht im Wesentlichen aus einer starren Mechanik und vier Piezokristallen welche mittels Schlitten an eine bewegliche Mechanik gekoppelt sind. Bei dem Piezo-Antrieb handelt es sich um einen Zweiachsen-Tisch, welcher in X- und Y-Richtung einen Weg von 4cm fahren kann. Auf diesem Tisch ist eine der zwei Spiegelecken fest montiert, um diese zweidimensional verstellbar in das Michelson-Interferometer zu integrieren. *Bild 3.1* zeigt eine Frontalansicht des Piezo-Antriebs. In den Metallabschirmungen (1) befinden sich die Piezokristalle, welche jeweils paarweise an ein Koaxialkabel angeschlossen sind. Pro Achse werden zwei Piezokristalle verwendet, um die aufgebrachte Kraft des Piezoeffektes nicht einseitig auf die Achsen auszuüben. Der Tisch lagert auf vier Schienen (2), jeweils zwei für die X- und Y-Richtung. Im Bild sind die zwei Schienen für die Bewegung in X-Richtung verdeckt. Im Folgenden behandelt Kapitel 3.1.1 den theoretischen Hintergrund zum Piezo-Effekt, und die Kapitel 3.1.2 und 3.1.3 beschreiben die Funktionsweise des hier verwendeten Piezo-Antriebs.

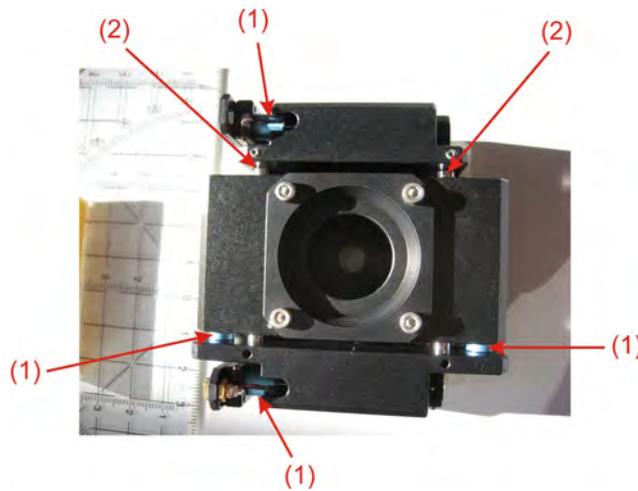


Bild 3.1: Frontansicht des Piezo-Antriebs

3.1.1 Der Piezo-Effekt

Wie in Bild 3.2 zu sehen, wird der Piezoeffekt in der Sensorik und Aktorik benutzt. Er beruht auf der Tatsache, dass piezoelektrische Materialien auf Deformation mit einer Polarisation von elektrischen Ladungen reagieren. Bei dem umgekehrten Weg, dem sogenannten reziproken Piezo-Effekt deformiert sich der Kristall durch das elektrische Feld auf Grund einer von außen angelegten Spannung.

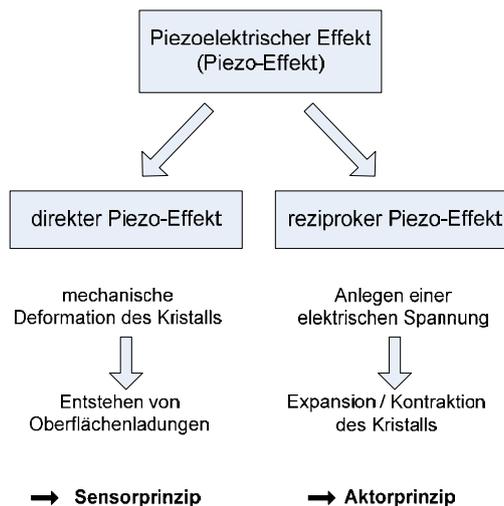
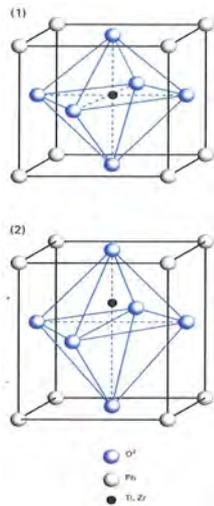


Bild 3.2: Unterschiede zwischen Sensorprinzip und Aktorprinzip



Piezoelektrische Materialien besitzen einen besonderen Aufbau ihres Kristallgitters. Wie in *Bild 3.3* zu sehen besitzen sie oberhalb ihrer Curie Temperatur einen oktaedrischen Aufbau innerhalb eines raum-kubischen Gitters (1). Unterhalb ihrer Curie Temperatur ist dieser Aufbau jedoch tetragonal verzerrt (2).

Ferroelektrika werden Materialien genannt, welche in der Lage sind, durch ein elektrisches Feld ihre polarisierten Elementarzellen auszurichten [Pic09]. *Bild 3.4* zeigt den Ablauf des Polarisierungsprozesses in einem Piezokristall.

Bild 3.3: PZT Kristallstruktur [Pic09]

Aus *Bild 3.4* lässt sich der Prozess, welcher zur Verformung des Werkstoffs führt erkennen. Die blaue Umrandung soll dabei die Ausdehnung des Körpers veranschaulichen.

Die polarisierten Elementarzellen in Festkörpern, die sogenannten Dipole, sind ohne äußeres Feld stochastisch gerichtet, so dass sich die Dipolmomente im Mittel kompensieren (1). Wird in dem Kristall ein elektrisches Feld erzeugt, so richten sich diese Dipole in Vorzugsrichtung aus. Dies ist annähernd linear abhängig von der Höhe des elektrischen Feldes \vec{E} . Durch die Ausrichtung der Dipole im Kristall tritt eine Verformung des Materials ein (2). Wird das elektrische Feld abgeschaltet, so fallen die Elementarzellen wieder in einen für sie stabilen Zustand ohne äußere Krafteinwirkung zurück (3). Eine Restausrichtung der Dipole bleibt.

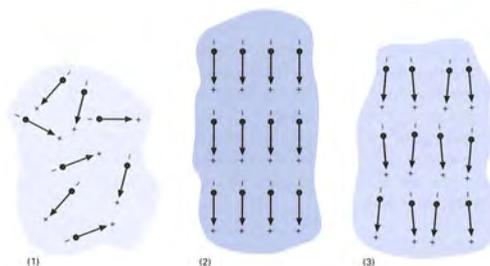


Bild 3.4: Polarisierungsprozess bei Piezokristallen im Aktorprinzip [Pic09]

3.1.2 Aufbau des Antriebs

Der hier behandelte Antrieb arbeitet nach dem piezoelektrischen Trägheitsprinzip. Für den Aufbau des Piezo-Antriebes wurden Piezoaktoren vom Typ PICMA von der Firma Piceramic [Pic09] verwendet. Der Trägheitsantrieb basiert auf physikalische Reibungskräfte und Trägheitsmomente. Um dies zu nutzen, wird der Piezokristall mittig zwischen einer Trägheitsmasse und einer Nadel fixiert (siehe *Bild 3.5*). Die Nadel wird zusätzlich zwischen einem Klemmmechanismus angebracht, und bewegt sich auf Grund der Reibungskraft nicht ohne äußere Krafteinwirkung.

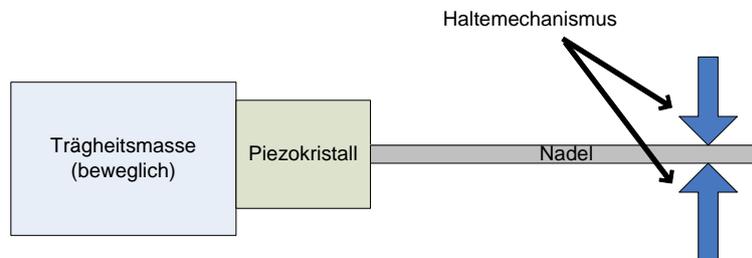


Bild 3.5: Schematischer Aufbau des Piezoantriebes



Bild 3.6: Zerlegter Piezoantrieb aus dem bestehenden XY-Tisch

Bild 3.6 zeigt den verwendeten Antrieb im ausgebauten Zustand. Insgesamt besteht der Antrieb aus vier dieser Komponenten. Jeweils zwei für die Bewegung in X- und in Y-Richtung. Das folgende Kapitel beschreibt die Funktionsweise dieses Antriebs.

3.1.3 Funktionsweise

Um den Trägheitsantrieb in Bewegung zu setzen, muss von außen eine periodische Spannung in Form einer Sägezahnspannung an die jeweiligen Piezokristalle angelegt werden. Die Funktionsweise des Piezo-Antriebs lässt sich am besten mit Hilfe von *Bild 3.7* erläutern. Bei (1) befindet sich der Antrieb inklusive des Piezokristalls in seinem Ruhezustand. Es liegt keine Spannung an der Piezokeramik an. Wird mit einer sehr hohen Flankensteilheit eine ausreichend große Spannung an die Keramik angelegt, so dehnt sich der Piezokristall ruckartig aus (2). Dies hat zur Folge, dass sich der zu verstellende Körper auf Grund der trägen Masse („Positioning Body“, hier braun dargestellt) nicht verstellt, jedoch die Nadel eine derart hohe Beschleunigung \bar{a} erfährt, so dass die Reibungskraft des Haltemechanismus („Clamp mechanism“, hier grau mit Pfeilen) nicht ausreicht, um die Nadel zu halten. In Phase (3) bis (4) tritt die eigentliche Bewegung des Schlittens ein. Durch eine lange Abfallzeit der Spannung wird die Wirkung des Haltemechanismus wieder in Kraft gesetzt. Der Piezokristall zieht sich allmählich analog zu der anliegenden Spannung zusammen. Diese Kontraktion bewirkt, dass sich die träge Masse des Körpers gleichzeitig mit der Verkleinerung des Piezokristalls nach rechts bewegt, da die Nadel von dem Haltemechanismus gehalten wird. Dieser Vorgang wird periodisch wiederholt, um eine anhaltende Bewegung zu erzeugen.

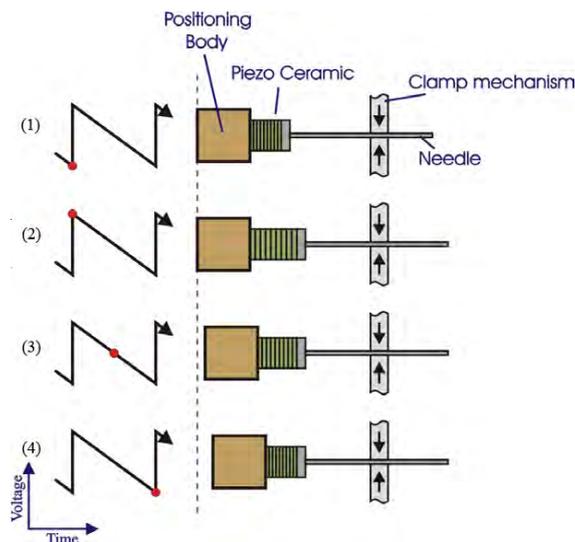


Bild 3.7: Funktionsweise des Piezo-Antriebs [Gem04]

3.2 Schrittmotor

Schrittmotoren werden vor allem im Bereich der Positioniersteuerungen eingesetzt. Die charakteristischen Eigenschaften dieser Antriebe sind in direktem Zusammenhang zwischen den elektrischen Signalen und der Drehbewegung des Schrittmotors zu sehen. Jeder Steuerimpuls erzeugt einen Schritt mit definiertem Drehwinkel.

In der vorliegenden Arbeit wird ein Schrittmotor ebenfalls in einer Positioniersteuerung eingesetzt, um das Objektiv (1) zu verfahren. Dazu ist ein Hybrid-Schrittmotor (2) fest in einem Getriebe (3) eingebaut, welches die Drehung der Motorwelle in eine translatorische Bewegung der Linse umsetzt. Die Umdrehungen der Motorwelle, und damit auch der Linse, werden mit einem Absolutdrehgeber (4) kontrolliert. Ziel ist es einen Schrittmotorantrieb für den Einsatz bei tiefen Temperaturen zu schaffen, welcher ein hohes dynamisches Drehmoment liefert und in der Schrittgeschwindigkeit variabel einstellbar ist. *Bild 3.8* zeigt den mechanischen Aufbau des Objektivs. Im Folgenden soll speziell die Ansteuerung des Motors erklärt, als auch die sich darauf aufbauende Implementierung im FPGA erläutert werden. Für weitere Recherchen zu Schrittmotoren sei an dieser auf [Wei08] und [Pra87] verwiesen.

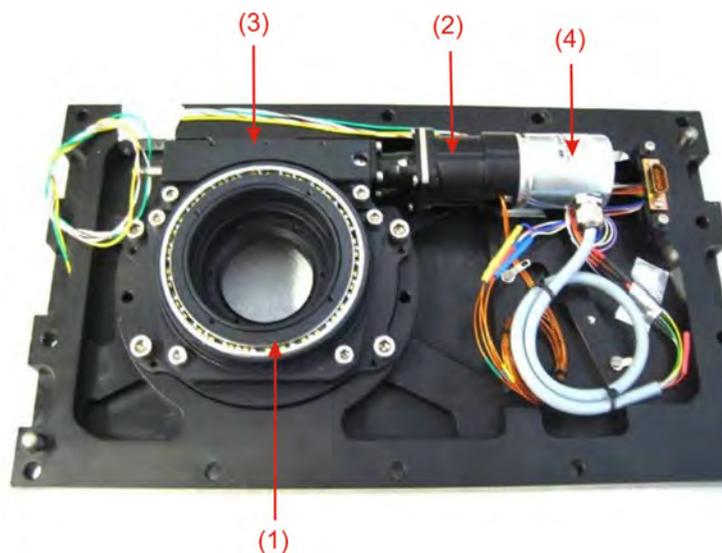


Bild 3.8: Aufbau des Objektivs

3.2.1 Schrittmotortyp

Schrittmotoren lassen sich in zwei Kategorien unterteilen.

- Ohne Permanentmagnet: Reluktanz-Schrittmotor
- Mit Permanentmagnet: Permanentmagnet-Schrittmotor,
Hybridschrittmotor

Ein Motor der die guten Eigenschaften des Reluktanz-Schrittmotors (kleine Schrittwinkel) und des Permanentmagnet-Schrittmotors (hohes Drehmoment) vereint ist der Hybrid-Schrittmotor. Diese Art von Schrittmotor ist zugleich derjenige, welcher in der vorliegenden Arbeit verwendet wird.

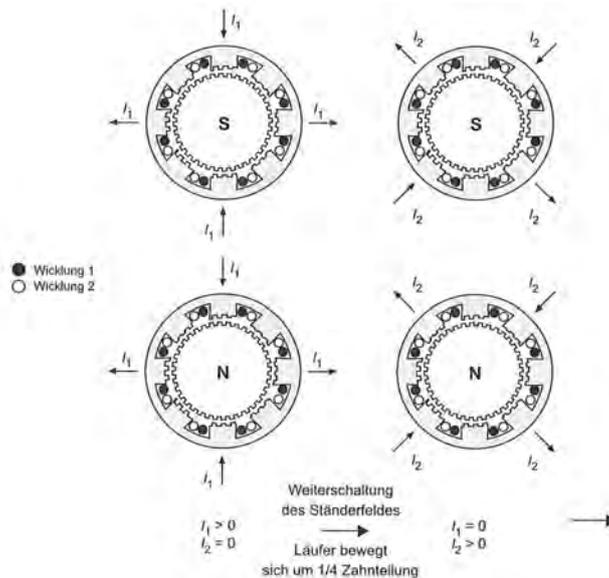


Bild 3.9: Funktionsprinzip des Hybrid-Schrittmotors [Wei08]

Die meisten Hybrid-Schrittmotoren sind als bipolare zweiphasige Motoren wie in Bild 3.9 aufgebaut. Es gibt jedoch auch Ausführungen als unipolare, vierphasige Schrittmotoren mit Bifilarwicklungen [Wei08]. Der in dieser Arbeit verwendete Schrittmotor besitzt 4 unabhängige Motorspulen, und kann somit für den bipolaren als auch für den unipolaren Einsatz verwendet werden. Aus den daraus verfügbaren Verdrahtungskombinationen, wie in Bild 3.12 zu sehen, ergeben sich dann verschiedene Drehmoment-Frequenz-Kennlinien für einen bestimmten Motortyp [Phy09]. Da eine unipolare Ansteuerung nicht vorgesehen ist, soll

an dieser Stelle nur auf die Möglichkeiten der bipolaren Ansteuerung eingegangen werden.

3.2.2 Ansteuerungsverfahren

Für die gewählte 4-Leiter-Schaltungsart mit seriellen Wicklungen, ist eine bipolare Ansteuerung der Schrittmotorendstufe nötig, wie in *Bild 3.10* zu sehen.

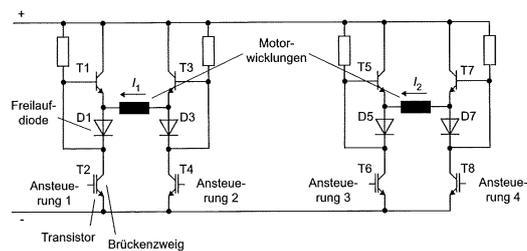


Bild 3.10: Endstufe für bipolare Ansteuerung [Wei08]

Für jede Spule des Schrittmotors bedarf es beim bipolaren Betrieb zwei Ausgänge einer Strom treibenden Endstufe. Damit besteht die Möglichkeit mit der Endstufe einen positiven oder negativen Spulenstrom in die Motorwicklungen einzuprägen, je nachdem in welche Richtung der Strom durch die Wicklungen fließt, ist dabei T2 oder T4 durchgesteuert. Die gezeigte Endstufe, dient als Grundlage für die in *Bild 3.11* benutzten Signale.

Bei der Ansteuerung wird zwischen Vollschritt- und Halbschrittbetrieb unterschieden, dabei wird die Schrittzahl in Datenblättern von Schrittmotoren stets als Vollschritte angegeben. Bei dem Vollschrittverfahren werden immer beide der zwei Phasen bestromt, so dass beide Wicklungen einen Strom führen. Damit entwickelt der Motor ein größeres Drehmoment, neigt aber auf Grund der größeren Schrittweite leichter zu Schwingungen.

Beim Halbschrittbetrieb werden abwechselnd beide oder nur eine Wicklung mit Strom beaufschlagt. Dadurch entsteht eine Ansteuerungskurve, welche in Maßen einer sinusförmigen Schwingung gleicht. Auf Grund der sich dadurch ergebenden Zwischenschritte wird der Schrittwinkel feiner aufgelöst. Das Verfahren halbiert die Schrittweite, was bedeutet dass für eine 360° Umdrehung des Läufers doppelt so viele Schritte notwendig sind. Daraus resultieren genauere Positioniervorgänge und schwingungsärmere Drehverläufe. Allerdings bildet der

Schrittmotor während der Halbschritte ein geringeres Drehmoment aus, da nur eine Motorwicklung bestromt wird.

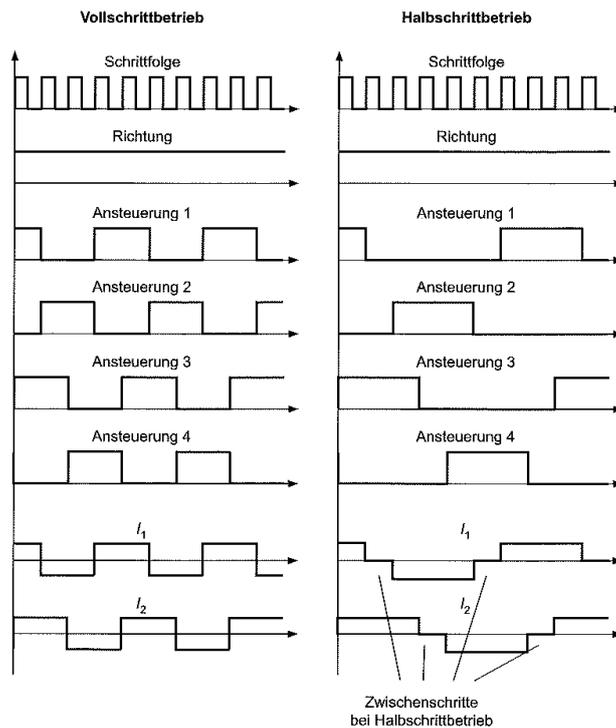


Bild 3.11: Unterschied zwischen Vollschritt und Halbschrittbetrieb [Wei08]

Der in der Arbeit verwendete Schrittmotor wird gekoppelt an ein stark untersetztes Getriebe, um mit sehr feiner Auflösung die Linse axial verfahren zu können. Ausgelöst durch große Temperaturschwankungen kommt es in metallischen Werkstoffen zu Verformungen, welche sich durchaus negativ auf die Beweglichkeit des Getriebes auswirken können. Es soll gewährleistet werden, dass sich die Linse im gesamten Temperaturbereich von -40°C bis $+85^{\circ}\text{C}$ verfahren lässt. Auf Grund dieser Anforderungen an die Justageeinheiten ist es wichtig, ein hohes Drehmoment aufbringen zu können. Daher scheint der Vollschrittbetrieb zunächst sinnvoller. Für erste Tests werden beide Ansteuerungsverfahren implementiert.

Der Schrittmotor vom Typ ZSS besitzt vier Motorspulen, welche je nach Bedarf parallel oder seriell verdrahtet werden können. *Bild 3.12* zeigt den Unterschied zwischen der parallelen und seriellen Motorverdrahtung.

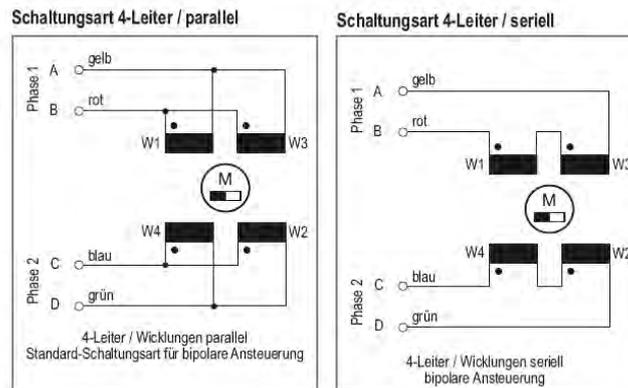


Bild 3.12: Schaltungsvarianten eines Phytron ZSS Schrittmotors [Phy09]

Auf Grund der Induktivität der Motorwicklungen ist das jeweilige Drehmomentverhalten abhängig von der Kreisfrequenz ω :

$$\underline{Z} = \sum R + \sum j\omega L \quad (3.1)$$

Die Serienschaltung verdoppelt die Ampere-Windungen bei gegebenem Strom. Das maximale Drehmoment ist bei dieser Beschaltung bei niedrigen Frequenzen größer als bei der Parallelschaltung. Bei höheren Geschwindigkeiten fällt das Drehmoment früher ab, da die Gesamtinduktivität den vierfachen Wert annimmt [Phy91].

Bei der Parallelschaltung reduzieren sich gegenüber der Serienschaltung die ohmschen Verluste. Die Gesamtinduktivität ist, verglichen mit einer einzelnen Wicklung, gleich. Dadurch bleibt das Drehmoment bei höheren Geschwindigkeiten länger konstant als bei der Reihenschaltung [Phy91].

Da in dieser Anwendung ein hohes Drehmoment, zum Beispiel bei Vereisung des Objektivs, auch bei niedrigen Drehzahlen erforderlich ist wird der Schrittmotor seriell verdrahtet. Der verwendete 2-Phasen-Hybrid-Schrittmotor weist eine Standardschrittzahl von 200 Schritten auf und entspricht einer Schrittwinkelauflösung von $1,8^\circ$.

3.2.3 Stromform / Strombegrenzung

Laut Datenblatt des hier zu behandelten Schrittmotors beträgt der elektrische Widerstand einer Wicklung $6,5\Omega$ und die Induktivität einer Wicklung $1,5mH$. Da dieser Widerstand zu einem höheren Stromfluss als der maximalen $0,6A$ innerhalb der Wicklung führen würde, muss der Strom entsprechend begrenzt werden. Zur Methodik der Strombegrenzung gibt es mehrere Ansätze, wovon drei näher erläutert werden sollen.

1. Anpassung des Stromes über die Spannung.
2. Konstantspannungstreiber mit Serienwiderstand
3. Konstantstromtreiber mit Chopper

Anpassung des Stromes über die Spannung: Um einen maximalen Strom von $0,6A$ pro Wicklung zu gewährleisten wird nach dem Ohm'schen Gesetz eine Spannung von $3,9V$ benötigt. Der Schrittmotor würde sich in diesem Fall bewegen, jedoch nur bei sehr niedrigen Schrittraten. Nimmt die Motorfrequenz zu, so steigt auch die Gegen-EMK (Gegeninduktionsspannung) im Motor und begrenzt den Strom. Da die Summe aus beiden Stromanteilen das Drehmoment bildet, ist ein sicherer Betrieb durch diese Maßnahme keinesfalls gewährleistet.

Konstantspannungstreiber mit Serienwiderstand: Idealerweise sollte unmittelbar am Schrittanfang der volle Phasenstrom fließen, da der Motor sein volles Drehmoment am Anfang eines Schrittes entwickeln kann, bei einem Phasenwinkel von 90° . Dies wird deutlich durch Betrachten der Drehmomentgleichung

$$M = k \cdot I \cdot \sin \varphi \quad (3.2)$$

Wobei k die für den jeweiligen Motor spezifische Motordrehmomentkonstante darstellt. Bedingt durch die Wicklungsinduktivität des Motors entsteht eine Zeitkonstante, welche den Stromanstieg in der Wicklung reduziert, so dass im Einschaltmoment nicht sofort die volle Stromstärke durch die Wicklung fließt. Diese Zeitkonstante errechnet sich durch

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{1,5mH}{6,5\Omega} = 231\mu s \quad (3.3)$$

Damit ist, um das höchstmögliche Motordrehmoment aufzubringen, die maximale Schrittgeschwindigkeit auf ca. 4kHz beschränkt. Durch Hinzufügen eines Serienwiderstandes kann die Spannung aus Ansatz 1 erhöht werden und zudem die Zeitkonstante verkleinert werden, jedoch resultiert daraus eine hohe Verlustleistung am Widerstand und der Wirkungsgrad der Schaltung würde sich erheblich schmälern, da die Gesamtverlustleistung entsprechend steigt. Somit ist dieser Ansatz ebenfalls nicht praktikabel.

Konstantstromtreiber mit Chopper: Bei der Konstantstromerzeugung mittels Chopper wird der Treiber der Phasenwicklung direkt an die gegebene maximale Motorspannung gelegt. Der durch einen Messwiderstand verursachte Spannungsabfall wird mit einem Referenzwert verglichen, um so die Transistoren in der Endstufe entsprechend bei einem zu hohen Strom abzuschalten.

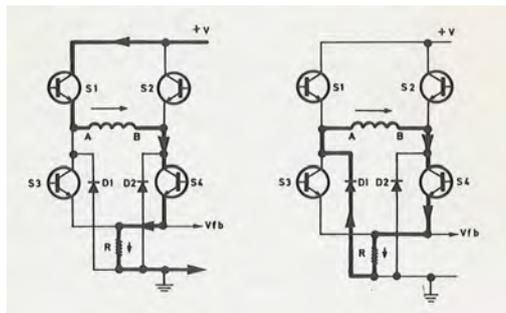


Bild 3.13: Arbeitsweise des Chopper-Betriebs [Pra87]

Links in *Bild 3.13* lässt sich der Stromfluss erkennen wenn die Spannung V_{fb} noch nicht den Wert der eingestellten Referenzspannung erreicht hat. Der Strom fließt dann über S1, S4 und R zum Massepotential. Die Motorspule wirkt als Stromsenke. Erreicht der Wert der Spannung V_{fb} den der Referenzspannung, so schaltet eine entsprechende Elektronik den Transistor S1 sperrend. Die Motorspule wird auf Grund ihrer Induktivität zur Stromquelle und baut eine Spannung auf, welche einen Stromfluss über S4 und D1 aufrecht erhält. Wenn der Stromfluss wieder soweit abflacht, dass der Spannungsabfall an R kleiner als die der Referenzspannung wird, schaltet die Elektronik den Transistor S4 wieder leitend und der Prozess beginnt erneut. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass die Verlustleistung nicht steigt und ein schneller Stromanstieg gewährleistet ist.

3.2.4 Anfahrrampen

Um aus dem Stillstand des Motors heraus ein maximales Drehmoment aufbringen zu können ist es zunächst notwendig, einen möglichst steilen Stromanstieg bei einer niedrigen Motordrehfrequenz zu ermöglichen. Dazu soll eine Anfahrrampe wie in dem Diagramm in *Bild 3.15* implementiert werden, welche den Motorstrom zunächst für eine kurze Zeit über den Maximalstrom hinaus in die Wicklungen einprägt. Laut Datenblatt des Herstellers [Phy09] ist dies mit einem doppelten Phasenstrom kurzzeitig zulässig. Gleichzeitig soll die Motordrehfrequenz wie in *Bild 3.14* aus dem Stand heraus zunächst niedrig sein und sich dann erhöhen, um somit zu Beginn einer Drehsequenz aus dem Stand heraus ein hohes Drehmoment aufbringen zu können.

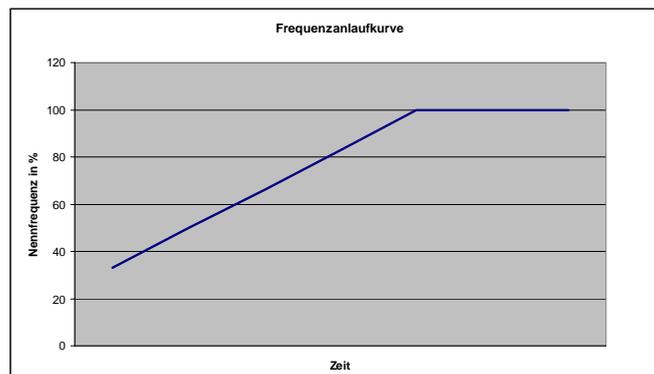


Bild 3.14: mögliche Form der Schrittmotor-Frequenzanlaufkurve

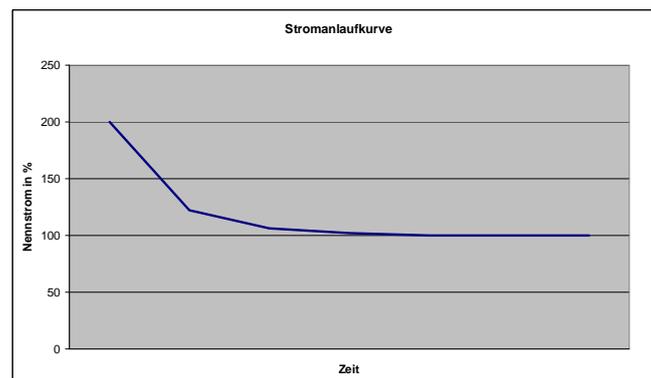


Bild 3.15: mögliche Form der Schrittmotor-Stromanlaufkurve

3.3 Absolut Drehgeber

Drehgeber, oder auch Winkelcodierer genannt, werden überall dort eingesetzt wo mechanische Bewegungen exakt vermessen werden sollen. Die gewonnenen Informationen werden ausgewertet um den weiteren Steuerungsablauf einer Bewegung zu bestimmen. Im Objektivversteller wird der Drehgeber dazu verwendet die exakte Position der Linse im Objektiv zu bestimmen. Dazu ist der Drehgeber fest mit der Motorwelle des Schrittmotors verankert. (siehe *Bild 3.8* auf Seite 26)



Bild 3.16: MAGRES Absolutdrehgeber der Firma BAUMER

3.3.1 Funktionsweise

Bei dem verwendeten Drehgeber handelt es sich um einen magnetischen Absolut-Multiturn-Drehgeber der Firma BAUMER [Bau09] (siehe *Bild 3.16*). Absolut-Multiturn-Drehgeber erfassen die mechanische Drehbewegung eines Antriebes über mehrere Umdrehungen. Der verwendete Drehgeber erzeugt seine absolute Positionsinformation über einen internen Stabmagneten. Das so erzeugte und rotierende magnetische Feld wird von einem Magnetsensor in nahezu perfekte Sinus- und Cosinus-Signale umgewandelt. Mit einem Interpolator und der Auswerteelektronik entstehen die absoluten eindeutigen Positionswerte. Der verwendete Drehgeber besitzt dabei zwei Register mit einem Wertebereich von 10 Bit für Singleturn und 15 Bit für Multiturn. Singleturn beschreibt die Inkremente innerhalb einer vollen Umdrehung, Multiturn die Anzahl der vollen Umdrehungen. Für Singleturn ergibt sich eine effektive Auflösung bei 1024 Inkrementen (10 Bit) von $360^\circ/1024 \sim 0,35^\circ$. Insgesamt können maximal 32767 Umdrehungen (15 Bit) im Multiturn-Register erfasst werden. Die Werte der Register

des Drehgebers werden über die SSI-Schnittstelle ausgelesen. Die Implementierung des SSI-Protokolls ist Bestandteil dieser Arbeit und wird gezielter im folgenden Abschnitt beschrieben.

3.3.2 SSI-Schnittstelle

Die SSI-Schnittstelle besteht aus zwei Signalen, dem Taktsignal (clock) und dem Datensignal (data). Für die Übertragung der Daten des Drehgebers werden insgesamt 25 Takt-Signale (clock) vorgegeben und 25 Datensignale (data) zurück gelesen. Da der Drehgeber autark arbeitet, wird der Positionswert periodisch ausgelesen ohne dass eine Datenkommunikation stattfindet. Der Positionswert liegt in einem internen Schieberegister im Drehgeber als 25-Bit-Binärwert vor. Für eine volle Abfrage der Position wird vom FPGA eine Taktfolge von 25 Bit gesendet. Der Drehgeber legt darauf bei jeder fallenden Taktflanke den entsprechenden Wert, beginnend mit dem MSB, an den Datenausgang. Nach abgeschlossener Kommunikation liegt die Taktleitung wieder auf High-Pegel. *Bild 3.17* beschreibt den genauen Ablauf und *Bild 3.18* den Aufbau eines Datenwortes.

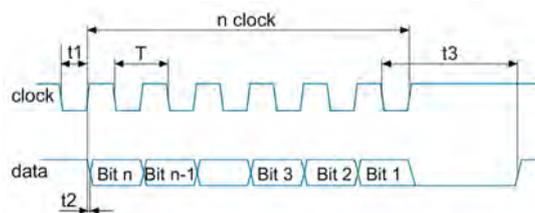


Bild 3.17: Datenkommunikation mit SSI

Impulszeiten:

- $T = 1 \mu\text{s}$ bis $10 \mu\text{s}$
- $t_1 = 0,5 \mu\text{s}$ bis $5 \mu\text{s}$
- $t_2 < 0,2 \mu\text{s}$
- $t_3 > 12 \mu\text{s}$ bis $25 \mu\text{s}$



Bild 3.18: Aufbau eines Datenwortes

4 Technische Realisierung der Aufgabenstellung

4.1 Lösungsansätze

Es sollen zunächst drei Lösungsansätze näher betrachtet werden und aufgezeigt werden, warum nur einem in dieser Arbeit nachgegangen wurde.

Zunächst gilt es zu erörtern, ob es sinnvoll ist eine komplette Entwicklung von Grund auf durchzuführen, oder ob es vielleicht besser ist, bereits fertige Module für die einzelnen Anforderungen käuflich zu erwerben und diese in ein Gesamtsystem zu integrieren. *Bild 4.1* zeigt schematisch den Aufbau der Flugelektronik für Detektor und Interferometer. Die hier diskutierte Arbeit ist in der IFME-Unit (IFME = Interferometerelektronik) einzuordnen. Es existiert bereits ein erster Prototyp der im Bild gezeigten Hardware, wobei die Justageelektronik noch nicht entwickelt ist.

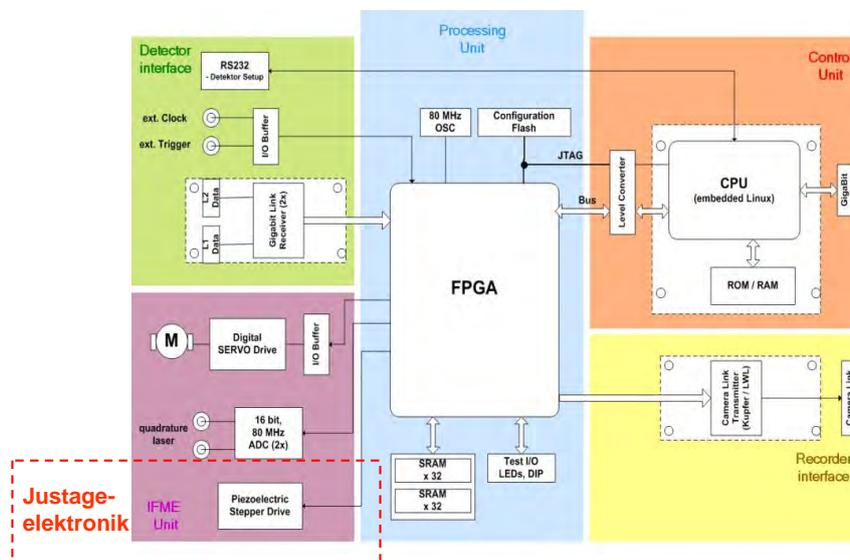


Bild 4.1: Schematisches Blockdiagramm der Ausleseelektronik für Detektor und Interferometer

Lösungsansatz 1: Da Schrittmotoren bereits sehr lange erfolgreich in verschiedenen Bereichen verwendet werden, ist es möglich, über kommerzielle

Wege Module zu erwerben, welche bereits alle elektronischen Komponenten enthalten, um einen Schrittmotor zu betreiben und darüber hinaus die Betriebsparameter wie z.B. Strom, Spannung und Frequenz zu optimieren. Ebenfalls ist es möglich SSI-Module für Drehgeber zu erwerben, die über entsprechende Schnittstellen ausgelesen werden. Für Piezoantriebe gestaltet sich der Markt momentan kleiner, doch auch hierfür gibt es bereits kommerzielle Lösungen.

Für kommerzielle Lösungen zeigt sich in Hinblick auf die spätere Integration dieser Module schnell der entscheidende Nachteil. In erster Linie sind diese Module zu groß, um sie in die Ausleselektronik zu integrieren. Sie könnten auf der einen Seite dazu beitragen, Entwicklungszeit einzusparen, jedoch lässt sich mit diesen Modulen keine Studie eines Systems durchführen, welches später an Bord des Flugzeuges Platz finden würde. Des Weiteren sind diese Module über zusätzliche Schnittstellen anzusteuern. Daraus würde resultieren, dass man das Konzept der Gesamtelektronik entsprechend erweitern müsste. Aus diesen Gründen kommen kommerziell erhältliche Produkte nicht näher in Betracht und es ist eine Neuentwicklung eines Moduls anzustreben. Lösungsansatz 1 scheidet damit aus.

Bei der Entwicklung eines solchen Moduls muss untersucht werden, welche Anforderungen erfüllt werden sollen. Sind diese Rahmenbedingungen klar, kann damit begonnen werden, den schematischen Aufbau zu skizzieren. In *Bild 4.2* ist zu erkennen, dass es in diesem Modul eine zentrale Einheit geben wird, welche die gesamte Ansteuerung übernimmt.

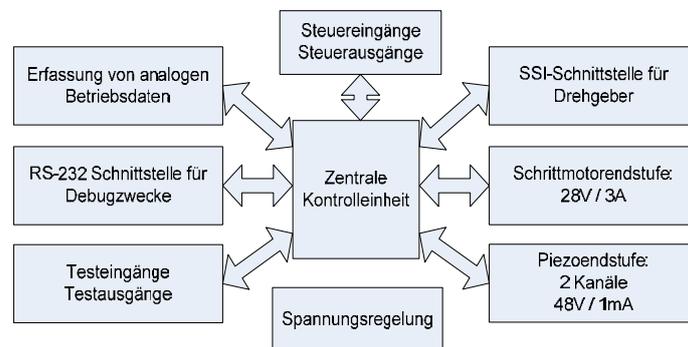


Bild 4.2: Übersichtsplan der zu entwickelnden Hardware

Im Zuge der Hardwareentwicklung, bestehen über den gegebenen Anforderungen hinaus genügend Möglichkeiten, weitere Schnittstellen zu schaffen, welche die Inbetriebnahme und Tests vereinfachen. Eine Erfassung von analogen Signalen soll als Option ebenfalls integriert werden, um zum Beispiel Auskunft über den Motorstrom zu erhalten, bzw. die am Piezokristall anliegende Spannung zu erfassen. Bei einer solchen Entwicklung ist es sinnvoll, eine standardisierte Schnittstelle, wie etwa die RS-232 zu integrieren, um so ein Datenaustausch zwischen Modul und PC zu ermöglichen. Neben diversen frei verfügbaren Testein- und ausgängen soll das Modul zusätzlich über die nötigen Steuereingänge für den Betrieb verfügen. Abschließend ist ein Netzteil zu integrieren um die Spannungen für den Betrieb der elektronischen Bauteile aus einer gegebenen Eingangsspannung zu generieren.

Es ist zu entscheiden, wie die zentrale Kontrolleinheit realisiert werden soll. Da die Anforderungen im Bezug auf Rechenleistung, bzw. Rechengeschwindigkeit an diese Einheit nicht als so kritisch erachtet werden, resultieren daraus Lösungsansatz 2 und Lösungsansatz 3.

Lösungsansatz 2: Es ist durchaus möglich die zentrale Kontrolleinheit mit einem Mikrokontroller zu realisieren. Neben den Standard 8051-Typen weist der Markt eine Vielzahl von Prozessoren auf, welche über hervorragende Eigenschaften verfügen. Diese Prozessoren besitzen neben einer ausreichenden Anzahl frei programmierbarer Ein- und Ausgänge oft zusätzliche bereits als Hardware implementierte Schnittstellen wie etwa USB oder RS-232. Darüber hinaus besteht der Vorteil, dass diese Prozessoren frei in den Programmiersprachen Assembler oder C programmiert werden können, und es gute Softwarelösungen für die Entwicklung solcher Projekte gibt. Des Weiteren werden sie der Anforderung gerecht, klein und kompakt zu sein, und sie bieten obendrein gute Werte hinsichtlich eines geringen Stromverbrauchs.

Einen Minuspunkt erzielen solche Lösungen jedoch hinsichtlich der Integration in das Gesamtsystem. Es muss eine zusätzliche Schnittstelle zwischen der bestehenden Gesamtelektronik und dem Modul hergestellt werden. Neben den zusätzlich benötigten Leiterbahnen auf der Leiterplatte bedeutet dies, dass sowohl im FPGA als VHDL Komponente, so wie auch im Mikrokontroller der Code

entsprechend dafür entwickelt werden müsste, was zusätzlichen Mehraufwand bedeutet.

Lösungsansatz 3: Die Ansteuerung der Elektronik für Justageeinheiten kann ebenso von dem bereits in der Ausleseelektronik vorhandenen FPGA übernommen werden. Dieser dritte Lösungsansatz bringt den entscheidenden Vorteil mit sich, dass auf ein bereits bestehendes System aufgesetzt werden kann, ohne dieses unnötig mit zusätzlichen Komponenten zu erweitern. Die Hardwareentwicklung würde sich in diesem Fall auf die Elektronik für die Justageeinheiten beschränken. Die zentrale Kontrolleinheit ist mit dem FPGA bereits gegeben und muss nur noch entsprechend konfiguriert werden. Moderne FPGA's bieten genügend Ressourcen, um komplexe Aufgaben wie etwa die Steuerung der Gesamtelektronik zu realisieren. In der Ausleseelektronik wird ein VIRTEX4 FPGA der Firma XILINX verwendet. Da die Programmierung von FPGA's mit der Hardwarebeschreibungssprache VHDL ausgeführt wird, ist es für diese Arbeit jedoch nicht zwingend notwendig, exakt denselben FPGA zum Testen zu wählen.

Fazit: Unter den drei Lösungsansätzen wurde die zuletzt Beschriebene weiter verfolgt, da kommerzielle Lösungen die Aufgabe nur bedingt lösen können und es einen Mehraufwand benötigen würde, die Ansteuerung mit einem Mikrokontroller durchzuführen. Aus diesem Grund wurde eine FPGA basierende Entwicklungsumgebung geschaffen, welche in Kapitel 4.2 näher erläutert wird.

4.2 Gewählte Hardware-Plattform

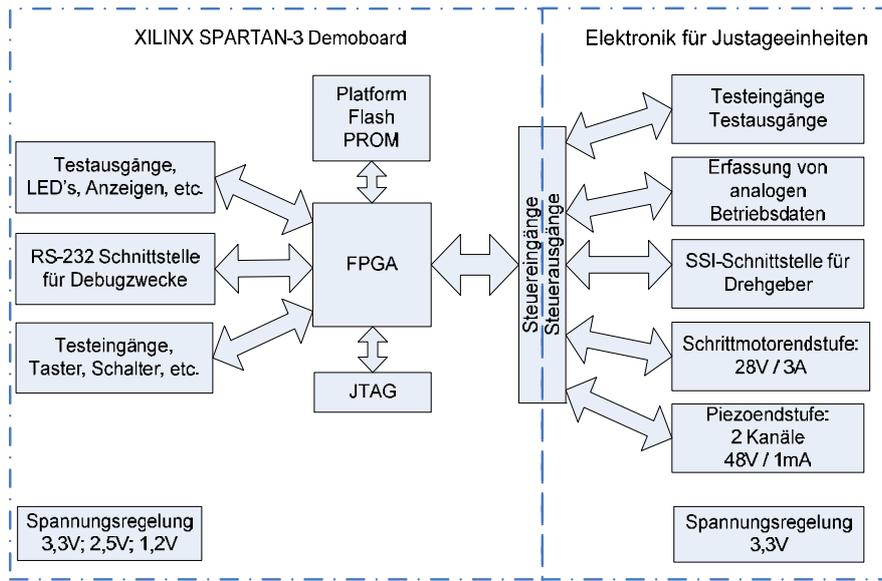


Bild 4.3: Übersicht der FPGA-basierenden Hardware

Wie aus Bild 4.3 ersichtlich, wurde ein Ansatz gewählt, in dem die Ansteuerungselektronik der Justageeinheiten aus zwei Komponenten besteht. Ein Entwicklungsboard für SPARTAN-3 FPGA's und eine im Rahmen der Arbeit entwickelte Platine (PCB) für die Elektronik der Justageeinheiten. Über eine gemeinsame Schnittstelle sind beide Module adaptiv aneinander angebracht und tauschen Daten aus. Kapitel 4.2.1 und 4.2.2 beschreiben den SPARTAN-3 FPGA inklusive dem Entwicklungsboard und Kapitel 5 die Ansteuerungselektronik.

4.2.1 XINLINX SPARTAN-3-FPGA

Ein FPGA (field programmable gate array) ist ein Logikbaustein, welcher in erster Linie ein zweidimensionales Array aus Logikzellen und programmierbaren Schaltern besitzt (siehe *Bild 4.4*). Moderne FPGA's beinhalten darüber hinaus zusätzliche Makrozellen, welche auf dem Transistorlevel bereits bei der Herstellung dieser Bauelemente integriert werden. Dabei handelt es sich um Speicherblöcke, kombinatorischer Logik, Taktmanagementblöcke, spezielle I/O-Blöcke oder gar integrierte Prozessorkerne.

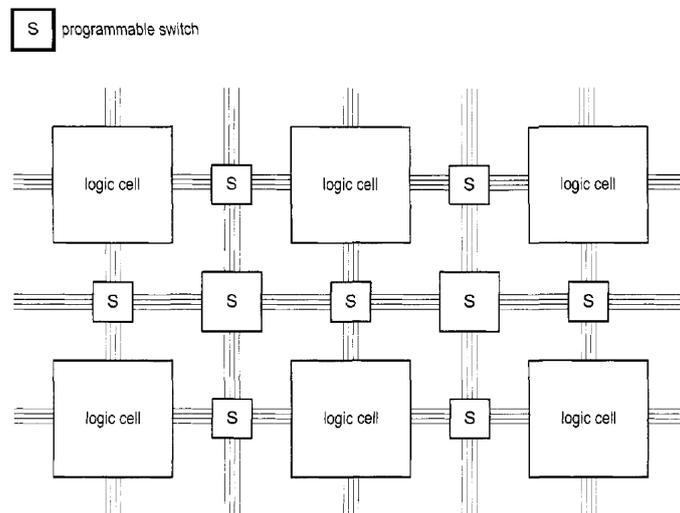


Bild 4.4: Interner Aufbau eines FPGA (vereinfacht) [Chu08]

Eine Logikzelle kann konfiguriert werden, um eine einfache Funktion auszuführen, während die programmierbaren Schalter dahingehend konfiguriert werden, einzelne Logikzellen zu verbinden, bzw. eine Anbindung an Makrozellen zu ermöglichen. Durch die Programmierung mehrerer Logikzellen und die entsprechenden Verbindungen untereinander entsteht somit ein fertiges Design. Da der gesamte Designablauf „im Feld“ (engl.: „in the field“) durchgeführt werden kann, anstelle in einer Fabrikationsstätte, entsteht somit das Synonym „field programmable“.

Das Basiselement eines SPARTAN-3-FPGA's besteht, ähnlich wie in *Bild 4.4* aus Logikzellen. Diese Logikzellen wiederum bestehen aus einer sogenannten

Look-Up-Table (LUT) ähnlich dem in *Bild 4.5*. In dieser Look-Up-Table ist die kanonische disjunktive Normalform der gewünschten Logikfunktion hinterlegt. Die SPARTAN-3-Serie verwendet dazu eine LUT mit maximal vier Eingängen und ein D-FlipFlop (D-FF). Für kombinatorische Logik (Schaltnetze) kann die Ausgangsinformation dabei an **y** abgegriffen werden. Bei synchronen, sequentiellen Schaltungen (Schaltwerke) steht die Ausgangsinformation taktsynchron am Ausgang **q** zur Verfügung. Darüber hinaus beinhaltet eine Logikzelle einen Carrykreis und einen Multiplexerschaltkreis.

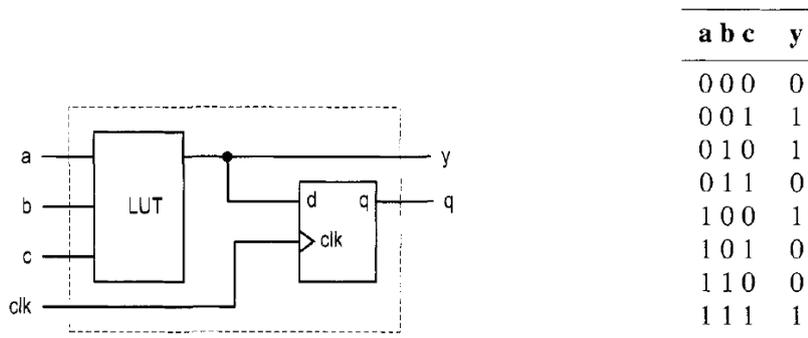


Bild 4.5: Beispiel einer FPGA Logikzelle mit LUT und D-FF mit zugehöriger Wahrheitstabelle für drei verwendete Eingänge [Chu08]

Der SPARTAN-3 Baustein besitzt vier verschiedene Typen von Makrozellen: kombinatorische Multiplier, Block RAM (engl.: random access memory), digitale Takt Manager (DCM) und Eingangs-/Ausgangs-Blöcke. Der in der hier vorliegenden Arbeit verwendete SPARTAN-3-FPGA besitzt folgende Spezifikationen:

- Anzahl Logikzellen: 4320
- Anzahl Block RAMs: 12
- Anzahl Block RAM Bits: 216K
- Anzahl Multiplier: 12
- Anzahl digitaler Takt Manager: 4

4.2.2 SPARTAN-3-Entwicklungsboard

Um eine ideale Entwicklungsumgebung zu schaffen, bietet es sich an ein bereits bestehendes Evaluationsboard für den SPARTAN-3-FPGA der Firma XILINX zu benutzen. Die Auswahl fiel hierbei auf das SPARTAN-3 Starter Board von der Firma Digilent [Dig09]. Dieses Board bietet neben einem XC3S200-FT256 mit nötiger Peripherie (Spannungsversorgung, Oszillator, JTAG, etc.) bereits einige schaltungstechnisch implementierte Eigenschaften welche der Entwicklung und Realisierung des Designs zu Gute kamen, insbesondere:

- 2 Mbit XILINX Platform Flash PROM
- Standard 9-polige RS-232 Schnittstelle mit Pegelwandler und D-SUB Stecker
- Mehrere LEDs, Schalter, Taster, sowie 7-Segmentanzeigen für Debug-Zwecke
- Drei 40-polige Pfostenleisten zum Anschließen zusätzlicher Hardware

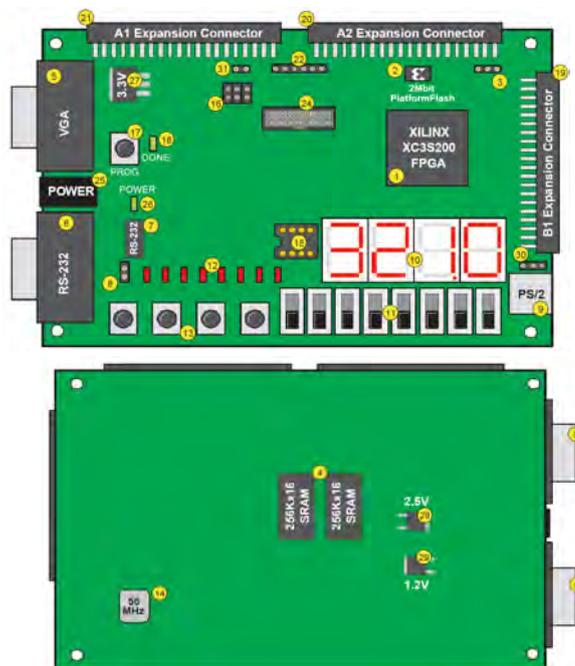


Bild 4.6: Schematische Zeichnung des S3 Entwicklungsboards [Dig09]

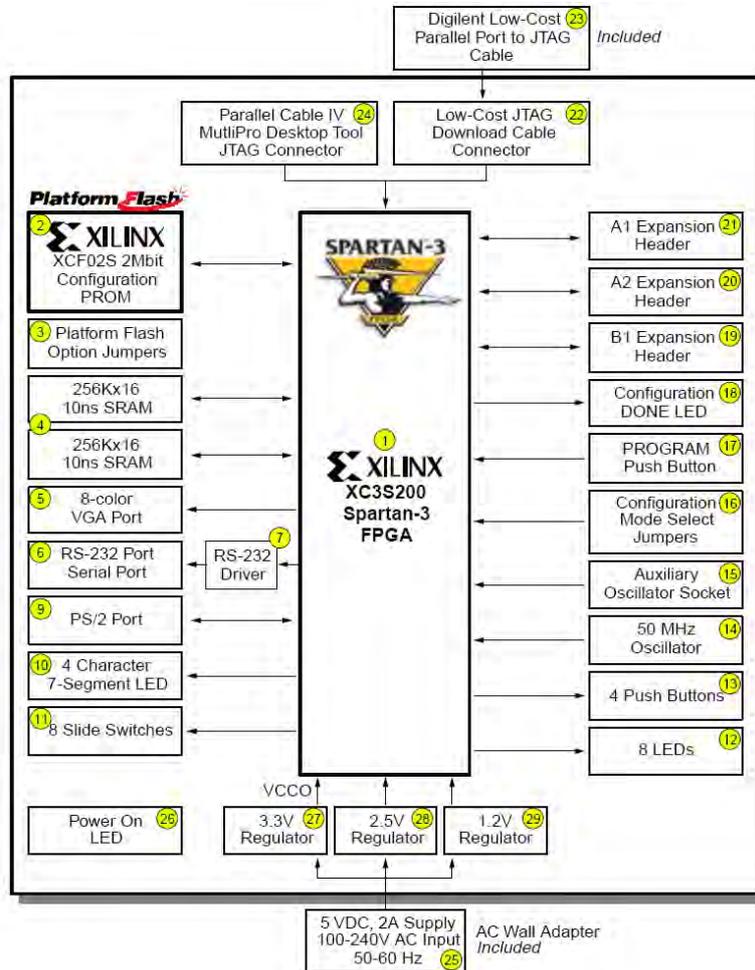


Bild 4.7: Funktionsübersicht des S3 Entwicklungsboards [Dig09]

Wie in Bild 4.6 und Bild 4.7 zu sehen, bietet das S3 Entwicklungsboard eine solide Grundlage zum Entwickeln der hier vorgestellten Arbeit. Mit diesem Board wurde die gesamte Elektronik zur Ansteuerung der Justageeinheiten in Betrieb genommen und getestet. Das PCB der Ansteuerungselektronik wurde dementsprechend geroutet, so dass eine direkte Steckverbindung zwischen den zwei Baugruppen FPGA-Board und Justage-Board hergestellt werden kann. Die frei programmierbaren I/O's des FPGA's sind fest mit den Erweiterungssteckplätzen A1 und A2 (siehe Bild 4.6) der Platine verdrahtet und werden genutzt, um die entwickelte Elektronik anzusteuern. Das S3 Board verfügt über eine JTAG-Schnittstelle, um mittels der ISE Entwicklungssoftware geschriebe-

nen VHDL-Code in das Platform Flash zu übertragen. Die serielle Schnittstelle wird genutzt, um eine Datenkommunikation zwischen dem PC mit LabView und der Ansteuerungselektronik für die Justageeinheiten herzustellen.

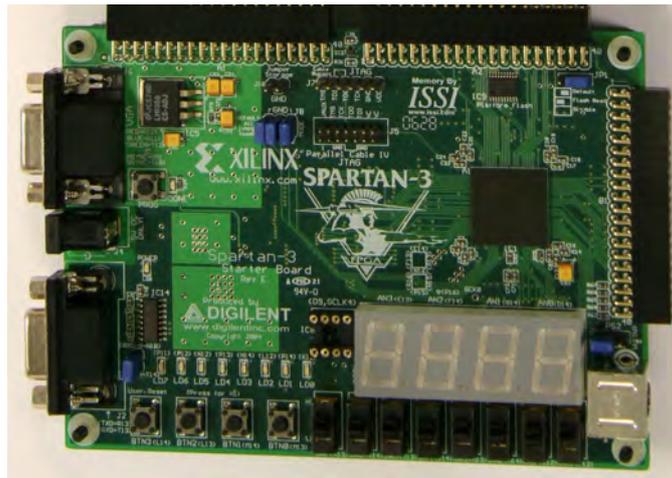


Bild 4.8: SPARTAN-3 Entwicklungsboard

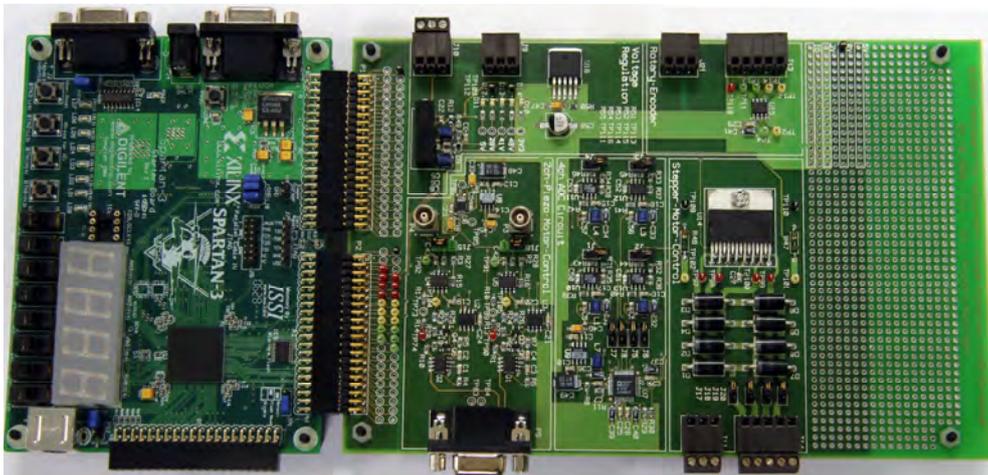


Bild 4.9: S3-Entwicklungsboard und neu entwickeltes Justageboard

5 Entwickelte Elektronik zur Ansteuerung der Justageeinheiten

Um die Aufgabenstellung realisieren zu können, wurde eine Platine mit der EDA Software Mentor Graphics Expedition entwickelt, welche alle Hardware Komponenten zur Ansteuerung der Justageeinheiten enthält.

Es handelt sich dabei um eine vierlagige Platine, bestückt mit SMD-Bauteilen, als auch mit bedrahteten Bauteilen. Diese Hardware enthält alle adaptiven Verbindungen zu den einzelnen Komponenten Schrittmotor, Piezoantrieb, Absolutdrehgeber und S3 Board von Digilent.

In diesem Kapitel sollen die einzelnen elektronischen Komponenten zum Ansteuern von Piezoantrieb, Schrittmotor und Auslese des Inkrementaldrehgebers schaltungstechnisch näher betrachtet werden. Die Implementierung im FPGA wird im Kapitel 6 behandelt.

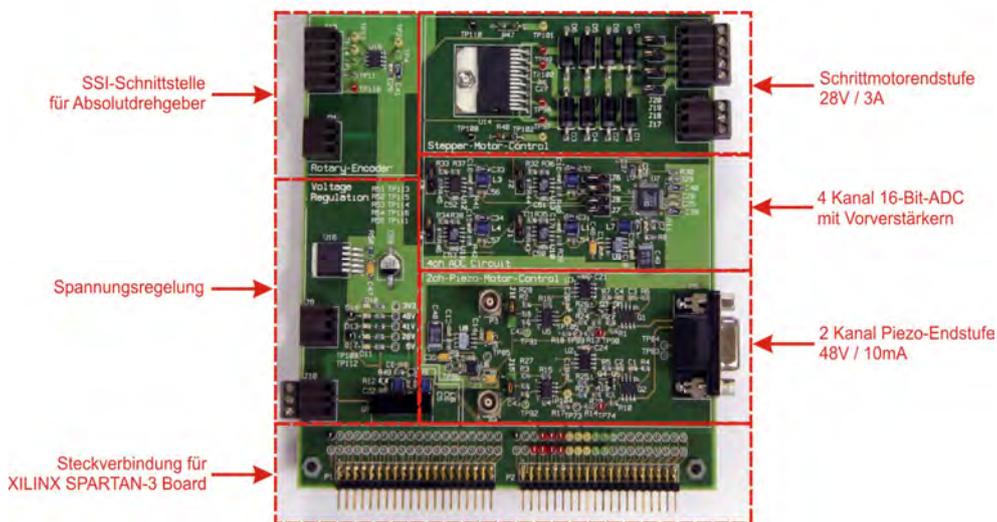


Bild 5.1: Entwickelte Elektronik zum Ansteuern der Justageeinheiten

5.1 Zweikanal Piezo-Endstufe

5.1.1 Übersicht

Die Piezo-Endstufe dient zur Justage einer Spiegelecke, um den Shear-Effekt im Michelson-Interferometer zu beseitigen (vgl. Kapitel 2.3.2). Die Anforderung besteht darin, den Spiegel sehr genau im Mikrometerbereich verfahren zu können und dabei über den gesamten Temperaturbereich möglichst linear zu arbeiten. Da der Spiegel um die X- und Y-Achse verfahren werden muss, wurden zwei identische Endstufen aufgebaut. Da bei der Ansteuerung mit hohen Spannungen von bis zu 50 Volt gearbeitet wird, ist es nötig die Endstufe mit speziellen CMOS Komponenten zu gestalten. Die Ansteuerung lässt sich dabei in zwei Bereiche aufteilen wie in *Bild 5.2* ersichtlich.

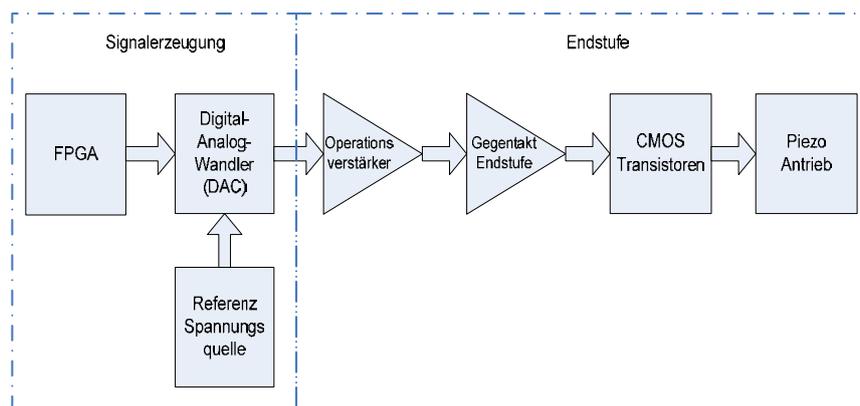


Bild 5.2: Prinzip der Piezoansteuerung

Zur Signalerzeugung wird ein seriell programmierbarer DAC mit einer 12-Bit genauen Auflösung mit dem FPGA angesteuert. Da der DAC eine maximale Ausgangsspannung von 2,5V liefern kann, ist es nötig diese Spannung mit einer Endstufe zu verstärken. Ein Linearverstärker in Form von einem speziellen CMOS Operationsverstärker dient dazu, eine maximale Amplitude von etwa 42V aus der maximalen DAC-Spannung von 2,5V zu erzeugen. Um die Strombelastung des Operationsverstärkers bei hohen Ausgangsspannungen gering zu halten wurde an dessen Ausgang eine Gegentaktendstufe mit dynamischen Arbeitspunkt in Form von Komplementärtransistoren aufgebaut. Darüber hinaus wurden am Ausgang der Endstufe selbst sperrende CMOS Transistoren angebracht, um die Slew Rate des Operationsverstärkers zu umgehen und für eine

möglichst große Flankensteilheit des Ausgangssignals zu sorgen (vgl. Kapitel 3.1.3 auf Seite 25).

5.1.2 Schaltungsbeschreibung

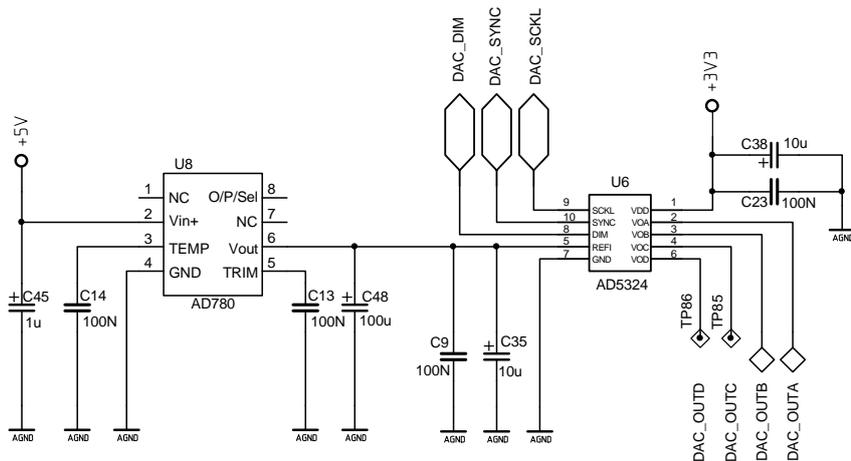


Bild 5.3: Schaltung des Digital-Analog-Wandlers (DAC)

Als DAC wird ein AD5324 (U6) von Analog Devices benutzt, der über eine 2,5V Referenzspannungsquelle AD780 (U8), mit der Referenzspannung gespeist wird. Bei dem AD5324 handelt es sich um einen 4-Kanal 12-Bit DAC. Er verfügt über einen guten Signal Rausch Abstand und ist im erweiterten Temperaturbereich erhältlich. Bei beiden IC's ist darauf zu achten, sie mittels Abblockkondensatoren ausreichend gegenüber nieder- und hochfrequenten Störungen der Betriebsspannung zu schützen. Angesteuert wird der DAC über Pin 8, 9 und 10 mittels eines seriellen Datenprotokolls, welches aus Takt (SCLK), seriellen Daten (DIM) und einem Synchronisierungssignal (SYNC) zur Paketerkennung besteht. So ist es möglich mittels FPGA eine analoge Spannung zwischen 0 und 2,5V an den Ausgängen A bis D des AD5324 einzustellen. Für die Ansteuerung des Piezoantriebs werden lediglich zwei Kanäle (Ausgang A und B) verwendet. Zur Ansteuerung des Piezo-Schlittens wird eine periodische Sägezahnspannung erzeugt.

Mit Hilfe des Jumpers J15 ist es möglich, den Ausgang von U6 (DAC) auf den nicht invertierenden Verstärker zu geben, oder optional eine andere Signalquelle für Testzwecke zu verwenden. Für erste Funktionstests wurde an dem Verstärker ein Funktionsgenerator mit Hilfe eines Koaxialsteckverbinders in Form einer Lemo-Buchse angeschlossen.

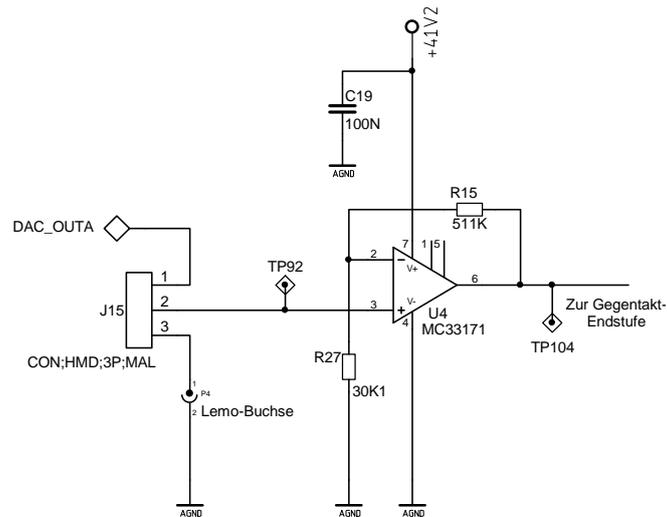


Bild 5.4: Schaltung des linearen Verstärkers mittels Operationsverstärker

Der Operationsverstärker U4 arbeitet auf Grund der Beschaltung mit den Widerständen R15 und R27 als nicht invertierender Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von 18:

$$GAIN = 1 + \frac{511k\Omega}{30,1k\Omega} = 18 \quad (5.1)$$

Somit beträgt aus (5.1) die maximale Ausgangsspannung:

$$V_{OUT_{MAX}} = 2,5V \cdot \left(1 + \frac{511k\Omega}{30,1k\Omega}\right) = 44,9V \quad (5.2)$$

Die Besonderheit des gewählten Typs von Operationsverstärker MC33171 liegt darin, dass er intern mit speziellen CMOS Transistoren realisiert ist und so für eine single ended Betriebsspannung von 44V ausgelegt ist. Das bedeutet, dass die aus (5.2) errechnete Spannung nur annähernd erreicht werden kann. Auch der MC33171 wurde gegen HF-Störungen auf der Betriebsspannung mittels einem 100nF Abblockkondensator geschützt.

Bei der Transistor Endstufe handelt es sich um eine Endstufe im AB Betrieb mit komplementär arbeitenden Bipolartransistoren Q4 und Q5 vom Typ FMMT493 und FMMT593. Diese Schaltung besitzt keine Spannungsverstärkung, jedoch bei entsprechender Belastung eine hohe Stromverstärkung, um den Ausgang des vorgeschalteten Operationsverstärkers (U4) zu schützen.

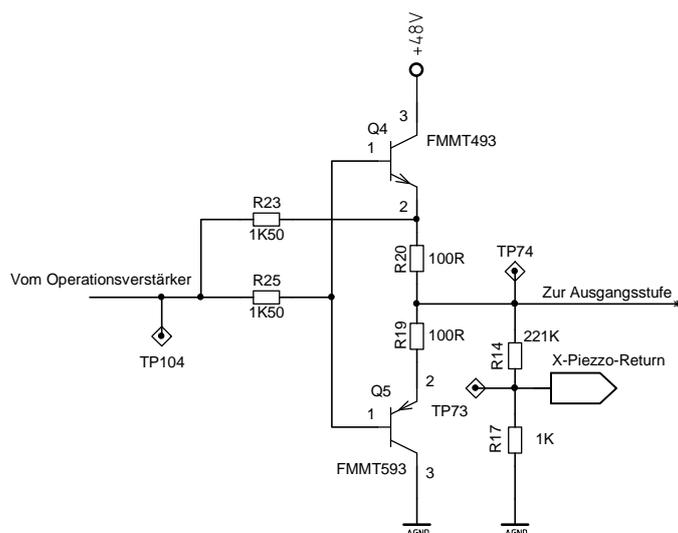


Bild 5.5: Schaltung der Gegentakt-Endstufe

Sobald der Spannungsabfall über die Widerstände R20 und R19 auf Grund einer hohen Strombelastung am Ausgang der Schaltung zu hoch wird, leiten die Transistoren und schützen somit den Ausgang des Operationsverstärkers. Die Widerstände R14 und R17 stellen einen reinen Spannungsteiler dar. Die an R17 abgegriffene Spannung, wird dazu benötigt, sie auf einen ADC Kanal zu geben, da sie respektiv die Spannung am Piezokristall darstellt, jedoch um den Faktor 50 reduziert. Somit ergibt sich eine maximale Spannung an R17 von:

$$U_{\max} = 48V \cdot \left(\frac{1k\Omega}{1k\Omega + 221k\Omega} \right) = 1V \quad (5.3)$$

Die Spannung wird auf einen maximalen Wert von 1V herunter geteilt, da der ADC ebenfalls eine Operationsverstärkerschaltung am Eingang besitzt. Andernfalls wäre die Spannung am ADC zu hoch.

Am Ausgang der Piezoendstufe wurden schnelle CMOS Transistoren (Q1, Q2) angebracht, um eine hohe Flankensteilheit des Ausgangssignals zu gewährleisten. Diese Maßnahme ist nötig, da die Slew Rate des Operationsverstärkers zu gering ist, um einen steilen Flankenanstieg zu ermöglichen.

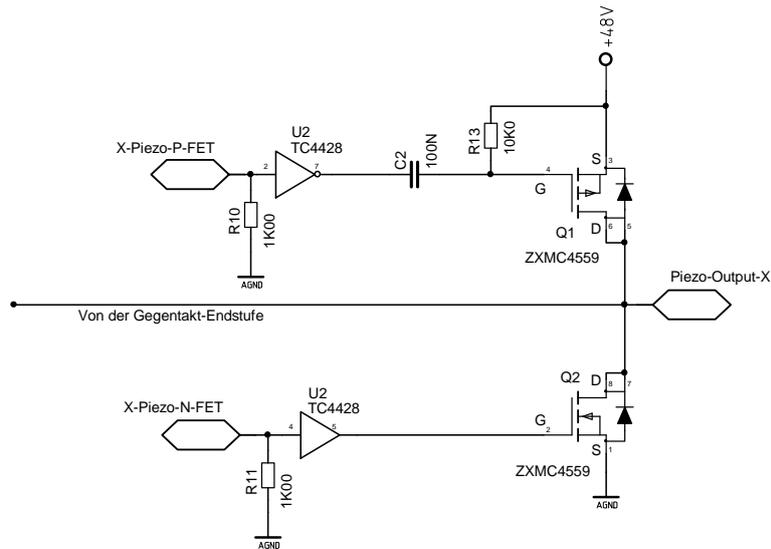


Bild 5.6: Ausgangsschaltung der Piezoendstufe mit CMOS Transistoren

Angesteuert werden die Transistoren jeweils von einem CMOS Buffer (U2). Da die Signalform, mit welcher der Piezo Antrieb betrieben wird, digital im FPGA implementiert wurde, ist es möglich, die CMOS Transistoren bei schnellen steigenden, bzw. fallenden Flanken anzusteuern. Die Ansteuerung geschieht so, dass die Nachstellzeit, bis das der Operationsverstärker die Spannung erreicht hat, überbrückt werden kann. Q2 ist als selbst sperrender N-Kanal CMOS Transistor ausgeführt. Er wird über den nicht invertierenden Buffer von U2 (TC4428) angesteuert und ermöglicht, ein positives Ausgangssignal der Endstufe schnell auf 0V zu ziehen. Bei positivem Signal am Gate schaltet der Transistor durch und wird leitend. Bei Q1 handelt es sich um einen selbst sperrenden P-Kanal CMOS Transistor. Die Ansteuerung wird über Pin 7 des invertierenden Buffer TC4428 durchgeführt. Da er leitend wird, sobald am Gate ein negativeres Potential gegenüber der Source anliegt, benötigt er zusätzlich einen 10kΩ Pull-Up Widerstand R13 nach 48V. Um den Ausgang des Buffers gleichspannungsmäßig gegen 48V zu schützen, ist es notwendig einen Koppelkondensator (C2)

zwischen dem Ausgang des Buffers und dem Gate des Transistors zu schalten. Im Ruhezustand beträgt das Potential am Ausgang des Buffers 5V. Wird ein High Pegel an den Eingang des Buffers angelegt, so wird dessen Ausgang 0V. Diese Spannungsänderung mit dem Stromfluss durch C2 reicht aus, um den CMOS Transistor kurzzeitig zu öffnen und den Ausgang der Endstufe auf 48V zu ziehen. Die Pull-Down Widerstände R10 und R11 an den Eingängen der Buffer dienen dazu, für einen definierten Eingangspegel zu sorgen, wenn die komplette Schaltung eingeschaltet wird. Andernfalls würde die Gefahr bestehen, dass beide Transistoren leiten, und ein Kurzschluss zwischen 48V und Masse entsteht, welcher die Endstufe zerstören würde.

Die komplette hier beschriebene Schaltung der Endstufe wurde zweimal auf dem PCB platziert (siehe *Bild 5.1* auf Seite 47), da der Piezoantrieb zweidimensional angesteuert wird. Das genaue Ansteuerungsverfahren und die Funktionsweise der Piezoschlittens wurde bereits in Kapitel 3.1 näher betrachtet.

5.2 Schrittmotorendstufe

5.2.1 Übersicht

Der Schrittmotor wird verwendet, um das Objektiv des Detektors zur Fokussierung des Gesichtsfeldes bewegen zu können. Dies ist notwendig, da die physikalischen Eigenschaften der verwendeten Linse sich bei Temperaturschwankungen verändern. Dazu ist die Linse in einem beweglichen mechanischen Aufbau untergebracht, welcher über einen Antrieb mit der Schrittmotorwelle verbunden ist. Die komplette Ansteuerung des Schrittmotors wurde als VHDL Komponente im FPGA realisiert, jedoch wurde eine Endstufe aufgebaut welche den nötigen Strom und die nötige Spannung zum Betrieb liefert.

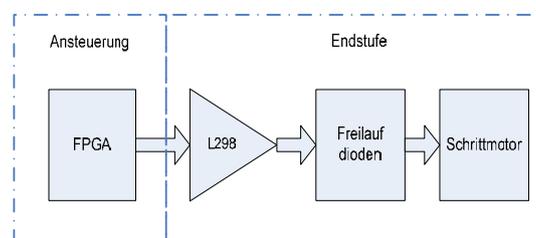


Bild 5.7: Prinzip der Schrittmotoransteuerungselektronik

Die Funktion des hier realisierten Stellgerätes für den Schrittmotor bezieht sich auf die Umwandlung von digitalen Eingangsdaten in eine Abfolge von Spannungs- bzw. Stromimpulsen. Mit diesen Impulsen werden die Wicklungen des angeschlossenen Schrittmotors beaufschlagt, daher beschränkt sich die Funktionalität des L298-Bausteins lediglich auf die Strom treibende Funktion einer Endstufe.

5.2.2 Schaltungsbeschreibung der Endstufe

Kernkomponente der Endstufe ist U14, ein L298 von STMicroelectronics. Dabei handelt es sich um einen integrierten Schaltkreis, der zwei Vollbrücken Endstufen zum Ansteuern von Induktiven Lasten enthält, wie zum Beispiel Relais oder Motoren.

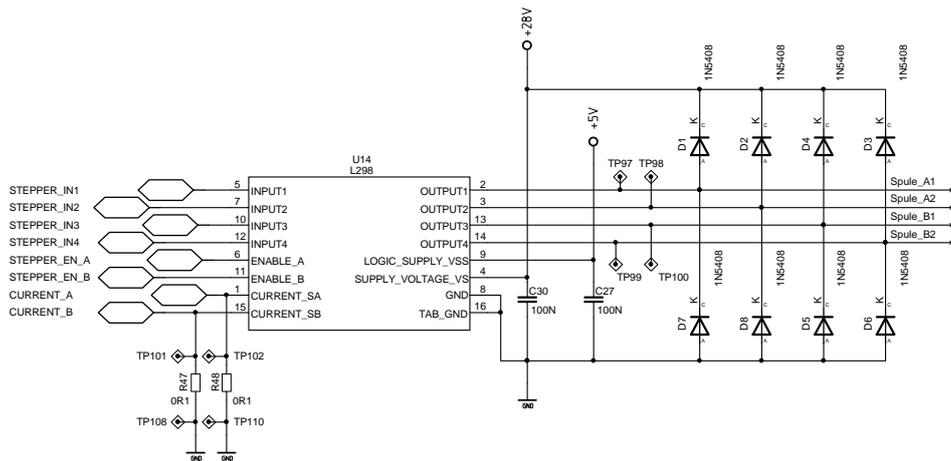


Bild 5.8: Schaltung der Schrittmotorendstufe

Für den Betrieb verfügt der Schaltkreis über TTL Eingänge, so wie Ausgänge, die einen Maximalstrom von 3A bei 50V liefern können. Um den gewählten Schrittmotor betreiben zu können, werden beide Brückenendstufen benötigt, da der Motor über zwei Polpaare verfügt. Der L298 wird direkt von dem FPGA angesteuert, so dass er als reine Endstufe dient. Um die Ausgangstreiber der Endstufe gegen induktive Stromentladungen zu schützen, sind an den Ausgängen Freilaufdioden angebracht in Form von acht 1N5408 Dioden (D1 bis D8).

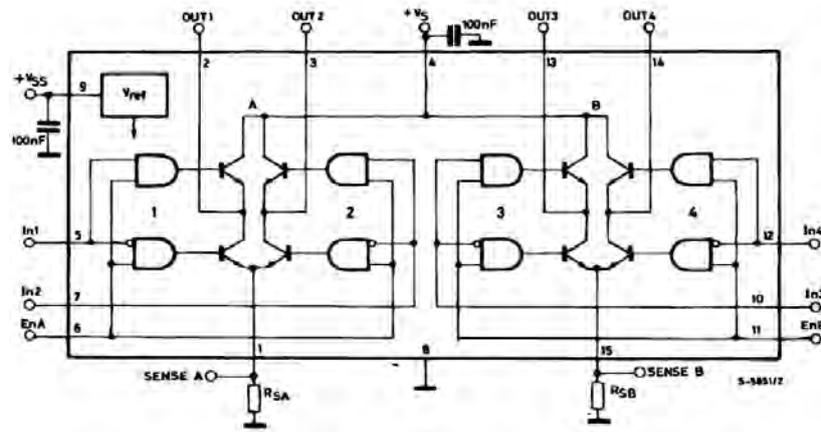


Bild 5.9: Interner Aufbau des L298 Schrittmotortreibers [STS09]

Bild 5.9 zeigt den internen Aufbau des L298. Deutlich zu erkennen sind die beiden Brücken, welche über entsprechende Gatter angesteuert werden. Der L298 besitzt zusätzlich zwei Ausgänge an Pin 1 und Pin 15, um den Strom je einer Brückenschaltung messtechnisch erfassen zu können. Dazu werden Shunt-Widerstände R_{47} und R_{48} mit einem Widerstandswert von $2,2\Omega$ an diesen Ausgängen gegen Massepotential geschaltet.

Der Stromfluss durch die Widerstände verursacht einen kleinen Spannungsabfall, welcher mit Hilfe eines ADC's erfasst wird, oder auf einen Komparator gegeben wird. Dies ist implementiert, da nachgewiesen werden muss, ob das Linienobjektiv bei tiefen Temperaturen z.B. durch Vereisung fest sitzt, und vom Schrittmotor nicht mehr bewegt wird. In diesem Fall steigt die Stromaufnahme, und somit auch der Spannungsabfall über den Shunt-Widerständen.

Darüber hinaus soll es zu jedem Zeitpunkt möglich sein, über die aktuelle Stromaufnahme des Motors informiert zu sein und eine Strombegrenzung zu realisieren.

5.2.3 Komparator zur Strombegrenzung

Für die Realisierung der Strombegrenzung mittels Chopper-Betrieb, wie in Kapitel 3.2.3 beschrieben, wird ein Komparator vom Typ LM339 verwendet. Dabei handelt es sich um einen Baustein der intern über vier Komparatoren verfügt.

Es werden zwei Komparatoren für die Spannungsüberwachung an den Shunt-Widerständen eingesetzt. Bild 5.10 zeigt die das Schaltbild.

Über das Potentiometer R82 wird eine Gleichspannung eingestellt, die auf den negativen Eingang des Bausteins geführt wird. Am positiven Eingang liegt über den Widerstand R81 die Spannung an, die über den Shunt-Widerstand der Schrittmotorendstufe A abfällt. Wird der Strom durch die Motorspulen größer steigt auch die Spannung an Pin 5. Wenn diese Spannung die über das Potentiometer eingestellte Spannung übersteigt, liegt am Ausgang (Pin 2) ein High-Pegel (3,3V) an.

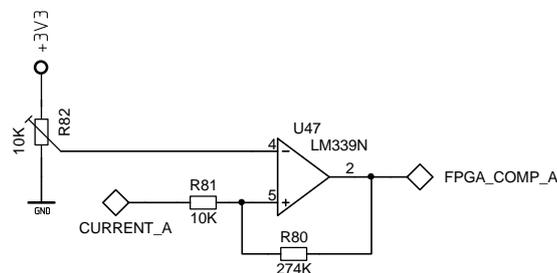


Bild 5.10: Schaltung des Komparators zur Stromüberwachung

Ist die Stromaufnahme und damit auch die Spannung am positiven Komparatoreingang geringer als die Spannung am Potentiometer, ist der Ausgang des Komparators 0V (Low-Pegel). Mit dieser Schaltung wird über die Widerstände R80 und R81 ein Komparator mit Hystereseffekt realisiert, um ein zu schnelles Kippen des Ausgangspegels zu vermeiden. Der Ausgang des Komparators wird auf einen FPGA-Eingang geführt, wo diese Information über entsprechenden VHDL-Code bearbeitet und je nach Zustand, die entsprechende Endstufe über Pin 6 und 11 des L298 ein- oder ausgeschaltet wird. Dazu ist die Schaltung aus *Bild 5.10* zweimal auf dem PCB platziert.

5.3 Absolutdrehgeber

5.3.1 Übersicht

Um eine Aussage darüber treffen zu können, an welcher Position sich das Linienobjektiv befindet, wurde am zweiten Wellenende des Schrittmotors ein

Inkrementaldrehgeber mit einer 25 Bit Auflösung angeschlossen. Der Inkrementaldrehgeber verwendet das serielle SSI Protokoll.

Das hier verwendete SSI Protokoll basiert auf differenzielle Leitungsübertragung. Zusätzlich ist an dem Drehgeber ein Reseteingang vorhanden, um den Zählerstand zurück zu setzen.

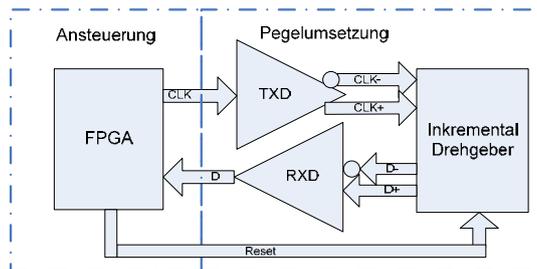


Bild 5.11: Prinzip der Drehgeberansteuerung

5.3.2 Schaltungsbeschreibung

Der Drehgeber kommuniziert über ein Taktsignal und ein Datensignal mit dem FPGA. Der Takt wird dabei vom FPGA vorgegeben und bei fallender Taktflanke gibt der Drehgeber den aktuellen Zählerstand zurück. Nach 25 Taktsignalen (25 Bit) ist eine Übertragung abgeschlossen.

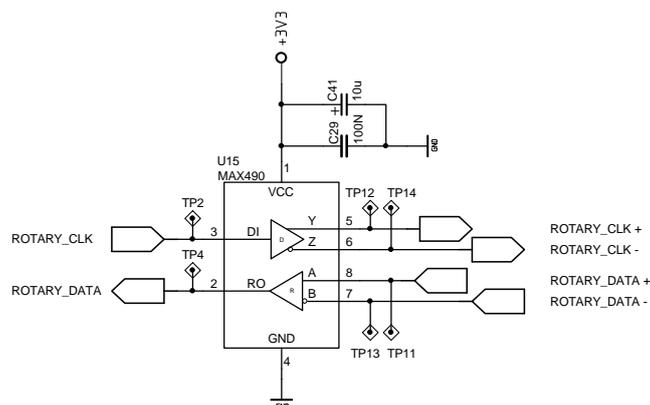


Bild 5.12: Schaltung zum Auslesen des Absolutdrehgebers

Um das Verfahren gegenüber Störungen bei maximaler Auslesefrequenz von 1MHz unanfälliger zu gestalten, verwendet der Drehgeber differenzielle Signale

basierend auf den seriellen RS422 Standard. Dies wurde mit Hilfe eines bidirektional arbeitenden MAX490 (U15) realisiert, welcher das an Pin 3 vom FPGA kommende TTL Signal auf RS422 umsetzt, und in entgegen gesetzter Richtung das vom Drehgeber kommende RS422-Signal in TTL umformt. Da Takt und Daten gleichzeitig übertragen werden, besitzt der MAX490 einen vollduplexfähigen Aufbau. Zur weiteren Störanfälligkeitsminimierung hinsichtlich der Betriebsspannung wurde er entsprechen mit Abblockkondensatoren geschützt.

5.4 ADC für Housekeeping-Daten

Optional zu den bereits behandelten Schaltungen in der Ansteuerungselektronik ist ein Analog-Digital-Wandler implementiert worden, um analoge Signale zur Instrumentüberwachung wie z.B. die Stromaufnahme des Schrittmotors bzw. Spannung der Piezoendstufe zu erfassen.

Die Strombegrenzung des Schrittmotors wird zurzeit mit Hilfe eines Komparators realisiert. Eine Digitalisierung des Piezo-Spannungssignals ist für die weitere Realisierung im Flugmodell vorgesehen. Die ADC-Ansteuerung im FPGA steht für weitere Arbeiten aus. *Bild 5.13* zeigt das Prinzip der Messdatenerfassung.

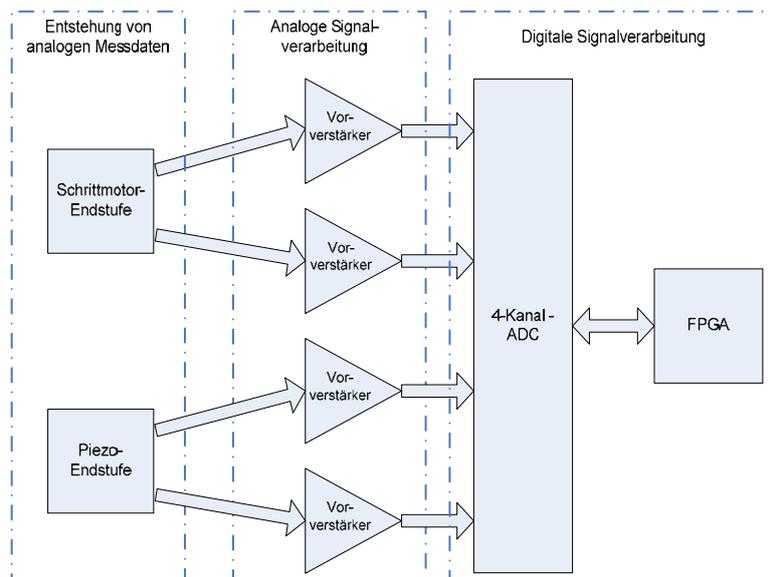


Bild 5.13: Prinzip der Messdatenerfassung

5.4.1 Schaltungsbeschreibung des Analogteils

Der Analogteil, der dem ADC vorgeschaltet ist, wird dazu verwendet, dass zu messende Signal je nach Bedarf zu verstärken und den ADC gegen zu hohe Spannung zu schützen. *Bild 5.14* zeigt die Schaltung des analogen Eingangsverstärkers. Es handelt sich hierbei um einen Operationsverstärker, welcher lediglich mit einer positiven Betriebsspannung versorgt wird.

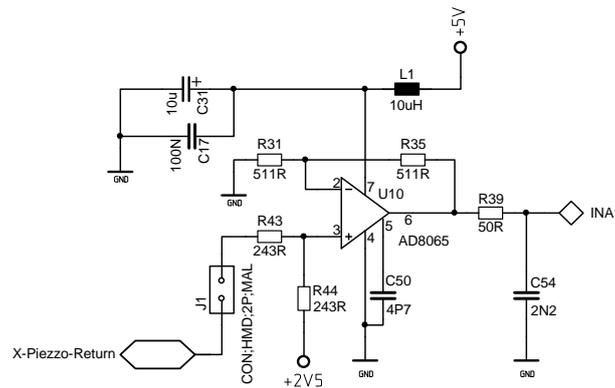


Bild 5.14: Schaltung des Vorverstärkers vor dem ADC

Der Operationsverstärker AD8065 ist ein linearer Operationsverstärker, der die notwendigen Kriterien für einen Single-Supply-Betrieb mitbringt. Da für den sauberen Betrieb der Arbeitspunkt des Verstärkers angehoben werden muss, ist eine zusätzliche Referenzspannungsquelle mit 2,5V (halbe Betriebsspannung) notwendig. Zur Berechnung der Widerstände ist zunächst die lineare Übertragungsfunktion eines Operationsverstärkers zu betrachten:

$$y = \pm mx \pm b \tag{5.4}$$

Die Ausgangsspannung y errechnet sich aus einer gegebenen Eingangsspannung x , die um den Faktor m verstärkt wird. Bei der Verwendung einer unipolaren Betriebsspannung darf der Arbeitspunkt des Verstärkers nicht auf 0V liegen, daher wird eine Offsetspannung b zu diesem Term hinzu addiert. Da für die Entwicklung der Ansteuerungselektronik für die Justageeinheiten lediglich positive Betriebsspannungen vorhanden sind ergibt sich aus (5.3):

$$y = mx + b \tag{5.5}$$

Es handelt sich um einen linearen nicht invertierenden Verstärker. Aus (5.5) kann eine Gleichung abgeleitet werden, mit der die Widerstände entsprechend dimensioniert werden.

$$m = \left(\frac{R44}{R43 + R44} \right) \left(\frac{R35 + R31}{R31} \right) \quad (5.6)$$

$$b = V_{REF} \left(\frac{R43}{R43 + R44} \right) \left(\frac{R35 + R31}{R31} \right) \quad (5.7)$$

Kombiniert man (5.6) mit (5.7), so erhält man die Funktion dieser Übertragungsstrecke:

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{R44}{R43 + R44} \right) \left(\frac{R35 + R31}{R31} \right) + V_{REF} \left(\frac{R43}{R43 + R44} \right) \left(\frac{R35 + R31}{R31} \right) \quad (5.8)$$

Wird aus der vorliegenden Gleichung ein Gleichungssystem mit den Parametern minimale und maximale Ein- und Ausgangsspannung gebildet, so lässt sich die Schaltung entsprechend dimensionieren. Für erste Tests besitzt die hier verwendete Schaltung einen Verstärkungsfaktor von 1 mit einem Offset von 2,5V.

5.4.2 Beschaltung des ADC's

Der in dieser Arbeit verwendete Analog-Digital-Umsetzer ist ein AD7654 von Analog Devices. Es handelt sich dabei um einen 4-kanaligen sukzessive Approximation ADC mit 16 Bit Auflösung und 500kSPS Sample-Rate. *Bild 5.15* zeigt wie der AD7654 beschaltet ist.

Der gewählte ADC kann als 2-Kanal ADC für differentielle Eingangssignale, oder als 4-Kanal ADC für nicht differentielle Eingangssignale benutzt werden. Da in der vorliegenden Arbeit keine differentielle analogen Signale vorhanden sind, und eine Umsetzung auf solche nicht erforderlich ist, wird dieser ADC als 4-Kanal-ADC betrieben. Aus diesem Grund ist die Schaltung in *Bild 5.14* viermal aufgebaut worden. Der ADC kann dazu verwendet werden den Motorstrom zu bestimmen und die Spannung an den Piezokristallen zu untersuchen. Ausgelesen wird der ADC über ein serielles Datenprotokoll. Zum Schutz gegen Störungen auf der Betriebsspannung verfügt die Schaltung über einen separaten Baustein (U9) zum Erzeugen einer 2,5V Referenzspannungsquelle. Die Versor-

6 FPGA-Implementierung der Ansteuerung

Nachdem im Kapitel 5 die elektronischen Komponenten zur Ansteuerung der Justageeinheiten beschrieben wurden, soll dieses Kapitel im Detail die Ansteuerungsverfahren im FPGA vorstellen. Des Weiteren soll die Ansteuerungsweise der einzelnen elektromechanischen Komponenten behandelt werden.

6.1 Piezo-Antrieb

Für den Betrieb des Piezoträgheitsantriebes wird, wie in Kapitel 3.1.3 erläutert, eine Sägezahnspannung benötigt. Diese Spannung wird mit einem DAC generiert.

6.1.1 Funktionsweise des Digital-Analog-Wandlers

Bild 6.1 zeigt das Blockdiagramm des Digital-Analog-Wandlers. Es ist zu erkennen, dass eine Kommunikation mit dem DAC, über drei Leitungen stattfindet (serieller DAC). Aus diesem Grund besitzt der DAC am Eingang Schmitt-Trigger mit einer angekoppelten Eingangslogik, welche die seriell ankommenden Daten interpretiert und je nach gewählter Adresse im Datenpaket die übertragenen DAC-Werte entsprechend in das Eingangsregister bzw. bei aktivem LDAC-Flag sofort in das DAC-Register übernimmt.

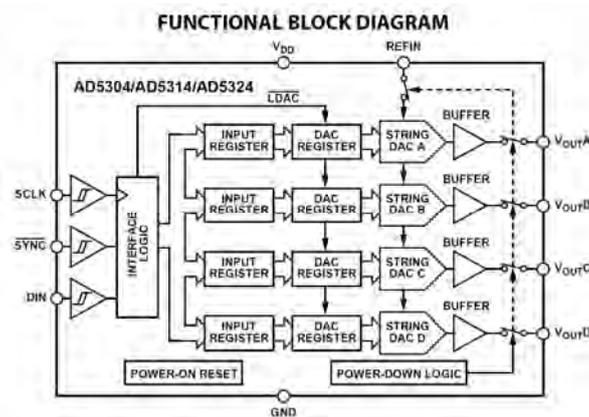


Bild 6.1: Blockdiagramm des Analog Devices AD5324 DAC [ADI09]

Wie in *Bild 6.2* dargestellt wird die Ausgangsspannung entsprechend der anliegenden Referenzspannung V_{REF} und dem binären DAC-Wert eingestellt. Die interne Widerstandskette wird dazu verwendet, die analoge Spannung am Ausgang einzustellen. Der binär übertragene Wert entspricht dabei den Schalterstellungen an der Widerstandskette. Bei diesem Prinzip addieren sich die Spannungen und werden über einen Ausgangsbuffer am entsprechenden Ausgangspin zur Verfügung gestellt. Die Ausgangsspannung kann nach Formel (6.1) errechnet werden

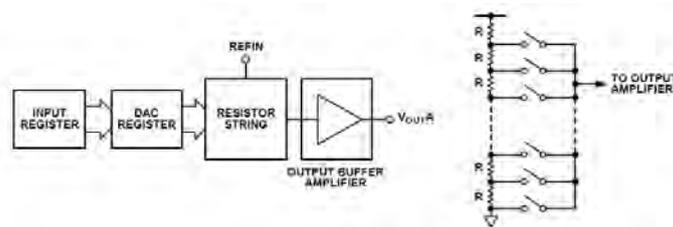


Bild 6.2: Schematische Funktionsdarstellung eines DAC-Kanals [ADI09]

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF} \cdot D}{2^N} = \frac{2,5V \cdot D}{2^{12}}$$

N = Anzahl der Daten-Bits (Beim AD5324 = 12) (6.1)

D = Wertigkeit der Daten-Bits (Bei 12 Bit = 0 – 4096)

V_{REF} = Anliegende Referenzspannung (2,5V in diesem Design)

Da für den Betrieb des Trägheitsantriebes eine Sägezahnspannung nötig ist, wird die Wertigkeit der DAC-Bits für die Ausgangsspannung zunächst von dem Wert 0 auf den Maximalwert gesetzt und danach sukzessive um 1 dezimiert, bis sie den Wert 0 wieder erreicht. Soll sich der Antrieb in entgegen gesetzter Richtung bewegen, wird vom Wert 0 ausgehend sukzessive bis Erreichen des Maximalwertes um 1 erhöht und schließlich auf 0 zurück gesetzt. Das bedeutet, dass 4096 Schritte benötigt werden, um diese Rampenform am Ausgang über die Zeit einzustellen.

Wird der DAC mit allen 4096 möglichen Kombinationen beschrieben, so wäre die höchst mögliche Frequenz der Ausgangsspannung 244Hz, da für jeden neuen Wert der am DAC eingestellt wird, ein voller Datentransfer von 16 Bits notwendig ist. Im VHDL-Code ist implementiert, dass ein Datentransfer von 16 Bit jede μs möglich ist. Somit ist sicher gestellt, dass die Zeitcharakteristik des

DAC nicht unterschritten wird. Diese maximale Frequenz ist jedoch zu klein um den Piezoantrieb ausgiebig zu testen. Daher wird ein Betrieb mit den oberen 8 Bit (255 Zustände) des DAC-Wertes implementiert.

Bild 6.3 aus dem Datenblatt des AD5324 zeigt die minimalen Zeiten in denen die Daten am Eingang des DAC's anliegen müssen. Um den Anfang eines Datenpaket zu signalisieren, benötigt es einen Sync-Impuls von einer minimalen Länge von 80 ns.

TIMING CHARACTERISTICS

$V_{DD} = 2.5\text{ V to }5.5\text{ V}$; all specifications T_{MIN} to T_{MAX} , unless otherwise noted.

Table 3.

Parameter ^{1, 2, 3}	Limit at T_{MIN} , T_{MAX}		Unit	Conditions/Comments
	$V_{DD} = 2.5\text{ V to }3.6\text{ V}$	$V_{DD} = 3.6\text{ V to }5.5\text{ V}$		
t_1	40	33	ns min	SCLK cycle time
t_2	16	13	ns min	SCLK high time
t_3	16	13	ns min	SCLK low time
t_4	16	13	ns min	SYNC to SCLK falling edge setup time
t_5	5	5	ns min	Data setup time
t_6	4.5	4.5	ns min	Data hold time
t_7	0	0	ns min	SCLK falling edge to SYNC rising edge
t_8	80	33	ns min	Minimum SYNC high time

¹ Guaranteed by design and characterization, not production tested.

² All input signals are specified with $t_r = t_f = 5\text{ ns}$ (10% to 90% of V_{CC}) and timed from a voltage level of $(V_L + V_H)/2$.

³ See Figure 2.

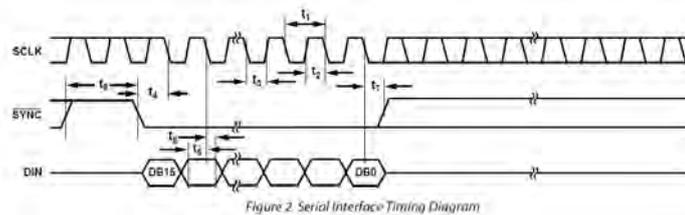


Bild 6.3: Zeitdiagramm der DAC-Ansteuerung [ADI09]

Nach (6.1) ergibt sich aus (6.2) die Schrittweite für den 12-Bit-Betrieb

$$V_{STEP} = \frac{2,5\text{ V} \cdot 1}{4095} = 610,5\mu\text{V} \quad (6.2)$$

Da in diesem Fall die Schrittweite sehr gering ist, und dies für die Ansteuerung des Piezokristalls nicht erforderlich ist, wird der DAC nur mit den höherwertigen 8 Bit betrieben. Das bedeutet, die niederwertigsten 4 Bit bleiben bei der Ansteuerung immer logisch 0 und werden nicht verändert. Da die unteren vier Bits eine maximale Wertigkeit von 15 aufweisen resultiert daraus eine neue maximale Ausgangsspannung:

$$V_{MAX} = \frac{2,5V \cdot (4095 - 15)}{4095} = 2,49V \quad (6.3)$$

Bei 8 veränderbaren Bit ergeben sich maximal 255 Zustände. Daraus resultiert als neue Schrittweite in (6.4)

$$V_{STEP} = \frac{2,49V \cdot 1}{255} = 9,8mV \quad (6.4)$$

Der Vorteil, der sich daraus ergibt, ist dass der volle Bereich von 0V bis annähernd 2,5V in wesentlich kürzerer Zeit als Rampe von 0 bis 255 eingestellt werden kann. Bei 256 Datentransfers pro Rampe ergibt sich damit eine maximale Frequenz von etwa 4kHz für die Sägezahnspannung.

Ein Datenpaket, das vom FPGA an den DAC gesendet wird, ist in *Bild 6.4* dargestellt. Es ist ein 16 Bit-Wort und wird mit dem MSB zuerst gesendet. Dabei sind 12 Bit für den DAC-Wert, 2 Bit für die Adressierung des Ausgangs und zwei Bit für spezielle Funktionen reserviert.

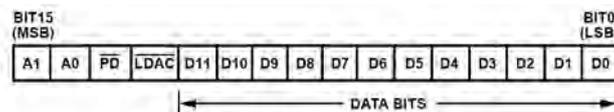


Figure 34. AD5324 Input Shift Register Contents

Bild 6.4: Datenpaket an den AD5324 [ADI09]

Funktionen der einzelnen Bits:

- A0 –A1: Adressierung des gewünschten Ausgangs (0 bis 3)
- PD: Power-Down; ist dieses Bit logisch 0, dann geht der DAC in den Ruhezustand. Alle Ausgänge werden Tristate und der Stromverbrauch sinkt auf 200nA bei 5V.
- LDAC: Load-DAC; ist dieses Bit logisch 0, dann werden die Datenbits in das DAC-Register geschrieben und die Ausgänge stellen die entsprechende Spannung ein. Bei logisch 1 werden nur die entsprechenden Eingangsregister geladen, die Ausgänge bleiben jedoch unverändert.
- D0 - D1: Wert der Spannung die am Ausgang nach Formel (6.1) eingestellt wird.

6.1.2 VHDL-Implementierung

Wie bereits in Kapitel 5.1.2 beschrieben, wird die Spannung in erster Linie mit Hilfe von U6 (DAC), U4 (Operationsverstärker) und den CMOS-Transistoren Q1 und Q2 erzeugt. Da ab dem Ausgang des DAC's eine analoge Signalverarbeitung stattfindet, welche bereits bei der Schaltungsbeschreibung erläutert wird, soll hier die FPGA-Implementierung behandelt werden. Der VHDL-Code, der für diesen Zweck synthetisiert wurde, gliedert sich in vier Prozesse und einen von der ISE-Software generierten IP-Core:

- pDAC: In diesem Prozess ist die Ansteuerung des DAC's beschrieben.
- pDAC_VALUE: Hier wird der aktuell einzustellende DAC-Wert für die Rampenform generiert.
- pPACER: Dieser Prozess erzeugt ein internes Signal mit einer Frequenz von 1MHz, basierend auf der Masterclock des FPGA.
- pPULSE: Hier werden die CMOS-Transistoren anhand des DAC-Wertes angesteuert.
- cAmplitude: mult_8x16: Dieses mit dem IP- und Coregenerator erstellte VHDL-Modul dient dazu, den 8-Bit-Wert aus pDAC_VALUE entsprechend den verschiedenen Schalterstellungen auf dem S3-Board mit dem 4-Bit Wert der Schalterstellungen zu multiplizieren, um die Ausgangsamplitude zu verändern. Aus einer binären Multiplizierung eines 8-Bit-Wertes mit einem 4-Bit-Wert resultiert ein 12-Bit-Wert. Aus diesem 12-Bit-Wert, werden die oberen 8 MSB für den DAC-Wert verwendet.

pDAC:

Ziel des Prozesses ist es einen internen 8Bit-Registerwert (CYCLEINDEX), welcher im Prozess pPULSE erzeugt wird, und dann in der Komponente mult_8x16 entsprechend von Schalterstellungen auf dem S3 Board in der Wertigkeit neu berechnet wird, zu übernehmen und diesen Wert mit entsprechender Ansteuerung als DAC-Wert (DACWORD) seriell an den DAC zu senden. DACWORD wird dazu in diesem Prozess in einem Schieberegister nach links

geschoben, der Prozess fungiert somit als Parallel-Seriell-Wandler. Dabei werden alle drei Eingänge des DAC (Daten, Takt, Sync) entsprechend angesteuert. Der Prozess arbeitet als taktf flankengesteuerter Automat. Über vier Schalter des S3 Boards ist eine Verzögerungszeit (TIME) zwischen jeden Zählstand einstellbar, um so die Frequenz der DAC-Ansteuerung und somit auch die Frequenz der Sägezahnspannung zu variieren. Um den Prozess jeweils jede μs zu starten erzeugt der Prozess pPACER ein Signal (PACER), welches zu jedem fünfzigsten Takt eine Taktlänge logisch 1 ist. Dieses Signal gibt den weiteren Ablauf des Automaten frei. In einer nebenläufigen Anweisung außerhalb des Prozesses wird das oberste Bit von DACWORD an einen FPGA-Ausgangspin übergeben.

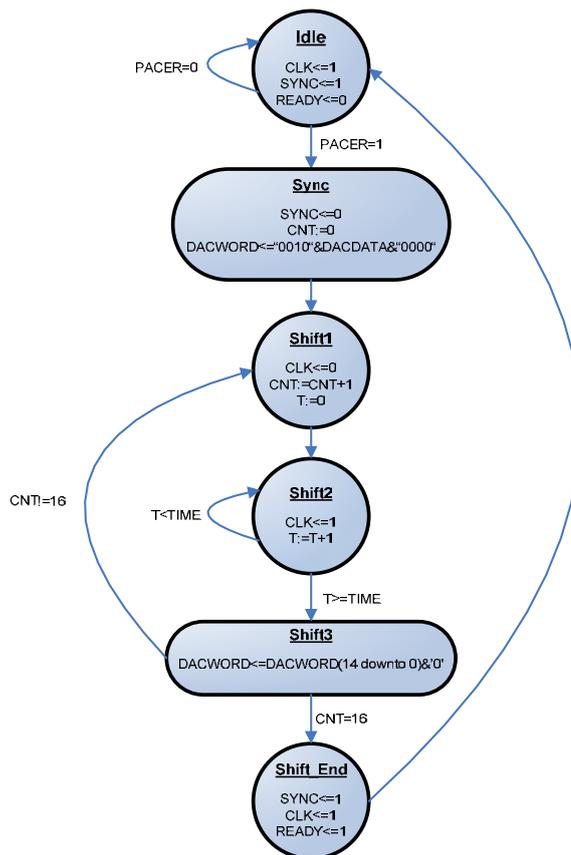


Bild 6.5: Automatengraph von pDAC

pDAC_VALUE:

Für die Generierung der Rampenform wird ein Zähler von 0 bis 255 implementiert. Gezählt wird in diesem Prozess nur, wenn einer der vier Taster auf der Platine gedrückt wird. Je nach gedrücktem Taster kann dabei entschieden werden ob der DAC-Ausgang für die X-Bewegung oder für die Y-Bewegung angesteuert wird, oder in welche Richtung sich der Antrieb bewegen soll. Die Fahr- richtung wird durch Hoch- oder Runterzählen des Zählers festgelegt werden. Dadurch entsteht eine Rampe mit schneller Anstiegszeit und langsamer Abfallzeit, oder eine Rampe mit langsamer Anstiegszeit und schneller Abfallzeit.

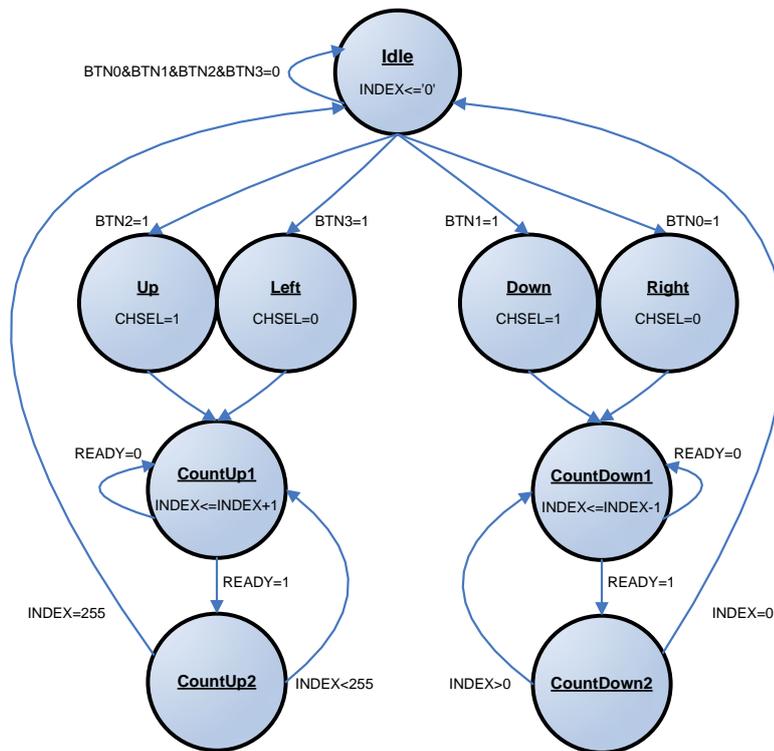


Bild 6.6: Automatengraph von pDAC_VALUE

pPACER:

Für die Generierung des PACER-Signals, welches jede μs (1 MHz) generiert wird, läuft ständig ein Zähler von 0 bis 49, welcher bei jedem Takt um 1 erhöht wird und bei 49 wieder auf 0 gesetzt wird. Ist der Zählerstand gleich 49, dann wird das PACER-Signal auf logisch 1 gesetzt, andernfalls ist es logisch 0.

Mit dieser VHDL-Beschreibung wird die Masterclock des FPGA, um den Faktor 50 geteilt. Die Masterclock auf dem S3-Board beträgt 50MHz, so dass ein PACER-Signal mit 1MHz generiert wird, um zyklisch den DAC zu beschreiben (siehe VHDL-Codebeispiel).

```
pPacerUs: process (Mclk)
    variable cnt : std_logic_vector (7 downto 0);
    begin
        if rising_edge (MClk) then
            if (cnt < 50) then
                cnt := cnt +1;
                DacPacer <= '0';
            else
                cnt := (others=>'0');
                DacPacer <= '1';
            end if;
        end if;
    end process;
```

6.2 Schrittmotor

Der VHDL Code, der für die Ansteuerung des Schrittmotors implementiert ist, liegt sowohl für den Halbschrittbetrieb als auch für den Vollschrittbetrieb vor. Es soll an dieser Stelle der Code mit Hilfe des Vollschrittbetriebes erläutert werden.

Dazu wurde im VHDL-Code ein taktflankengesteuerter Prozess implementiert, welcher eine State-Machine mit sechs States darstellt. Der Prozess dient einerseits dazu, die entsprechenden Eingänge der Endstufe anzusteuern, und andererseits Parameter entgegen zu nehmen, die Richtung und Anzahl der Schritte vorgeben. Zwei weitere Prozesse sind für die Strombegrenzung mittels Chopper implementiert worden und werten das Komparator-Signal aus.

Der Vollschrittbetrieb sieht vier unterschiedliche Zustände vor, in denen die Motorwicklungen bestromt werden. Dabei kann der Stromfluss durch die Wicklungen auf Grund der Brückenschaltung in der Endstufe jeweils positiv oder negativ eingepreßt werden. Nachdem diese vier Schritte nacheinander abgearbeitet worden sind, beginnt der Zyklus wieder von vorne. Für eine volle Umdrehung der Motorwelle sind insgesamt 200 Schritte nötig. Soll sich der Motor in die entgegen gesetzte Richtung drehen, so sind die Schritte in umgekehrter Reihenfolge auszuführen.

Tabelle 6.1: Stromrichtung der Motorspulen

Schritt	OUT 1	OUT 2	OUT 3	OUT 4	I-Spule 1	I-Spule 2
1	0	1	0	1	Negativ	Negativ
2	1	0	0	1	Positiv	Negativ
3	1	0	1	0	Positiv	Positiv
4	0	1	1	0	Negativ	Positiv

Die oben abgebildete Tabelle wird als Grundlage zur Erstellung einer State-Machine genommen. In dieser State-Machine werden in einem ersten State (Idle) verschiedene Bits abgefragt um zu prüfen ob sich der Motor nach Stillstand wieder bewegen soll. Ist dies der Fall, wird eine weitere Fallunterscheidung getroffen. Soll der Motor sich um n Schritte bewegen, so wird im State

Load die Anzahl der Schritte übernommen, andernfalls werden die weiteren States entsprechend oft und in der jeweiligen Reihenfolge abgearbeitet. Dabei wird der Motor nur in den States Step_1 bis Step_4 bestromt. Jeder State besitzt deshalb eine ausgeprägte if-then-else-Struktur. Die folgende Tabelle auf der nächsten Seite soll die Funktionen der einzelnen internen Zustände im Prozess erläutern und somit das Verständnis für die State-Machine vereinfachen. Step_1 ist dabei stellvertretend für Step_1 bis Step_4.

Tabelle 6.2: Interne Zustände im Automaten der Schrittmotoransteuerung

State	Funktion
Idle	<ul style="list-style-type: none"> • Definierter Startpunkt. • Prüft ob neue Daten von der seriellen Schnittstelle für eine Motorbewegung angekommen sind. • Fragt mehrere Flags ab um Fallunterscheidungen zu treffen: • Bei Befehl für eine Schrittmotordrehung um n-Schritte, wird bei der nächsten Clock der State Load abgearbeitet. • Prüft ob das Signal für Motor-Stop gesetzt ist. • Prüft auf Links-/Rechtsdrehung. Je nach Richtung wird bei der nächsten Clock der State Step_1 oder Step_4 ausgeführt. • Prüft ob der Motor ständig drehen soll, bis Stopp gesendet wird, oder ob ein Befehl für eine Drehung um n-Schritte vorliegt.
Load	<ul style="list-style-type: none"> • Speichert Anzahl der auszuführenden Motorschritte in ein Array. • Setzt ein Flag zur weiteren Ablaufsteuerung. • Bei der nächsten Clock wird der Zustand Idle ausgeführt.
Step_1 bis Step_4	<ul style="list-style-type: none"> • Generiert ein 4-Bit Array, welches die Endstufe ansteuert. • Setzt einen Zähler auf, um Motordrehzahl festzulegen. • Zu Beginn einer Drehsequenz wird ein Zähler gestartet um Anfahrrampe (Frequenzanlaufkurve) zu realisieren. • In Abhängigkeit von der Drehrichtung, werden diese States in der jeweiligen Reihenfolge abgearbeitet.

Für die Realisierung der Strombegrenzung mittels Chopper-Betrieb (vgl. Kapitel 3.2.3 und 5.2.3) wird ein vom Komparator kommendes Signal in einem taktflankengesteuerten Prozess ausgewertet. Da der Schrittmotor über zwei Motorwicklungen verfügt, ist dieser Prozess zweimal im FPGA implementiert, um gezielt die entsprechende Endstufe bei zu hohem Strom. abschalten zu können.

Nach Erkennung eines zu hohen Motorstroms (Komparatorsignal $sComp$ logisch 1) wird ein Automat gestartet, in welchem die entsprechende Endstufe im L298 zunächst über ein Enable-Signal ($sInh$) abgeschaltet wird. Nach einer Zeitverzögerung von $20\mu s$ wird in einem weiteren Zustand geprüft, ob die Stromaufnahme der Schrittmotors wieder unter den eingestellten Wert gefallen ist. Ist dies der Fall, wird die Endstufe wieder aktiviert und ein weiterer Zähler für eine erneute Zeitverzögerung von $20\mu s$ gestartet. Nach Ablauf der $20\mu s$ befindet sich der Automat wieder in seinem Ausgangszustand. Die Zeitverzögerungen sind implementiert um einen unruhigen Betrieb des Motors durch zu hohe Schaltfrequenzen der Endstufe zu vermeiden. *Bild 6.7* zeigt den Ablauf des Automaten.

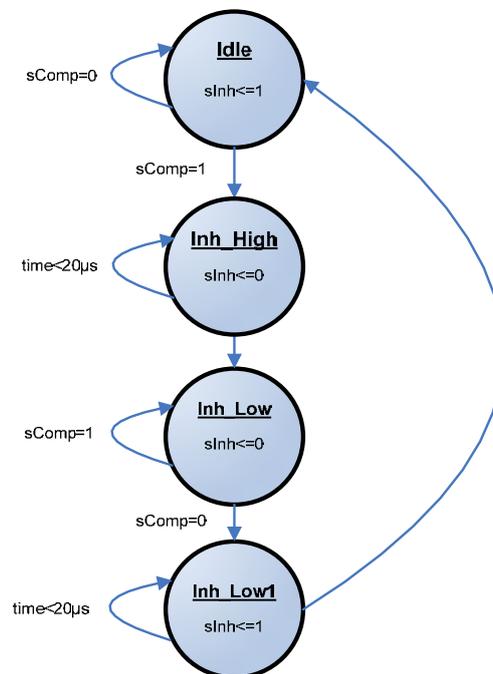


Bild 6.7: Automatengraph für die Strombegrenzung mittels Chopper

6.3 Absolutdrehgeber

Zum Auslesen des Drehgebers wurde im VHDL-Code ein taktflankengesteuerter Prozess implementiert, welcher eine State-Machine mit acht Zuständen darstellt. Mit entsprechendem Code wird sichergestellt, dass die Funktion des einzelnen States erfüllt wird, bevor mit der nächsten steigenden Taktflanke des Systemtaktes der nächste State ausgeführt wird.

Tabelle 6.3: Beschreibung der internen Zustände des Prozesses für das Auslesen des Drehgebers mit SSI-Protokoll

State	Funktion
Idle	Definierter Startpunkt. Legt ein High Signal von 1 μ s an den Takt-ausgang. Setzt einen internen Zählstand auf null.
Start	Generiert ein High-Signal von 25 μ s und legt dieses an den Takt-ausgang. Außerdem wird ein High-Signal an einem Testausgang angelegt, um mit einem Oszilloskop dieses zur Triggerung zu nutzen.
Start_Bit	Generierung der Startsequenz für die Datenübertragung. Ein Low-Signal von 1 μ s wird generiert und an den Taktausgang gelegt. Der Triggerausgang wird wieder auf Low gesetzt.
High_15	Ein High-Signal von 1 μ s wird an den Taktausgang gelegt. Der interne Zählerstand wird um 1 erhöht.
Low_15	An den Taktausgang wird 1 μ s lang ein Low-Pegel angelegt. Ein internes Array aus 15 Bit wird um ein Bit nach links geschoben und gleichzeitig das unterste Bit mit der Wertigkeit des Dateneingangs beschrieben. Eine Abfrage prüft die Wertigkeit des im State High_15 erhöhten Zählstandes. Ist der Zählstand gleich 15, dann wird bei der nächsten Taktflanke des Systemtaktes der State High_10 ausgeführt, andernfalls der State High_15.
High_10	Ein High-Signal von 1 μ s wird an den Taktausgang gelegt. Der interne Zählerstand wird um 1 erhöht.
Low_10	An den Taktausgang wird 1 μ s lang ein Low-Pegel angelegt. Ein internes Array aus 10 Bit wird um ein Bit nach links geschoben und gleichzeitig das unterste Bit mit der Wertigkeit des Dateneingangs beschrieben. Eine Abfrage prüft die Wertigkeit des im State

	High_10 erhöhten Zählstandes. Ist der Zählstand gleich 25, dann wird bei der nächsten Taktflanke des Systemtaktes der State Finish ausgeführt, andernfalls der State High_10.
Finish	Das 15-Bit Array und das 10-Bit Array werden jeweils in 16-Bit Arrays mit führenden Nullen umkopiert. Der interne Zählstand wird auf null gesetzt. Bei der nächsten steigenden Taktflanke des Systemtaktes wird der State Start ausgeführt.

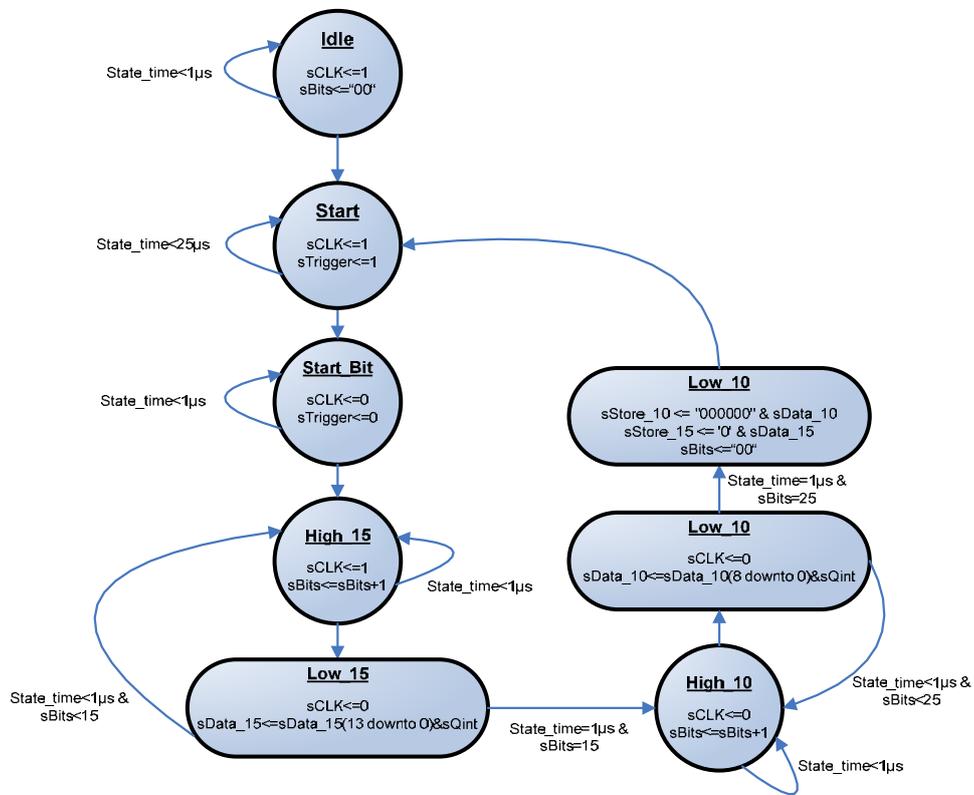


Bild 6.8: Automatengraph zum Auslesen des Absolutdrehgebers

Für weitere Recherchen soll an dieser Stelle auf den kompletten VHDL-Code im Anhang auf der CD verwiesen werden. Ein Auszug aus dem Command-Interpreter ist im Kapitel 7.2 zu finden.

7 Beschreibung der Testumgebung

7.1 Übersicht

Nach Fertigstellung der Hardware, die für die Ansteuerung der Justageeinheiten nötig ist, wurde der VHDL-Code im FPGA implementiert. Dabei wurden Vorkehrungen getroffen, um eine Testumgebung zu schaffen, welche es dem Benutzer ermöglicht, die elektrischen und elektromechanischen Komponenten entsprechend zu bedienen, zu testen und zu optimieren.

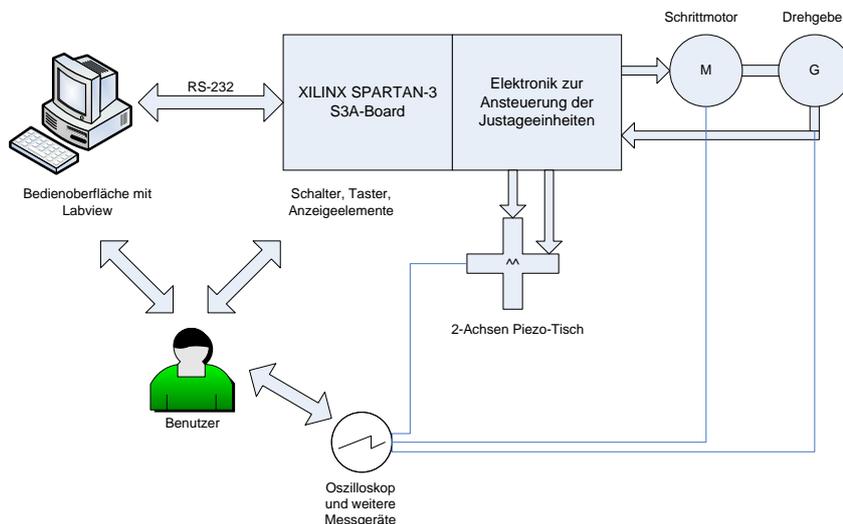


Bild 7.1: Prinzipaufbau der Testumgebung

Erste Tests der Hardware wurden mit den Schaltern und Tastern auf dem Digilent-Board durchgeführt. So kann der Piezo-Tisch in beide Richtungen verfahren werden und das Ausgangssignal in Amplitude und Frequenz parametrisiert werden (siehe Kapitel 8.1). Insbesondere zum Auslesen des Drehgebers und zur Kontrolle des Schrittmotors wurde auf einem Auswerterechner eine graphische Benutzeroberfläche basierend auf LabView programmiert, mit welcher der Motor gesteuert und die genaue Position des Drehgebers zurück gelesen wird. Die Software kommuniziert über die serielle Schnittstelle des PCs mit der entwickelten Hardware. Genauere Tests wurden in erster Linie mit einem


```

pBinBcd:  entity work.Comm_Serial port map
(  CLK    => CLK,
  RESET => sRESET,
  RXD   => RXD,
  TXD   => TXD,
  TX_STROBE => sTX_STROBE,
  TX_BUSY => sTX_BUSY,
  TX_DATA => sTX_DATA,
  RX_VALID => sRX_VALID,
  RX_DATA => sRX_DATA);

```

Die Kommunikation zwischen PC und FPGA basiert auf eigene festgelegte Telekommandobefehle und wird im FPGA in drei Prozessen realisiert.

Tabelle 7.1: Überblick über die implementierten Prozesse für die serielle Schnittstelle

Prozess	Funktion
Comm_Serial	Erzeugen der Baudrate und der nötigen Bitmuster, wie etwa Start- und Stopbits für die serielle Schnittstelle.
pSerial_RX	Übernahme und Verarbeitung der Daten von Comm_Serial. Insgesamt wird für jede Datenübertragung zunächst ein Byte empfangen. Je nach Wertigkeit dieses Bytes werden drei weitere Bytes empfangen oder drei Bytes gesendet. Dieser Prozess regelt den Ablauf mit entsprechenden Abfragen.
pCommand_Interpreter	In diesem Prozess sind die Telekommandobefehle hinterlegt, welche von LabView aus abgesetzt werden. Er dient dazu einzelne Statusbits zu setzen und empfangene Daten, wie etwa die Anzahl der Motorschritte zu interpretieren und sie den jeweiligen anderen Prozessen zur Verfügung zu stellen.

Der Ablauf entspricht dem eines Master/Slave Systems. Der PC ist als Master und der FPGA als Slave anzusehen. Dabei wird zwischen Schreib- und Lesebe-

fehlen unterschieden. Ein Schreibbefehl wird als solcher erkannt, wenn das erste vom PC kommende Byte die Wertigkeit 0x01 hat. In diesem Fall werden die nächsten drei vom PC kommenden Befehle in entsprechende Arrays gespeichert. Wird als erstes Byte ein 0x02 empfangen, dann sendet der FPGA darauf hin 3 Bytes zurück. Sollte der FPGA als erstes Byte ein 0x01 empfangen, wird die weitere Fallunterscheidung mit dem zweiten Byte vorgenommen.

Tabelle 7.2: Übersicht über die verwendeten Telekommando-Befehle

Wert Byte 2	Funktion
0x10	Drehgeber zurück setzen (null)
0x11	Drehgeber Multiturn-Werte lesen
0x12	Drehgeber Singleturn-Werte lesen
0x23	Schrittmotor um n Schritte nach links drehen
0x24	Schrittmotor um n Schritte nach rechts drehen
0x21	Schrittmotor endlos links drehend
0x22	Schrittmotor endlos rechts drehend
0x20	Schrittmotor stoppen

Das folgende Code-Beispiel soll verdeutlichen, wie der Prozess `pCommand Interpreter` die empfangenen Daten auswertet. Die dabei gesetzten Flags, werden z.B. im Prozess der Schrittmotoransteuerung ausgewertet.

```
case sRX_4BYTE (31 downto 16) is
  when x"0210" => sTX_BYTE2 <= x"06
                sTX_BYTE3 <= x"00";
                sZERO_SYNC <= '0'; "-- Encoder zurueck setzen

  when x"0211" => sTX_TURNS <= sStore_15;
                sTX_BYTE2 <= sTX_TURNS (15 downto 8);
                sTX_BYTE3 <= sTX_TURNS (7 downto 0);
                sZERO_SYNC <= '1'; -- Multiturn Schritte zurueck lesen

  when x"0212" => sTX_TURNS <= sStore_10;
                sTX_BYTE2 <= sTX_TURNS (15 downto 8);
                sTX_BYTE3 <= sTX_TURNS (7 downto 0);
                sZERO_SYNC <= '1'; -- Singleturn Schritte lesen

  when x"0223" => sRun <= '1';
                sTurn <= '1';
                CW_CCW <= '1';
                sSteps_Count <= sRX_4BYTE (15 downto 0);
                sGotSteps <= not sGotSteps; -- Motor n Schritte links

  when x"0224" => sRun <= '1';
                sTurn <= '1';
                CW_CCW <= '0';
                sSteps_Count <= sRX_4BYTE (15 downto 0);
                sGotSteps <= not sGotSteps; -- Motor n Schritte rechts

  when x"0221" => sRun <= '1';
                sTurn <= '0';
                CW_CCW <= '1'; -- Motor stendig links drehend

  when x"0222" => sRun <= '1';
                sTurn <= '0';
                CW_CCW <= '0'; -- Motor stendig rechts drehend

  when x"0220" => sRun <= '0';
                sTurn <= '1';
                CW_CCW <= '0';
                sSteps_Count <= x"0000";--Motor stop

  when others => sTX_BYTE2 <= sRX_BYTE2;
                sTX_BYTE3 <= sRX_BYTE3;
end case;
```

7.3 PC-Umsetzung

Auf dem PC wurde eine graphische Benutzeroberfläche geschaffen, mit der die Telekommandobefehle abgesetzt werden können. Dazu wurde LabView von National Instruments verwendet. Damit können ohne großen Aufwand Bedienelemente und Anzeigeelemente erstellt und binäre mathematische Funktionen implementiert werden. Für die Benutzung der seriellen Schnittstelle liefert National Instruments VISA-Treiber, welche im Programm integriert werden. Mit Hilfe des Programms kann der Benutzer das entsprechende Bauelement (Schrittmotor, Drehgeber) selektieren, und entsprechende Befehle über die serielle Schnittstelle an den FPGA senden.

Bild 7.3 zeigt, wie ein Befehl an den Schrittmotor abgesetzt wird und der Drehgeber zyklisch ausgelesen wird. Die seriellen Daten werden von dem Programm errechnet und basieren auf die eigens definierten Telekommandobefehle.

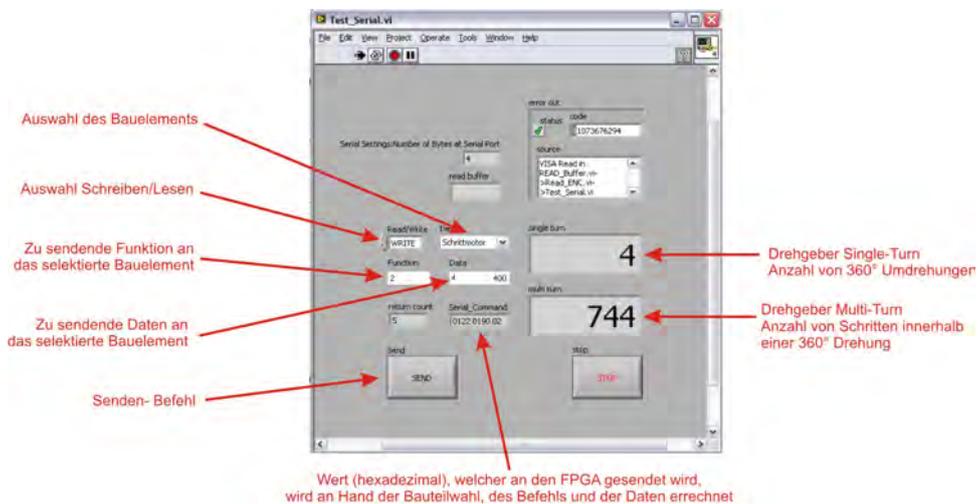


Bild 7.3: Benutzeroberfläche zu Ansteuerung der Justageeinheiten auf einem PC mit National Instruments LabView

8 Messergebnisse und Diskussion

8.1 Piezo-Antrieb

Um die Wirkungsweise der Ansteuerungselektronik der Piezoendstufe zu charakterisieren, wurden Messungen bei Raumtemperatur im Labor und Kaltmessungen in einer Trockeneisbox durchgeführt. Im Folgenden werden die gemessenen Ergebnisse ausreichend diskutiert und die elektrischen Ansteuerungssignale analysiert.

8.1.1 Allgemeine Messergebnisse der Piezo-Endstufe

Die entwickelte Piezoendstufe liefert folgende charakteristische Kenndaten:

Versorgungsspannung des Schaltungsteils:	48V
Stromaufnahme:	50mA
maximale anliegende Spannung am Piezokristall:	45V
maximale Ansteuerungsfrequenz:	4kHz

Das S3 Entwicklungsboard verfügt über verschiedene DIP-Schalter. Der FPGA-Code wurde dahingehend erweitert, über die Schaltkombination der DIP-Schalter sowohl die Ansteuerungsfrequenz, d.h. Rampenbreite, als auch die Spannung am Piezokristall variieren zu können. Die nachfolgende *Tabelle 8.1* und *Tabelle 8.2* zeigen die möglichen Schalterkombinationen.

Tabelle 8.1: Einstellmöglichkeiten der Ansteuerungsfrequenz

DIP[0..3]	Ansteuerungsfrequenz
0000	4kHz
0011	1,9kHz
0111	1,3kHz
1001	1kHz
1101	770Hz
1111	670Hz

Tabelle 8.2: Einstellmöglichkeiten der Ausgangsspannung

DIP[4..7]	Ausgangsspannung
0001	12V
0010	22V
0011	33V
0100	43V
0101	45V (übersteuert)

Über diese einstellbaren Ansteuerungsparameter wird zunächst die Funktionsweise der Piezoendstufe, die Charakterisierung der Ansteuerungssignale sowie die Temperaturabhängigkeit des Piezoantriebes untersucht.

Für die nachfolgende Analyse der Piezoendstufe und die Charakterisierung der Ansteuerungssignale, wurden Messungen an einzelnen Komponenten der Schaltung durchgeführt. Das Blockdiagramm in *Bild 8.1* zeigt die untersuchten Funktionsblöcke.

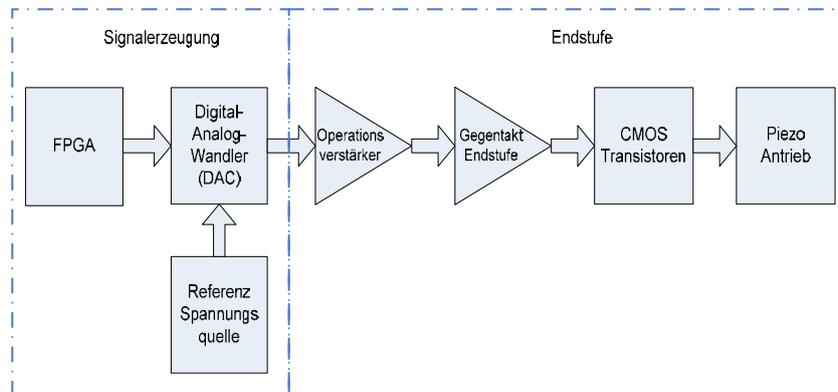


Bild 8.1: Untersuchte Funktionsblöcke der Schaltung

8.1.2 DAC-Ansteuerung

Zum Erzeugen der Ansteuerungssignale wird ein Digital-Analog-Wandler entsprechend vom FPGA angesteuert. Es handelt sich dabei um eine serielle Datenübertragung über drei Leitungen.

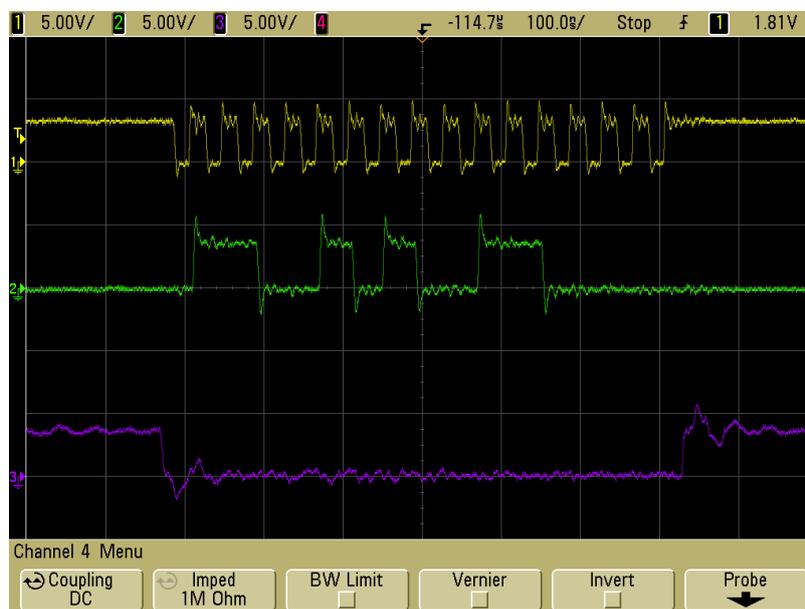


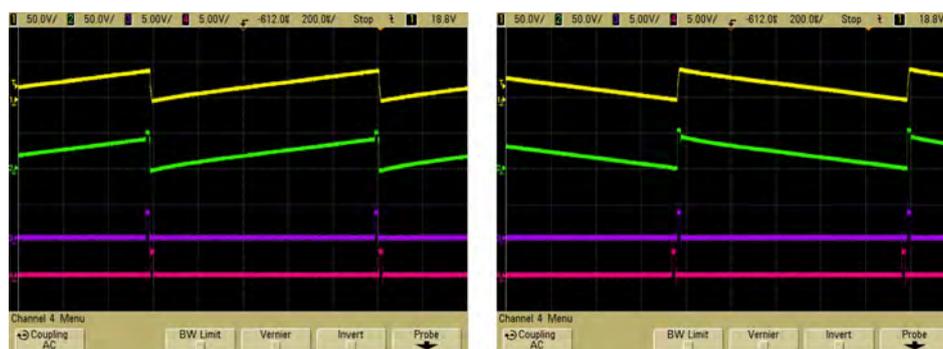
Bild 8.2: Serielle Datenübertragung zum Digital-Analog-Wandler

Bild 8.2 zeigt die vom FPGA gelieferten Signale zur Ansteuerung des DAC. Der DAC vom Typ AD5324 benötigt ein Datenwort (16-Bit), um an seinem analogen Ausgang eine entsprechende Spannung einzustellen. Die Daten (Kanal 2 / grün) werden bei jeder fallenden Taktflanke (Kanal 1 / gelb) vom DAC übernommen, wenn das SYNC-Signal (Kanal 3 / lila) vorher in den Low-Zustand wechselt und während der Übertragung logisch 0 bleibt. In dem dargestellten Fall wird eine Spannung von etwa 0,8V am Ausgang B des DAC's eingestellt.

8.1.3 Ansteuerungssignalformen

Die am Piezokristall anliegende Spannung gleicht der einer Sägezahnspannung, wobei je nach gewünschter Bewegungsrichtung des Piezoschlittens eine schnelle Anstiegszeit mit langer Abfallzeit bzw. eine langsame Anstiegszeit mit schneller Abfallzeit benötigt wird.

Bild 8.3 zeigt die gemessenen Ansteuerungssignale der Schaltung für die Vorwärts- und Rückwärtsbewegung des Piezoantriebs. Dabei stellt Kanal 1 (gelb) die gemessene Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers und Kanal 2 (grün) die anliegende Spannung am Piezokristall dar. Kanal 4 (rosa) zeigt die pulsförmige Ansteuerung des N-Kanal CMOS-Transistors bzw. Kanal 3 (lila) die Ansteuerung des P-Kanal CMOS-Transistors am Ausgang.



a)

b)

Bild 8.3: a) Spannungsverlauf für die Vorwärtsbewegung b) Spannungsverlauf für die Rückwärtsbewegung

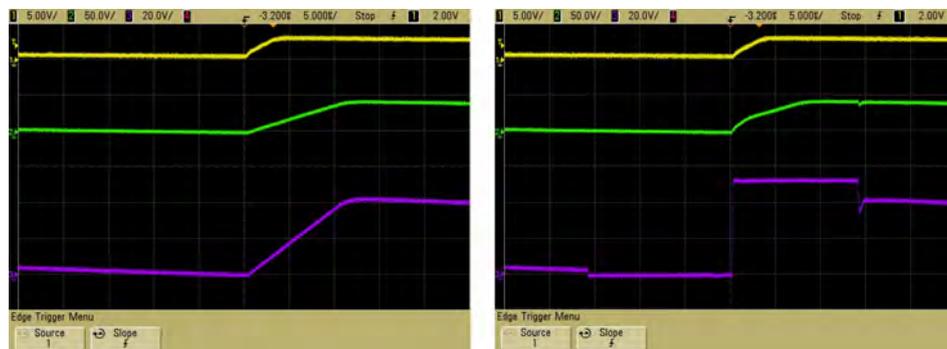
Ohne die Verwendung der CMOS-Transistoren am Ausgang findet eine Bewegung des Trägheitsantriebs nicht statt. Die folgenden Messungen verdeutlichen diesen Effekt am Beispiel der Ansteuerung für die Rückwärtsbewegung.



a)

b)

Bild 8.4: a) Spannungsverlauf ohne Verwendung von CMOS-Transistoren b) Spannungsverlauf mit Verwendung von CMOS-Transistoren (Zeitauflösung $50\mu\text{s}$)



a)

b)

Bild 8.5: a) Spannungsverlauf ohne Verwendung von CMOS-Transistoren b) Spannungsverlauf mit Verwendung von CMOS-Transistoren (Zeitauflösung $5\mu\text{s}$)

Bild 8.4 und *Bild 8.5* zeigen die Ergebnisse dieser Gegenüberstellung. Dabei zeigt Kanal 1 (gelb) die Spannung am DAC-Ausgang, Kanal 2 (grün) die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers und Kanal 3 (lila) die am Piezo

anliegende Spannung. Deutlich zu erkennen in *Bild 8.4a* und *Bild 8.5a* ist, dass die Ausgangsspannung der Endstufe ohne Verwendung der CMOS-Transistorstufe eine Anstiegszeit von ca. $10\mu\text{s}$ benötigt, um die Ausgangsspannung von 0V auf 45V einzustellen. Da die Reibungskraft der Mechanik im Piezoantrieb in diesem Fall bereits zu hoch ist, findet keine Bewegung statt. *Bild 8.4b* und *Bild 8.5b* zeigen hingegen die Ansteuerungscharakteristik mit CMOS-Transistorstufe. Ein steiler Flankenanstieg und damit eine eintretende Bewegung des Antriebes ist die Folge. Die pulsformige Überhöhung der Ausgangsspannung nach dem schnellen Anstieg entsteht dadurch, dass die Transistoren direkt an die Versorgungsspannung der Schaltung ($U=48\text{V}$) angeschlossen sind. Der Operationsverstärker steuert jedoch nur bis max. 42V aus, so dass eine dynamisch anliegende Spannung an den CMOS-Transistoren in einer weiterführenden Arbeit wünschenswert wäre, da zunächst im aktuellen Design stets ein Puls mit einer Amplitude von 48V entsteht.

Anhand dieser Ansteuerungssignale sind nachfolgenden Untersuchungen des Piezoantriebes für unterschiedlichen Temperaturen entstanden.

8.1.4 Piezoantrieb bei Raumtemperatur

Zur Bestimmung der Charakteristik des Piezoantriebes und des Piezokristalls wurden verschiedene Messreihen bei Raumtemperatur durchgeführt, in denen der Antrieb jeweils ohne zusätzliche Belastung einen kompletten Verfahrweg von 4mm absolvierte.

Zunächst wurde die Frequenz der Signalrampe bei konstanter Piezospannung ($U = 43\text{V}$) variiert und die Zeit gemessen, die für die Gesamtstrecke von 4mm benötigt wurde. Es ist anzunehmen, dass mit steigender Frequenz die Verfahrzeit proportional sinkt da die Auslenkung des Piezokristalls und damit die Schrittweite konstant bleiben.

In *Bild 8.6* ist die benötigte Zeit für das Verfahren des Schlittens über die eingestellte Frequenz dargestellt. Sehr deutlich ist zu erkennen, dass die Verfahrzeit sinkt, jedoch nicht proportional wie zuvor angenommen.

Mit den vorliegenden Messwerten, lässt sich die Geschwindigkeit v berechnen, so dass sich für einen Messwert hier exemplarisch ergibt:

$$v = \frac{s}{t} = \frac{4\text{mm}}{9,2\text{s}} = 0,43 \frac{\text{mm}}{\text{s}} \quad (8.1)$$

Diese Berechnung wird für alle Messwerte durchgeführt, um so ein Geschwindigkeitsprofil über die Frequenz (siehe *Bild 8.7*) zu erhalten.

Fahrzeit des Piezoträgheitsantriebes für verschiedene Ansteuerungsfrequenzen

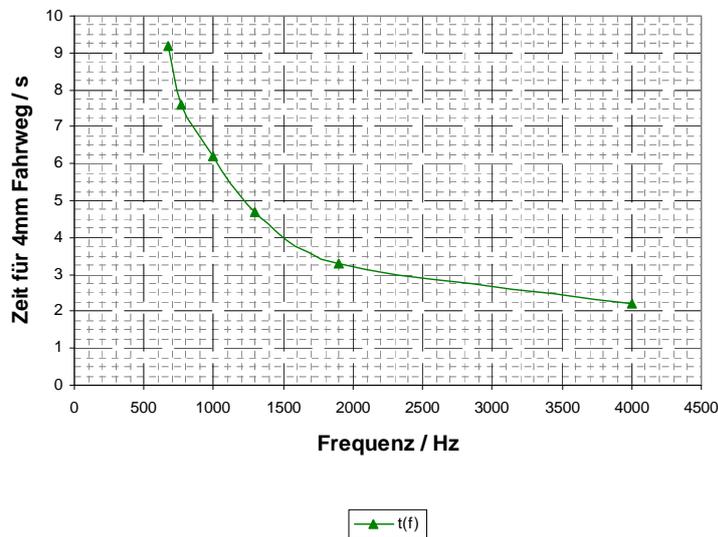


Bild 8.6: Frequenzabhängigkeit als $t(f)$

Aus dem ermittelten Geschwindigkeitsverlauf ist zu erkennen, dass mit steigender Frequenz die Geschwindigkeit des Schlittens nicht linear zunimmt. Oberhalb einer Grenzfrequenz von $f = 2\text{kHz}$ weicht die gemessene Kurve von der linearen Annahme ab und die Trägheit des Antriebes wirkt sich in Form eines mechanischen Schlupfes aus.

Frequenzabhängigkeit des Piezoträgheitsantriebes bei Raumtemperatur und U=43V

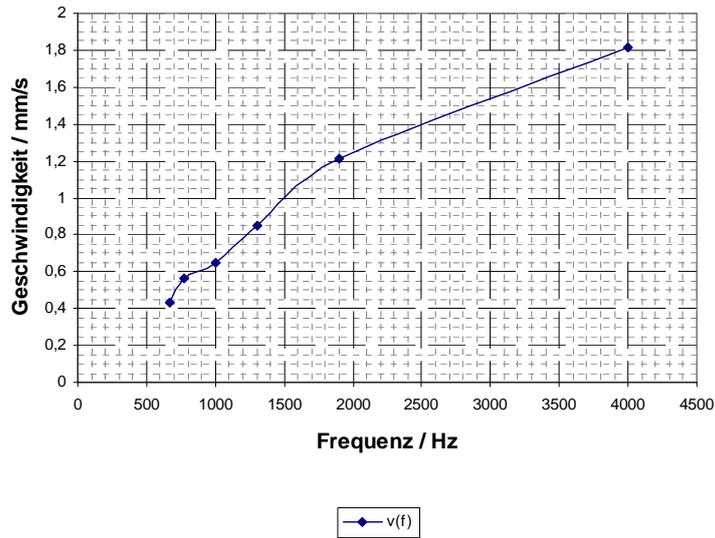


Bild 8.7: Frequenzabhängigkeit als $v(f)$

Es ist anzunehmen, dass der Trägheitsantrieb und damit die Spiegelecke bei niedrigen Frequenzen genauer bewegt werden können, da noch nicht von einem Schlupf auszugehen ist. Die Einstellgenauigkeit ist über die Schrittweite definiert.

Bei einer gegebenen Ansteuerungsfrequenz f ergibt sich eine Periodendauer für einen Schritt von:

$$t_{\text{Periode}} = \frac{1}{f} = \frac{1}{670\text{s}^{-1}} = 1,5\text{ms} \quad (8.2)$$

Bei einer gegebenen Zeit von 9,2s für eine anliegende Frequenz von 670Hz, bedeutet dies, dass

$$n_{\text{Schritte}} = \frac{t_{\text{Gesamt}}}{t_{\text{Periode}}} = \frac{9,2\text{s}}{1,5 \cdot 10^{-3}\text{s}} = 6164 \quad (8.3)$$

6164 volle Perioden der anliegenden Spannung benötigt werden, um den Piezoantrieb über eine Strecke von 4mm zu bewegen. Daraus ergibt sich die Schrittweite für einen Puls der Sägezahnspannung zu

$$s_{\text{Schritt}} = \frac{s_{\text{Gesamt}}}{n_{\text{Schritte}}} = \frac{4\text{mm}}{6164} = 648,93\text{nm} \quad (8.4)$$

Diese Berechnung wurde für alle vorliegenden Messergebnisse durchgeführt, so dass zu jeder möglichen Frequenz eine Schrittweite zugeordnet werden kann.

In *Bild 8.8* ist die ermittelte Schrittweite des Piezoantriebes über die Frequenz dargestellt. Der Verlauf weist stark auf eine Tiefpasscharakteristik des Aufbaus bei Raumtemperatur hin. Die Grenzfrequenz wird über die Trägheit bestimmt und liegt derzeit bei $f=2\text{kHz}$. Unterhalb dieser Ansteuerungsfrequenz ist von einer konstanten Schrittweite von $s_{\text{Schritt}} = 650\text{nm}$ auszugehen. Oberhalb der Grenzfrequenz nimmt die Schrittweite ab.

Schrittweite des Piezoträgheitsantriebes für verschiedene Ansteuerungsfrequenzen

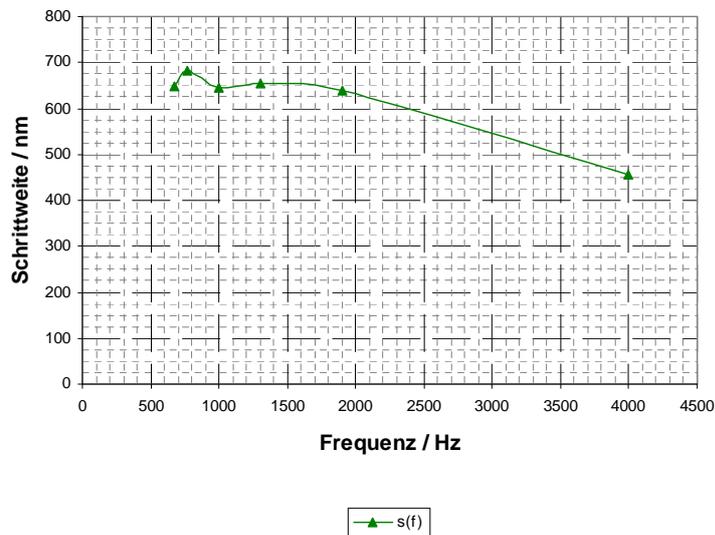
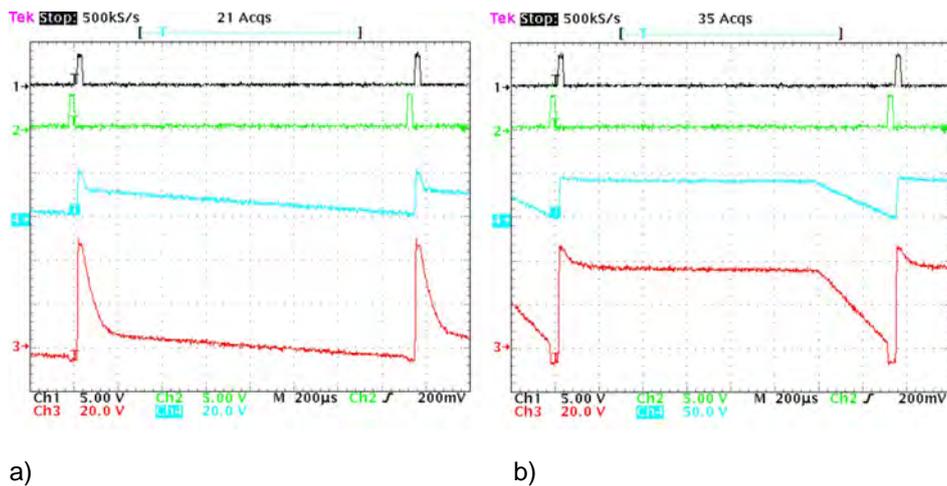


Bild 8.8: Ermittelte Schrittweite in Abhängigkeit der Ansteuerungsfrequenz f

Es wurden zusätzlich Messungen durchgeführt bei denen die Ausgangsspannung mit Hilfe der Schalterstellungen auf dem S3-Board variiert wurde. Ein bereits in Kapitel 8.1.3 behandeltes Problem was dabei auftritt ist, dass auf Grund

der Beschaltung der CMOS-Transistoren, sich die Ausgangsspannung stets auf 48V einstellt.



a)

b)

Bild 8.9: a) Ausgangssignal mit ca. 12V Amplitude (rot) b) übersteuertes Ausgangssignal (rot)

Somit ist eine Messung mit verschiedenen Amplituden nur über Verstellung der Betriebsspannung von 48V möglich.

In *Bild 8.9a* sind die Signale zu sehen, welche sich ergeben wenn eine Ausgangsamplitude von 12V mit den Schaltern eingestellt wird. *Bild 8.9b* zeigt den Amplitudenverlauf der sich ergibt wenn ein theoretischer Wert von etwa 180V eingestellt wird. Diese Funktion wurde implementiert um zu sehen ob sich die Charakteristik des Piezokristalls durch das Spannungsplateau verändern lässt.

Messungen zeigen, dass sich auf Grund dieser Variation keine zeitliche Abweichung der Geschwindigkeit erkennen lässt. Lediglich bei Spannungen mit einem langen Spannungsplateau als Amplitudenmaximum, erhöht sich die Fahrzeit des Antriebes geringfügig, da wie in *Bild 8.9b* zu sehen, am Ende des Spannungsabfalls bereits der N-Kanal CMOS-Transistor den Ausgang der Endstufe auf Massepotential zieht. Dies bewirkt den gleichen Effekt, ähnlich der Notwendigkeit der schnellen Anstiegszeit, jedoch in umgekehrter Richtung. Die Nadel im Trägheitsantrieb kann auch in diesem Fall auf Grund der hohen Be-

schleunigung nicht von dem Haltemechanismus festgehalten werden, und bewegt sich ein Stück zurück.

Während die Fahrzeit des Antriebes in *Bild 8.9a* bei etwa 9 Sekunden liegt, beträgt sie in *Bild 8.9b* etwa 10 Sekunden. Es ist kein signifikanter Unterschied durch die Verwendung dieser modifizierten Sägezahnformen festzustellen. Daher wurde bei den nachfolgenden Kaltmessungen die Betriebsspannung der Endstufe entsprechend angepasst und eine reine Sägezahnspannung erzeugt.

8.1.5 Kältemessung

Um zu gewährleisten, dass sich der Trägheitsantrieb im Experiment auch noch bei sehr niedrigen Temperaturen weit unter dem Gefrierpunkt bewegt, wurden am Forschungszentrum Karlsruhe entsprechende Kaltmessungen in einer Trockeneisbox durchgeführt. Mit einem speziellen Versuchsaufbau wurde die Bewegung des Schlittens bei unterschiedlichen Umgebungstemperaturen untersucht.



Bild 8.10: Draufsicht des Messaufbaus mit kapazitiver Wegmessung

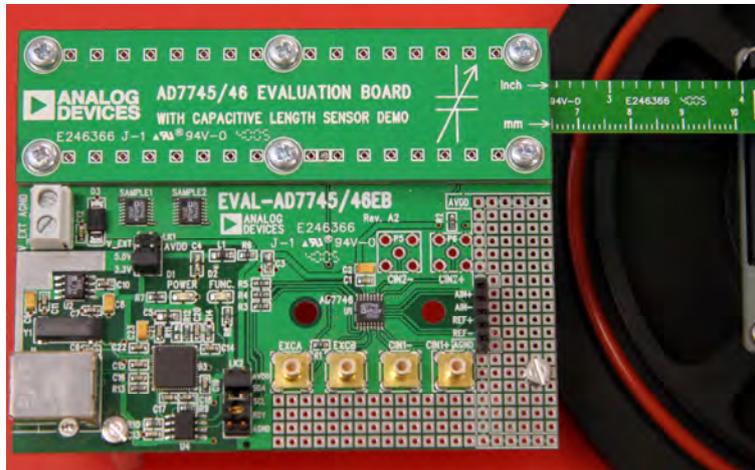


Bild 8.11: Verwendete Hardware zur kapazitiven Wegmessung

Bild 8.10 und Bild 8.11 zeigen den mechanischen Messaufbau für eine zusätzlich adaptierte Wegmessung. Dazu wurde ein Evaluierungsboard des AD7746 von Analog Devices verwendet. Bei dem darauf implementierten AD7746-Chip handelt es sich um einen CDC (Capacitance to Digital Converter). Dieser führt mit entsprechender Beschaltung eine Kapazitätsmessung durch und wandelt die gemessene Kapazität in digitale Signale um. Auf dem Board ist ein Plattenkondensator aufgebaut, welcher über das Herausziehen eines Stück Platinenmaterial seine Kapazität ändert. Dieses Platinenmaterial wurde fest mit einer Achse des Trägheitsantriebes verschraubt, um so eine Wegmessung über die Kapazität durchführen zu können. Die erfassten Messdaten können über die USB-Schnittstelle und einer entsprechenden Software ausgelesen werden.

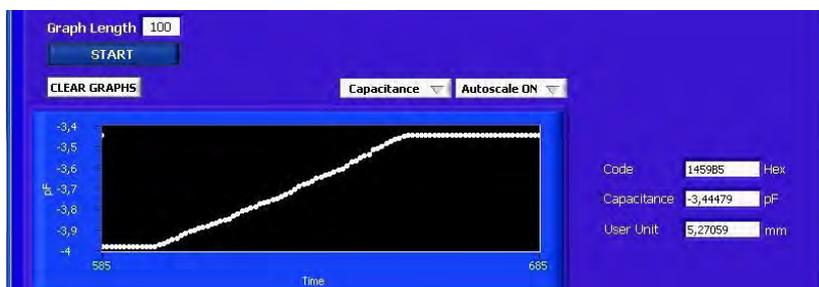


Bild 8.12: Software zur Durchführung der kapazitiven Wegmessung

Bild 8.12 zeigt das Signal des Sensors über die Messzeit. Der dargestellte Kapazitätswert ist proportional zur zurückgelegten Wegstrecke. Es ist zu erkennen, dass der Verfahrensweg mit einer konstanten Geschwindigkeit zurückgelegt wird. Mit Hilfe dieses Messaufbaus ist im nachfolgend beschriebenen Messaufbau sicher zu erkennen, ob sich der Antrieb bewegt oder durch bspw. Vereisung verklemmt ist.

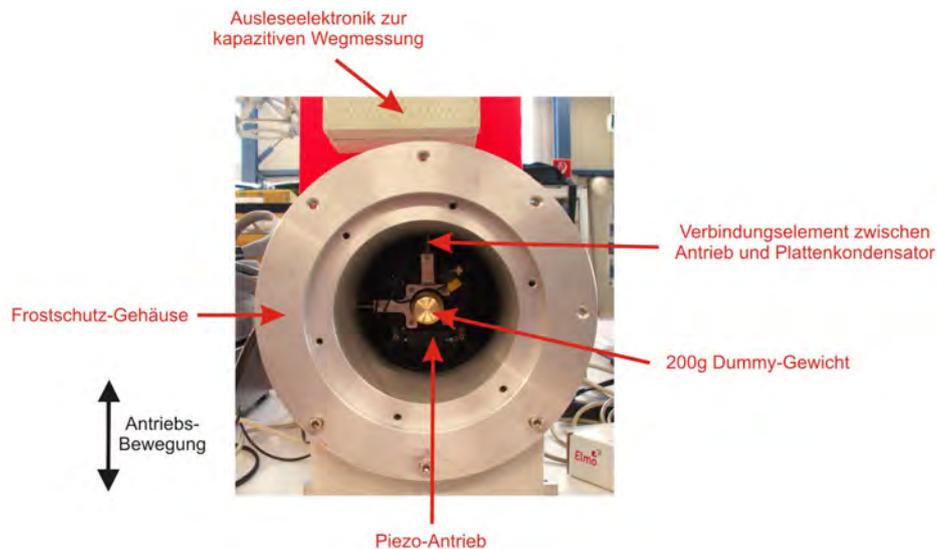


Bild 8.13: Mechanischer Messaufbau für die kapazitive Wegmessung

Das *Bild 8.13* zeigt den für die Kaltmessung modifizierten Messaufbau. Der Trägheitsantrieb wurde in ein Aluminiumgehäuse eingebaut, um diesen gegenüber Luftfeuchtigkeit und daraufhin bei tiefen Temperaturen entstehende Vereisung zu schützen. Dazu wurde die Kammer nach dem Einbau des Antriebs verschlossen und mit Gas gespült, so dass die feuchte Luft entweichen konnte. Die Ausleseelektronik zur Wegmessung wurde in Styropor eingepackt, um sie gegen die tiefen Temperaturen zu isolieren. Der auf der Platine sitzende Plattenkondensator wurde über einen Metallstift mit dem Antrieb verbunden. Des Weiteren wurde an dem Antrieb ein Dummy-Gewicht von 200g angeschraubt, um das tatsächliche Gewicht einer Spiegelecke zu simulieren. Die Bewegungsrichtung des Schlittens ist mittels des schwarzen Pfeils gekennzeichnet.

Bild 8.14 zeigt den gesamten Messaufbau. Der Piezoantrieb wurde mit Hilfe von Trockeneis (*Bild 8.15*) zusammen mit der Elektronik zur kapazitiven Wegmessung auf eine Temperatur von -63°C gekühlt.

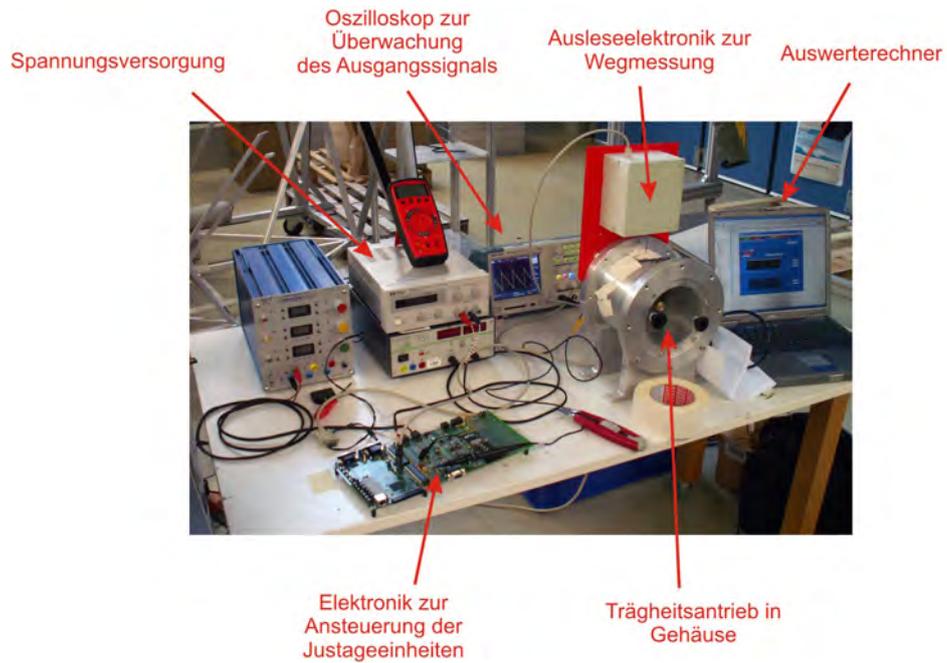


Bild 8.14: Messplatz am Forschungszentrum Karlsruhe



Bild 8.15: Befüllung des Messaufbaus mit Trockeneis

Die Temperaturerfassung wurde mittels PT-100 Temperaturfühler und entsprechendem Messgerät (siehe *Bild 8.16*) durchgeführt.



Bild 8.16: Erreichen einer Temperatur von -50°C ($PT100 = 80\Omega$)

Für die Kaltmessungen wurde die Zeit für den Verfahrweg des Piezoantriebes bei den Temperaturen von $T = -23^{\circ}\text{C}$, $T = -46^{\circ}\text{C}$ und $T = -63^{\circ}\text{C}$ gemessen. Die aus der Verfahrzeit ermittelte Schrittweite wird im Folgenden näher betrachtet.

Während der Messungen funktionierte der Piezoantrieb nur eingeschränkt. Durch eine nicht zu vermeidende Eisbildung an der Messstange des kapazitiven Wegmessers, frohr der Antrieb fest (siehe *Bild 8.17*). Durch mechanisches Lösen der Messstange konnte der Antrieb mittels Elektronik über den gesamten Temperaturbereich tadellos betrieben werden. Im späteren Flugmodell ist keine Eisbildung im Interferometer zu erwarten. Daher ist von einer vollen Funktionalität des Piezoantriebes auszugehen.



Bild 8.17: Eisbildung am Verbindungselement

Zusätzlich zeigt sich bei Temperaturen kleiner $T = -40^{\circ}\text{C}$ eine erhöhte Reibungskraft auf den Schlitten. Durch Messungen an einem zweiten, baugleichen Antrieb konnte dieser Effekt auf die Schmierung, d.h. das verwendete Fett, eingegrenzt werden. Durch die Verwendung eines, für den kalten Einsatzbereich optimiertes Fett, ist dieser Effekt nahezu zu vernachlässigen. Die beiden Antriebe ließen sich jedoch komplett mit den programmierten Ansteuerungsparameter verfahren.

**Schrittweite des Piezoträgheitsantriebes
bei verschiedenen Temperaturen für $f=667\text{Hz}$**

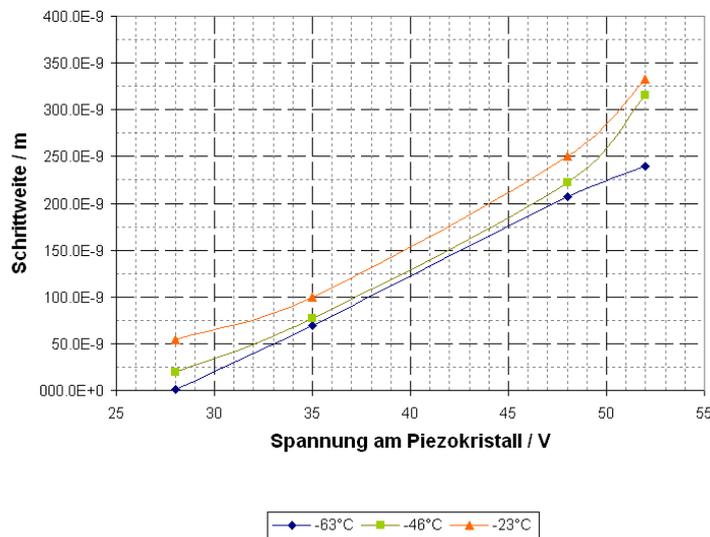


Bild 8.18: Schrittweite des Piezoantriebes in Abhängigkeit der Spannung am Piezokristall für verschiedene Temperaturen bei $f=667\text{Hz}$

In *Bild 8.18* ist die ermittelte Schrittweite des Piezoantriebs in Abhängigkeit der am Piezokristall anliegenden Spannung für verschiedene Temperaturen aufgetragen. Sehr deutlich lassen sich zwei Ergebnisse festhalten. Die Schrittweite nimmt annähernd linear mit der Spannung zu. Darüber hinaus verkleinert sich die Schrittweite proportional bei niedrigeren Temperaturen.

Die Temperatur im Fluginterferometer wird sich bei ca. -60°C einstellen. Unter dieser Annahme ist mit einer effektiven Schrittweite von $s=200\text{nm}$ auszugehen, bei $U=48\text{V}$ und einer Ansteuerungsfrequenz von $f=667\text{Hz}$.

Schrittweite des Piezoträgheitsantriebes bei verschiedenen Temperaturen für $U=48\text{V}$

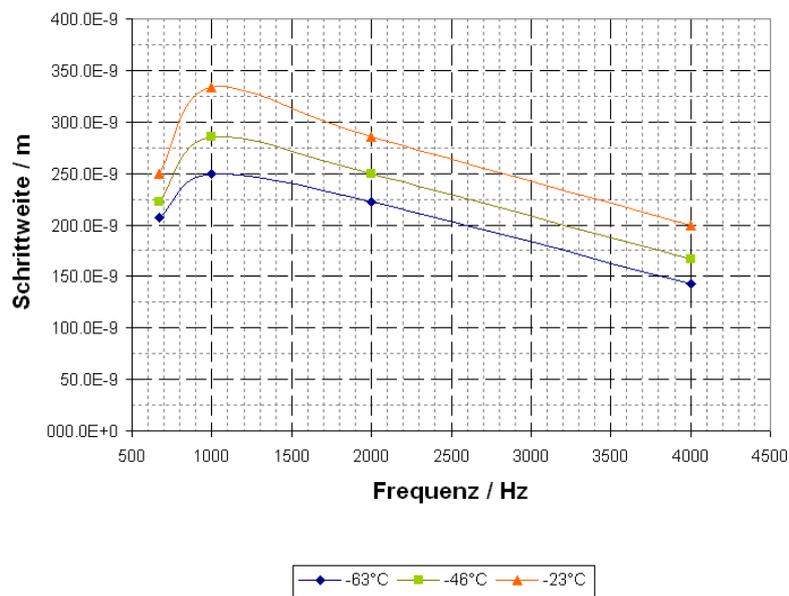


Bild 8.19: Schrittweite des Piezoantriebes in Abhängigkeit der Ansteuerungsfrequenz für verschiedene Temperaturen bei $U=48\text{V}$

Eine Variation der Ansteuerungsfrequenz bei einer konstanten Spannung von $U=48\text{V}$ zeigt das Diagramm in *Bild 8.19*. Es zeigt sich wie zuvor bei den ersten Messungen unter Raumtemperatur, dass der Antrieb eine maximale Ansteuerungsfrequenz besitzt, ab der die Trägheitskraft wirkt. Beim aktuellen Testaufbau mit Dummygewicht ist die zu erwartende Grenzfrequenz bei $f = 1\text{kHz}$ festzustellen. Diese Grenzfrequenz ist unabhängig von der Betriebstemperatur und lediglich von der zu bewegenden Masse abhängig.

Schrittweite des Piezoträgheitsantriebes bei verschiedenen Spannungen am Piezo für $T = -46^\circ\text{C}$

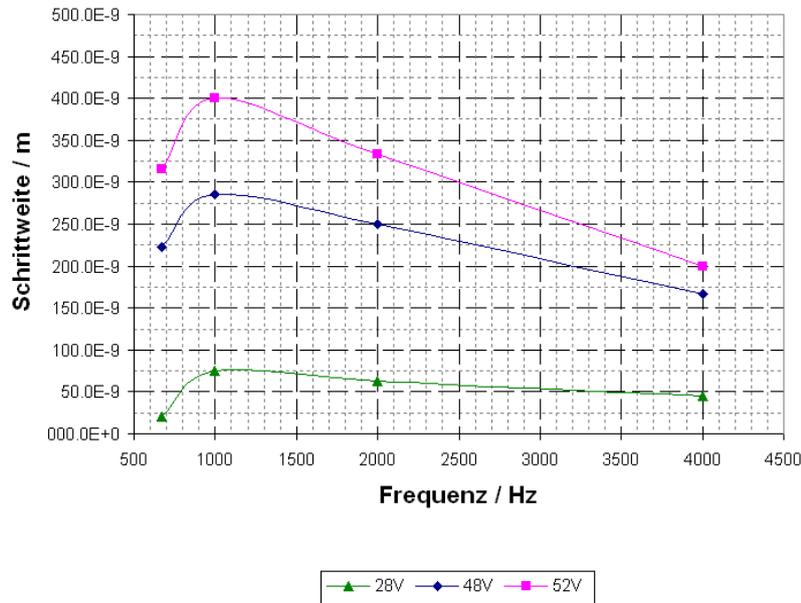


Bild 8.20: Schrittweite des Piezoantriebes bei $T = -46^\circ\text{C}$ in Abhängigkeit der Ansteuerungsfrequenz und für verschiedene Piezospannungen

Bild 8.20 zeigt die Ansteuerungscharakteristik des Antriebes für verschiedene Spannungen und gleichzeitiger Variation der Frequenz. Es wird deutlich, dass der Trägheitseffekt auch nicht über die Variation der Spannung am Piezokristall beeinflusst werden kann. Lediglich die Schrittweite nimmt mit steigender Spannung am Kristall zu.

Aus diesen Erkenntnissen kann das folgende Diagramm (siehe Bild 8.21) als Betriebsdiagramm des Piezoantriebes verstanden werden, welches die Abhängigkeit des Antriebes bei einer angenommenen Betriebstemperatur (hier bspw. $T = -46^\circ\text{C}$) von der angelegten Spannung und Ansteuerungsfrequenz wiedergibt.

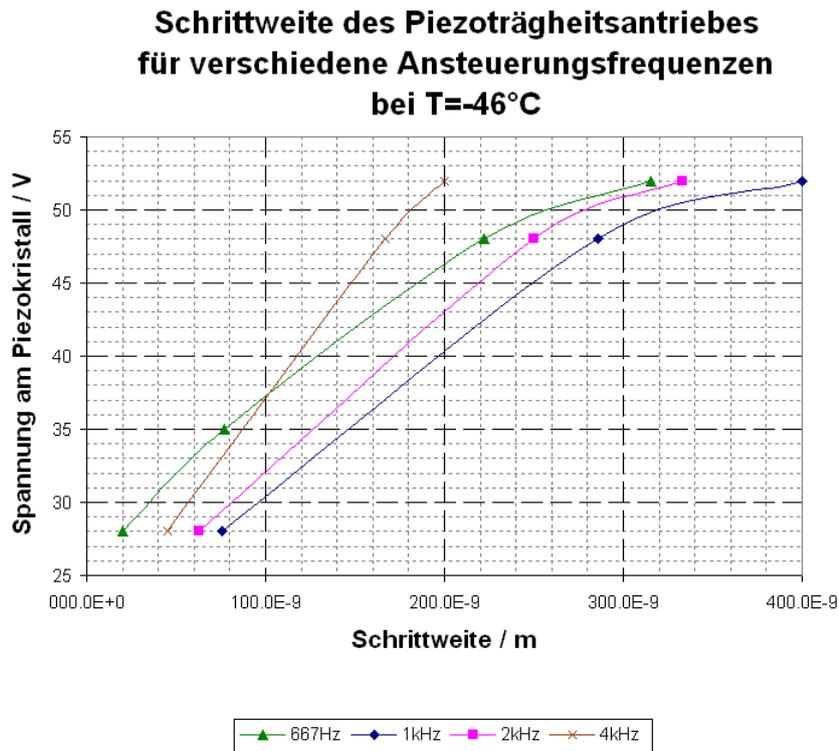


Bild 8.21: Schrittweite des Piezoantriebes bei T= -46°C in Abhängigkeit der Ansteuerungsspannung und für verschiedene Frequenzen

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die implementierte Ansteuerungselektronik auch bei niedrigen Temperaturen (bis T= -63°C) funktioniert. Die Schrittweite ist dabei von der Spannung und der Frequenz abhängig. Je niedriger die Temperatur, desto geringer die Schrittweite. Zusätzlich unterliegt der Antrieb der Trägheitskraft, die sich ab einer zuvor bestimmten Grenzfrequenz signifikant bemerkbar macht. Die relative Positioniergenauigkeit des Antriebes liegt zwischen $s=50\text{nm}$ und $s=400\text{nm}$. Diese Auflösung ist ausreichend genau für die Kompensation des Shear-Effektes im Interferometer.

8.2 Schrittmotor

8.2.1 Allgemeine Messergebnisse und Schrittmotordaten

Bei dem in dieser Arbeit verwendeten Schrittmotor handelt es sich um einen Präzisions-Schrittmotor aus der Serie ZSS der Firma Phytron [Phy09].

Nachfolgend sind charakteristische Messgrößen der Schaltung erfasst worden.

Elektrische Eigenschaften der realisierten Schaltung:

- Betriebsspannung: 28V
- Standby-Stromaufnahme: 1,3mA
- Motorspannung: 28V
- Maximal einstellbarer Strom pro Motorwicklung: 2A
- Motorfrequenz: 500Hz bis 2kHz

Mechanische Eigenschaften der Linsenmechanik:

- Motordrehzahl: (150 bis 600 U/min)
- Maximaler Fahrweg der Linse: 4mm
- Schneckenumdrehungen pro mm: 148
- Motorschritte pro Schneckenumdrehung: 200
- Motorschritte pro mm: 29.600
- Motorschritte für volle 4mm: 118.400

Da für den elektrischen Anschluss des Schrittmotors die Schaltungsart 4-Leiter/seriell verwendet wird (siehe *Bild 3.12* auf Seite 30) ist der zulässige Phasenstrom bei gleicher Verlustleistung mit dem halben Nennstrom zu dimensionieren, welches einem Strom von 300mA pro Motorwicklungspaar entspricht [Phy09].

8.2.2 Motoransteuerung

Die Schrittmotoransteuerung ist im FPGA implementiert und besteht aus vier Signalen welche auf der Platine der Ansteuerungselektronik mit der Endstufe verbunden sind. *Bild 8.22* zeigt die implementierte Ansteuerung der Schrittmotorendstufe im Vollschrittbetrieb bei 1kHz Schrittfrequenz. Kanal 1 und Kanal 2 (gelb und türkis) dienen der Ansteuerung für die Motorspule 1 und Kanal 3 und 4 (lila und grün) der Ansteuerung der Motorspule 2. Durch diese Ansteuerung wechselt der Strom durch die jeweilige Spule von positiver nach negativer Flussrichtung. Beide Spulen werden 90° versetzt angesteuert.

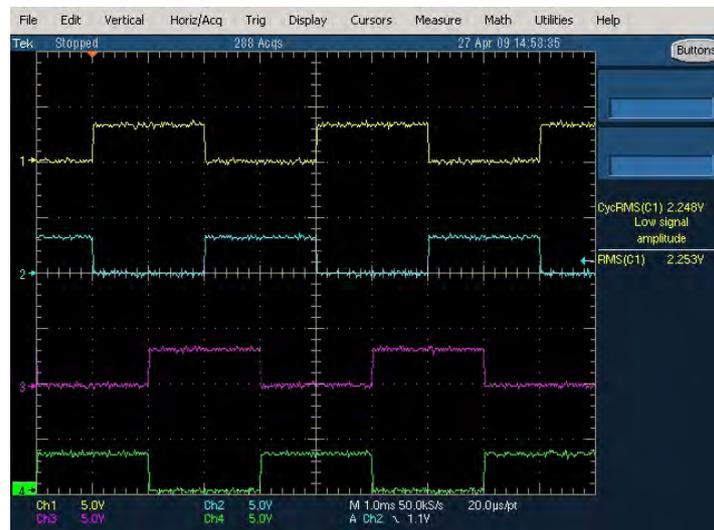


Bild 8.22: Ansteuerungssignale für die Endstufe im Vollschrittbetrieb

8.2.3 Stromform / Strombegrenzung

Da der Wicklungswiderstand einer Spule $6,5\Omega$ beträgt, ist der Gesamtwiderstand bei der Reihenschaltung der Motorspulen 13Ω . Bei einer Motorspannung von $28V$ würde dies einem Strom von ca. $2,2A$ entsprechen. Da der Maximalstrom laut Motordatenblatt $300mA$ betragen darf, ist aus diesem Grund eine Strombegrenzung mittels Chopper implementiert worden. Dazu wird über die Shunt-Widerstände der Motorstrom indirekt gemessen und die dort anliegende Spannung auf einen Komparatoreingang gegeben. Der Komparator vergleicht die anliegende Spannung mit einer einstellbaren Referenzspannung. Ist die an-

liegende Spannung an den Shunt-Widerständen höher führt der Komparatorausgang High-Pegel. Dieses Signal wird zum FPGA zurück geführt, ausgewertet und damit die entsprechende Ausgangsstufe der Endstufe deaktiviert.

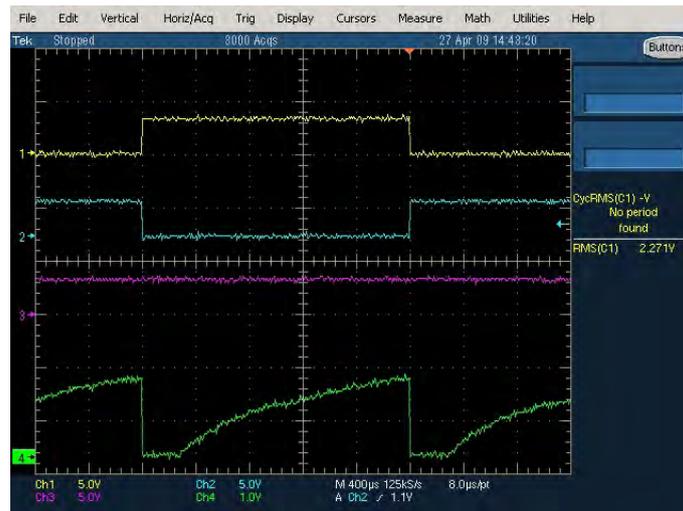


Bild 8.23: Ansteuerung der Endstufe ohne Strombegrenzung

In Bild 8.23 ist der Signalverlauf dargestellt, wenn die Referenzspannung am Komparatoreingang höher eingestellt ist als die maximale Spannung am Shunt-Widerstand. Kanal 1 und 2 (gelb / türkis) zeigen den Verlauf der Ansteuerung einer Motorspule. Kanal 3 (lila) stellt das gemessene Inhibit-Signal dar, welches die entsprechende Motorendstufe aktiviert. Es führt während der gesamten Messzeit einen High-Pegel, was bedeutet, dass die Endstufe nie abgeschaltet wird. Kanal 4 (grün) zeigt den Stromverlauf in einer Wicklung als Spannungssignal an dem dazugehörigen Shunt-Widerstand. Die Spannungsamplitude beträgt maximal 1,5V, was bei einem 2,2 Ω Widerstand einem Strom von etwa 0,7A entspricht.

Die Referenzspannung für den Komparator kann über ein Potentiometer eingestellt werden. Wird eine niedrigere Spannung eingestellt, so wird die Komparatorschaltung aktiv. Bild 8.24 zeigt diesen Fall. Wenn der FPGA die entsprechende Endstufe über das Inhibit-Signal deaktiviert, fließt kein Spulenstrom. Dadurch sinkt gleichzeitig der Spannungsabfall am Messwiderstand. Ist die dort abfallende Spannung kleiner als die der Referenzspannung wechselt

der Komparator mit seinem Ausgangszustand wieder von High nach Low. Im FPGA wird dieser Prozess zeitlich verzögert, um eine zu schnelle Ansteuerung der Endstufe und ein mögliches Resonanzverhalten des Motors entgegen zu wirken. Die in *Bild 8.24* dargestellten Signale entsprechen einem Motorbetrieb mit einer Stromaufnahme von 0,4A. Es lässt sich deutlich erkennen wie das Inhibit-Signal (Kanal 3 / lila) bei steigendem Spulenstrom abgeschaltet wird. Daraus resultiert ein zerhacktes (engl.: chopper) Stromsignal (Kanal 4 / grün) durch die Motorspulen.

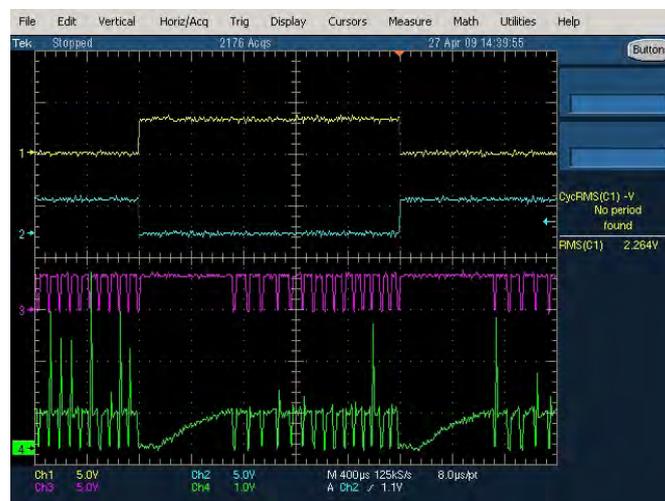


Bild 8.24: Ansteuerung der Endstufe mit einem Strom von 0,4A



Bild 8.25: Ansteuerung der Endstufe mit einem Strom von 0,3A

Bild 8.25 und *Bild 8.26* zeigen das Ansteuerungsverhalten für einen Spulenstrom von 0,3A und 0,6A. Es ist deutlich erkennbar, dass die mittlere Spannung an dem Messwiderstand in *Bild 8.25* etwa halb so groß ist wie in *Bild 8.26*.

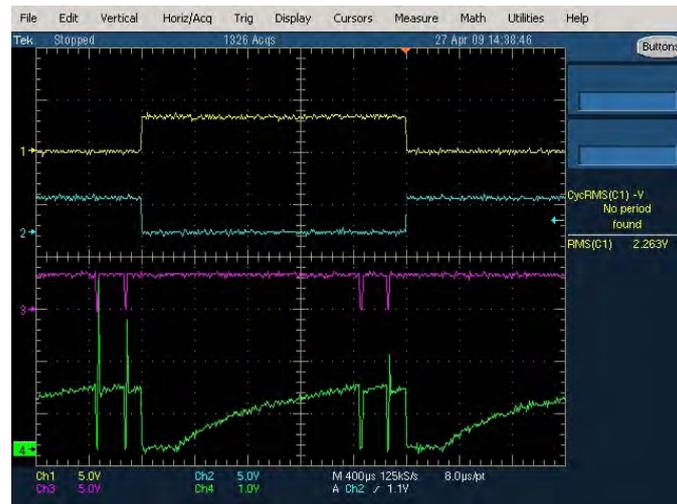


Bild 8.26: Ansteuerung der Endstufe mit einem Strom von 0,6A

8.2.4 Anfahrrampe

Um nach einem Motorstillstand ein möglichst großes Drehmoment zu erzielen, ist im FPGA eine Anfahrrampe implementiert worden. Bei dieser Rampe wird die Schrittfrequenz allmählich von 500Hz bis auf die nominale Schrittfrequenz von 2kHz erhöht. Laut Datenblatt des Herstellers fällt das Drehmoment, insbesondere bei der gewählten Anschlussverdrahtung des Motors, bei Frequenzen über 4kHz allmählich ab. Tests haben ergeben, dass die Laufruhe unterhalb einer Frequenz von 500Hz zu unruhig wird. Aus diesem Grund wurden folgende Frequenzen für die Ansteuerung festgelegt:

Startfrequenz: 500Hz

Nennfrequenz: 2kHz

8.3 Absolutdrehgeber

8.3.1 Ansteuerung

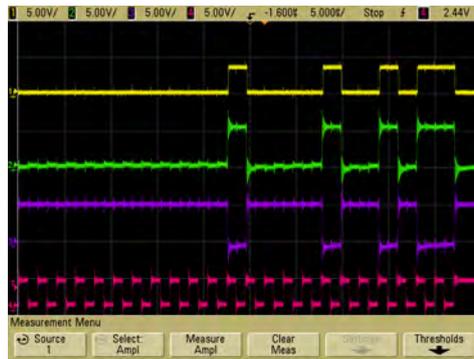


Bild 8.27: Ansteuerungssignale des Absolutdrehgebers

Bild 8.27 zeigt die Kommunikation zwischen Absolutdrehgeber und FPGA. Kanal 4 (pink) ist das vom FPGA gesendete Clock-Signal mit einer Frequenz von 500kHz. Die Drehgeberdaten werden bei jeder fallenden Taktflanke zurück gelesen. Kanal 2 und 3 (grün / lila) ist das vom Drehgeber gesendete Datensignal in differentieller Form. Kanal 1 (gelb) ist das Datensignal welches mit dem Pegelwandler in TTL-Form gebracht wird und vom FPGA aufgenommen wird.

Bild 8.28 zeigt das dazugehörige LabView-Programm mit den Drehgeberdaten.

Bei der hier gezeigten Übertragung werden folgende Werte übertragen:

Single-Turn (innerhalb von 360°): $1001011_{\text{bin}} = 75_{\text{dec}}$

Multiturn (Anzahl von 360°-Umdrehungen): $10_{\text{bin}} = 2_{\text{dec}}$

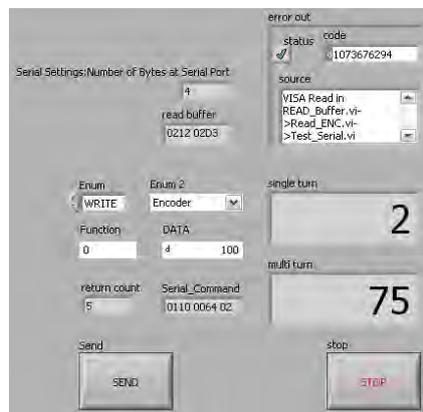


Bild 8.28: Auslese des Drehgebers mit LabView

9 Zusammenfassung und Ausblick

Die hier dargestellten Arbeiten an der Hardware für die Ansteuerung der Justageeinheiten im Michelson-Interferometer konnten erfolgreich in Betrieb genommen werden. Der VHDL-Code für den FPGA wurde auf dem SPARTAN-3-Board implementiert und ausgiebig getestet. Des Weiteren wurden die elektrischen Eigenschaften der entwickelten Platine und der elektromechanischen Bauelemente bestimmt. Erste Tests für den kryogenen Einsatz zeigten bereits gute Ergebnisse.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass im Rahmen dieser Diplomarbeit ein FPGA-basiertes System geschaffen wurde, welches in der Lage ist:

- den Piezoträgheitsantrieb zweidimensional mit unterschiedlichen Parametern wie Spannung und Frequenz zu bewegen
- den Schrittmotor in beide Drehrichtungen zu bewegen, den Motorstrom zu begrenzen, und aus dem Stillstand heraus mit einer Rampenfunktion die Motorfrequenz zu erhöhen
- den Absolutdrehgeber auszulesen und die empfangenen Daten auszuwerten
- mit einem PC zu kommunizieren und mittels LabView-Oberfläche Telekommandobefehle abzusetzen, bzw. Daten vom FPGA entgegen zu nehmen

Weitere Tests, welche noch durchzuführen sind, bestehen in erster Linie aus Kältetests mit der aufgebauten Schrittmotorendstufe und der vorhandenen Linienmechanik. Schrittmotor und Absolutdrehgeber wurden bereits von der MIPAS-Gruppe des Instituts für Meteorologie und Klimaforschung am Forschungszentrum Karlsruhe bei niedrigen Temperaturen getestet, jedoch steht ein Test mit dem jetzt vorliegenden Gesamtsystems noch aus.

Die hier vorgestellte Arbeit, dient als Vorlaufentwicklung für eine spätere Integration in das Gesamtsystem der GLORIA-AB-Flugelektronik. Aus diesem Grund wird nach erfolgreichem Abschluss der Arbeiten damit begonnen, weitere Optimierungen zu prüfen und ein platzoptimiertes Platinendesign mit den vorhandenen elektronischen Bauelementen zu entwerfen, welches adaptiv an die bereits bestehende Flugelektronik angebracht werden kann.

Darstellungsverzeichnis

<i>Bild 1.1:</i>	<i>Forschungsflugzeug HALO</i>	<i>3</i>
<i>Bild 1.2:</i>	<i>a) MIPAS-STR Experiment b) Installation von MIPAS-STR auf dem Stratosphärenflugzeug GEOPHYSICA.....</i>	<i>5</i>
<i>Bild 2.1:</i>	<i>IR-Absorbtionsspektrum für messbare Spurengase der Atmosphäre.....</i>	<i>7</i>
<i>Bild 2.2:</i>	<i>Prinzip des Michelson-Interferometers.....</i>	<i>8</i>
<i>Bild 2.3:</i>	<i>Entstehung von Interferenzen</i>	<i>9</i>
<i>Bild 2.4:</i>	<i>Vom Spektrum zum Interferogramm und unkalibrierten Spektrum zurück.....</i>	<i>10</i>
<i>Bild 2.5:</i>	<i>Gegenüberstellung von Messungen des Super-Taifuns Winnie am Beispiel des GLORIA-AB-Instruments zum Gitterspektrometer CRISTA</i>	<i>11</i>
<i>Bild 2.6:</i>	<i>Platzierung von GLORIA-AB auf dem Forschungsflugzeug HALO ..</i>	<i>12</i>
<i>Bild 2.7:</i>	<i>Prinzip eines Michelson-Interferometers</i>	<i>14</i>
<i>Bild 2.8:</i>	<i>Technische Zeichnung des im GLORIA-AB-Experiments verwendeten Michelson-Interferometers</i>	<i>14</i>
<i>Bild 2.9:</i>	<i>schiefer Strahlengang bei Verwendung von verkippten Planspiegeln.....</i>	<i>15</i>
<i>Bild 2.10:</i>	<i>Spiegelecke.....</i>	<i>15</i>
<i>Bild 2.11:</i>	<i>Strahlengang ohne Shear-Effekt.....</i>	<i>16</i>
<i>Bild 2.12:</i>	<i>Strahlengang mit Shear-Effekt</i>	<i>17</i>
<i>Bild 2.13:</i>	<i>Temperatur- und Druckverlauf in der Atmosphäre</i>	<i>18</i>
<i>Bild 2.14:</i>	<i>Piezo XY-Schlitten.....</i>	<i>19</i>
<i>Bild 2.15:</i>	<i>Realisierung Objektiv</i>	<i>20</i>
<i>Bild 3.1:</i>	<i>Frontansicht des Piezo-Antriebs</i>	<i>22</i>
<i>Bild 3.2:</i>	<i>Unterschiede zwischen Sensorprinzip und Aktorprinzip.....</i>	<i>22</i>
<i>Bild 3.3:</i>	<i>PZT Kristallstruktur.....</i>	<i>23</i>
<i>Bild 3.4:</i>	<i>Polarisierungsprozess bei Piezokristallen im Aktorprinzip.....</i>	<i>23</i>
<i>Bild 3.5:</i>	<i>Schematischer Aufbau des Piezoantriebes.....</i>	<i>24</i>
<i>Bild 3.6:</i>	<i>Zerlegter Piezoantrieb aus dem bestehenden XY-Tisch</i>	<i>24</i>
<i>Bild 3.7:</i>	<i>Funktionsweise des Piezo-Antriebs.....</i>	<i>25</i>
<i>Bild 3.8:</i>	<i>Aufbau des Objektivs</i>	<i>26</i>
<i>Bild 3.9:</i>	<i>Funktionsprinzip des Hybrid-Schrittmotors.....</i>	<i>27</i>
<i>Bild 3.10:</i>	<i>Endstufe für bipolare Ansteuerung</i>	<i>28</i>
<i>Bild 3.11:</i>	<i>Unterschied zwischen Vollschritt und Halbschrittbetrieb</i>	<i>29</i>
<i>Bild 3.12:</i>	<i>Schaltungsvarianten eines Phytron ZSS Schrittmotors</i>	<i>30</i>
<i>Bild 3.13:</i>	<i>Arbeitsweise des Chopper-Betriebs</i>	<i>32</i>
<i>Bild 3.14:</i>	<i>mögliche Form der Schrittmotor-Frequenzanlaufkurve</i>	<i>33</i>
<i>Bild 3.15:</i>	<i>mögliche Form der Schrittmotor-Stromanlaufkurve.....</i>	<i>33</i>

<i>Bild 3.16: MAGRES Absolutdrehgeber der Firma BAUMER</i>	34
<i>Bild 3.17: Datenkommunikation mit SSI</i>	35
<i>Bild 3.18: Aufbau eines Datenwortes</i>	35
<i>Bild 4.1: Schematisches Blockdiagramm der Ausleseelektronik für Detektor und Interferometer</i>	37
<i>Bild 4.2: Übersichtsplan der zu entwickelnden Hardware</i>	38
<i>Bild 4.3: Übersicht der FPGA-basierenden Hardware</i>	41
<i>Bild 4.4: Interner Aufbau eines FPGA (vereinfacht)</i>	42
<i>Bild 4.5: Beispiel einer FPGA Logikzelle mit LUT und D-FF mit zugehöriger Wahrheitstabelle für drei verwendete Eingänge</i>	43
<i>Bild 4.6: Schematische Zeichnung des S3 Entwicklungsboards</i>	44
<i>Bild 4.7: Funktionsübersicht des S3 Entwicklungsboards</i>	45
<i>Bild 4.8: SPARTAN-3 Entwicklungsboard</i>	46
<i>Bild 4.9: S3-Entwicklungsboard und neu entwickeltes Justageboard</i>	46
<i>Bild 5.1: Entwickelte Elektronik zum Ansteuern der Justageeinheiten</i>	47
<i>Bild 5.2: Prinzip der Piezoansteuerung</i>	48
<i>Bild 5.3: Schaltung des Digital-Analog-Wandlers (DAC)</i>	49
<i>Bild 5.4: Schaltung des linearen Verstärkers mittels Operationsverstärker</i>	50
<i>Bild 5.5: Schaltung der Gegentakt-Endstufe</i>	51
<i>Bild 5.6: Ausgangsschaltung der Piezoendstufe mit CMOS Transistoren</i>	52
<i>Bild 5.7: Prinzip der Schrittmotoransteuerungselektronik</i>	53
<i>Bild 5.8: Schaltung der Schrittmotorendstufe</i>	54
<i>Bild 5.9: Interner Aufbau des L298 Schrittmotortreibers</i>	55
<i>Bild 5.10: Schaltung des Komparators zur Stromüberwachung</i>	56
<i>Bild 5.11: Prinzip der Drehgeberansteuerung</i>	57
<i>Bild 5.12: Schaltung zum Auslesen des Absolutdrehgebers</i>	57
<i>Bild 5.13: Prinzip der Messdatenerfassung</i>	58
<i>Bild 5.14: Schaltung des Vorverstärkers vor dem ADC</i>	59
<i>Bild 5.15: Beschaltung des 4-Kanal-ADC's</i>	61
<i>Bild 6.1: Blockdiagramm des Analog Devices AD5324 DAC</i>	63
<i>Bild 6.2: Schematische Funktionsdarstellung eines DAC-Kanals</i>	64
<i>Bild 6.3: Zeitdiagramm der DAC-Ansteuerung</i>	65
<i>Bild 6.4: Datenpaket an den AD5324</i>	66
<i>Bild 6.5: Automatengraph von pDAC</i>	68
<i>Bild 6.6: Automatengraph von pDAC_VALUE</i>	69
<i>Bild 6.7: Automatengraph für die Strombegrenzung mittels Chopper</i>	73
<i>Bild 6.8: Automatengraph zum Auslesen des Absolutdrehgebers</i>	75
<i>Bild 7.1: Prinzipaufbau der Testumgebung</i>	77
<i>Bild 7.2: Hardware der seriellen Schnittstelle</i>	78
<i>Bild 7.3: Benutzeroberfläche zu Ansteuerung der Justageeinheiten auf einem PC mit National Instruments LabView</i>	82
<i>Bild 8.1: Untersuchte Funktionsblöcke der Schaltung</i>	85

<i>Bild 8.2:</i>	<i>Serielle Datenübertragung zum Digital-Analog-Wandler</i>	85
<i>Bild 8.3:</i>	<i>a) Spannungsverlauf für die Vorwärtsbewegung b) Spannungsverlauf für die Rückwärtsbewegung</i>	86
<i>Bild 8.4:</i>	<i>a) Spannungsverlauf ohne Verwendung von CMOS-Transistoren b) Spannungsverlauf mit Verwendung von CMOS-Transistoren (Zeitauflösung 50µs)</i>	87
<i>Bild 8.5:</i>	<i>a) Spannungsverlauf ohne Verwendung von CMOS-Transistoren b) Spannungsverlauf mit Verwendung von CMOS-Transistoren (Zeitauflösung 5µs)</i>	87
<i>Bild 8.6:</i>	<i>Frequenzabhängigkeit als t(f)</i>	89
<i>Bild 8.7:</i>	<i>Frequenzabhängigkeit als v(f)</i>	90
<i>Bild 8.8:</i>	<i>Ermittelte Schrittweite in Abhängigkeit der Ansteuerungsfrequenz f</i>	91
<i>Bild 8.9:</i>	<i>a) Ausgangssignal mit ca. 12V Amplitude (rot) b) übersteuertes Ausgangssignal (rot)</i>	92
<i>Bild 8.10:</i>	<i>Draufsicht des Messaufbaus mit kapazitiver Wegmessung</i>	93
<i>Bild 8.11:</i>	<i>Verwendete Hardware zur kapazitiven Wegmessung</i>	94
<i>Bild 8.12:</i>	<i>Software zur Durchführung der kapazitiven Wegmessung</i>	94
<i>Bild 8.13:</i>	<i>Mechanischer Messaufbau für die kapazitive Wegmessung</i>	95
<i>Bild 8.14:</i>	<i>Messplatz am Forschungszentrum Karlsruhe</i>	96
<i>Bild 8.15:</i>	<i>Befüllung des Messaufbaus mit Trockeneis</i>	97
<i>Bild 8.16:</i>	<i>Erreichen einer Temperatur von -50°C (PT100 = 80Ω)</i>	97
<i>Bild 8.17:</i>	<i>Eisbildung am Verbindungselement</i>	98
<i>Bild 8.18:</i>	<i>Schrittweite des Piezoantriebes in Abhängigkeit der Spannung am Piezokristall für verschiedene Temperaturen bei f=667Hz</i>	99
<i>Bild 8.19:</i>	<i>Schrittweite des Piezoantriebes in Abhängigkeit der Ansteuerungsfrequenz für verschiedene Temperaturen bei U=48V</i>	99
<i>Bild 8.20:</i>	<i>Schrittweite des Piezoantriebes bei T= -46°C in Abhängigkeit der Ansteuerungsfrequenz und für verschiedene Piezospannungen</i> ...	100
<i>Bild 8.21:</i>	<i>Schrittweite des Piezoantriebes bei T= -46°C in Abhängigkeit der Ansteuerungsspannung und für verschiedene Frequenzen</i>	101
<i>Bild 8.22:</i>	<i>Ansteuerungssignale für die Endstufe im Vollschrittbetrieb</i>	103
<i>Bild 8.23:</i>	<i>Ansteuerung der Endstufe ohne Strombegrenzung</i>	104
<i>Bild 8.24:</i>	<i>Ansteuerung der Endstufe mit einem Strom von 0,4A</i>	105
<i>Bild 8.25:</i>	<i>Ansteuerung der Endstufe mit einem Strom von 0,3A</i>	106
<i>Bild 8.26:</i>	<i>Ansteuerung der Endstufe mit einem Strom von 0,6A</i>	106
<i>Bild 8.27:</i>	<i>Ansteuerungssignale des Absolutdrehgebers</i>	107
<i>Bild 8.28:</i>	<i>Auslese des Drehgebers mit LabView</i>	107

Literaturverzeichnis

- [ADI09] Analog Devices, *Datenblatt des AD5324 Rev2006*, Analog Devices, Inc., www.analog.com, April 2009
- [AIM09] AIM Infrarot Module: *Technische Dokumentation des Infrarotdetektors für das GLORIA-AB-Experiment*, AIM Infrarot Module, Theresienstrasse 2, 74072 Heilbronn
- [ARN07] Arnold, Michael: *Technische Dokumentation des Objektivs für GLO-RIA-AB*, Opto System Technik Dr. Michael Arnold 2007
- [Bau09] Baumer Electric AG, *Datenblatt des BMMK 30 SSI – MAGRES Absolut-Multiturn-Drehgebers*, 2009, Baumer Electric AG, www.baumerelectric.com, Feb 2009
- [Chu08] Chu, Pong P.: *FPGA prototyping by VHDL examples, XILINX SPARTAN-3 version*, Wiley Interscience 2008
- [Dav01] Davis, S. P. et al.: *Fourier transform spectrometry*, Acad. Press, San Diego 2001
- [Dig09] Digilent, Inc.: *SPARTAN-3 Board Reference Manual v1.1, 2005*, Digilent, Inc, www.digilentinc.com, Mai 2009
- [DLR09] DLR Oberpfaffenhofen, Institut für Physik der Atmosphäre: *HALO Homepage*, www.halo.dlr.de, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt in der Helmholtz-Gemeinschaft, Mai 2009
- [ESA06] ESA Publications Division: *The changing earth – New scientific challenges for ESA's living planet programme*, European Space Agency, 2006, www.esa.int, März 2009
- [ESA08] An ESA Communications Production: *Premier – Six candidate earth explorer core missions*, European Space Agency 2008, www.esa.int, März 2009
- [Fri05] Friedl-Vallon, F. et al.: *Instrument concept and preliminary performance analysis of GLORIA-AB*, Elsevier Ltd on behalf of COSPAR 2005

- [Fri08] Friedl-Vallon, F. et al.: Vortrag: *Eine kleine Einführung in Fourierspektrometer*, Kalibrations-Workshop für GLORIA-AB 2008
- [Gem04] Gemke, Marco: *Aufbau und Betrieb eines konfokalen Raster-Laser-Mikroskops*, dem Department Physik der Universität Paderborn vorgelegt Diplomarbeit, 2004
- [Kim01] Kimmig, Wolfgang: *Das Abtastverfahren der Interferogramme des flugzeuggetragenen Fourierspektrometers MIPAS-STR*, Von der Fakultät für Physik der Universität Karlsruhe (TH) genehmigte Dissertation 2001
- [Kir07] Kirmse, Jan: *Meteorologie für den Segelflug*, Dipl. Met. Jan Kirmse, Fischers Allee 87, 22763 Hamburg, 2007
- [Kle03] Kleinert, Anne: *Quantifizierung und Optimierung der radiometrischen Genauigkeit des Fourierspektrometers MIPAS-B2*, Von der Fakultät für Physik der Universität Karlsruhe (TH) genehmigte Dissertation 2003
- [Phy91] Phytron-Elektronik GmbH: *Datenblatt der BD 300 Schrittmotorendstufe*, 1991, www.phytron.de, Phytron-Elektronik GmbH, März 2009
- [Phy09] Phytron-Elektronik GmbH: *Datenblatt der ZSS-Schrittmotor-Serie*, 2008, www.phytron.de, Phytron-Elektronik GmbH, März 2009
- [Pic09] PI Ceramic GmbH: *Datenblatt des piezokeramischen Chips PL033*, PI Ceramic GmbH, Lindenstrasse, 07589 Lederhose
- [Pra87] Prautzsch, Friedrich: *Schrittmotor-Antriebe*, Franzis' Verlag, 1987
- [Rie05] Riese, M. et al.: *GLOBal limb Radiance Imager for the Atmosphere (GLORIA-AB): scientific objectives*, Elsevier Ltd on behalf of COSPAR, 2005
- [STS09] STMicroelectronics, *Datenblatt des L298*, STMicroelectronics, 2000, www.st.com, Mai 2009
- [Wei08] Weidauer, Jens: *Elektrische Antriebstechnik*, Publicis Corporate Publishing, 1. Auflage, 2005

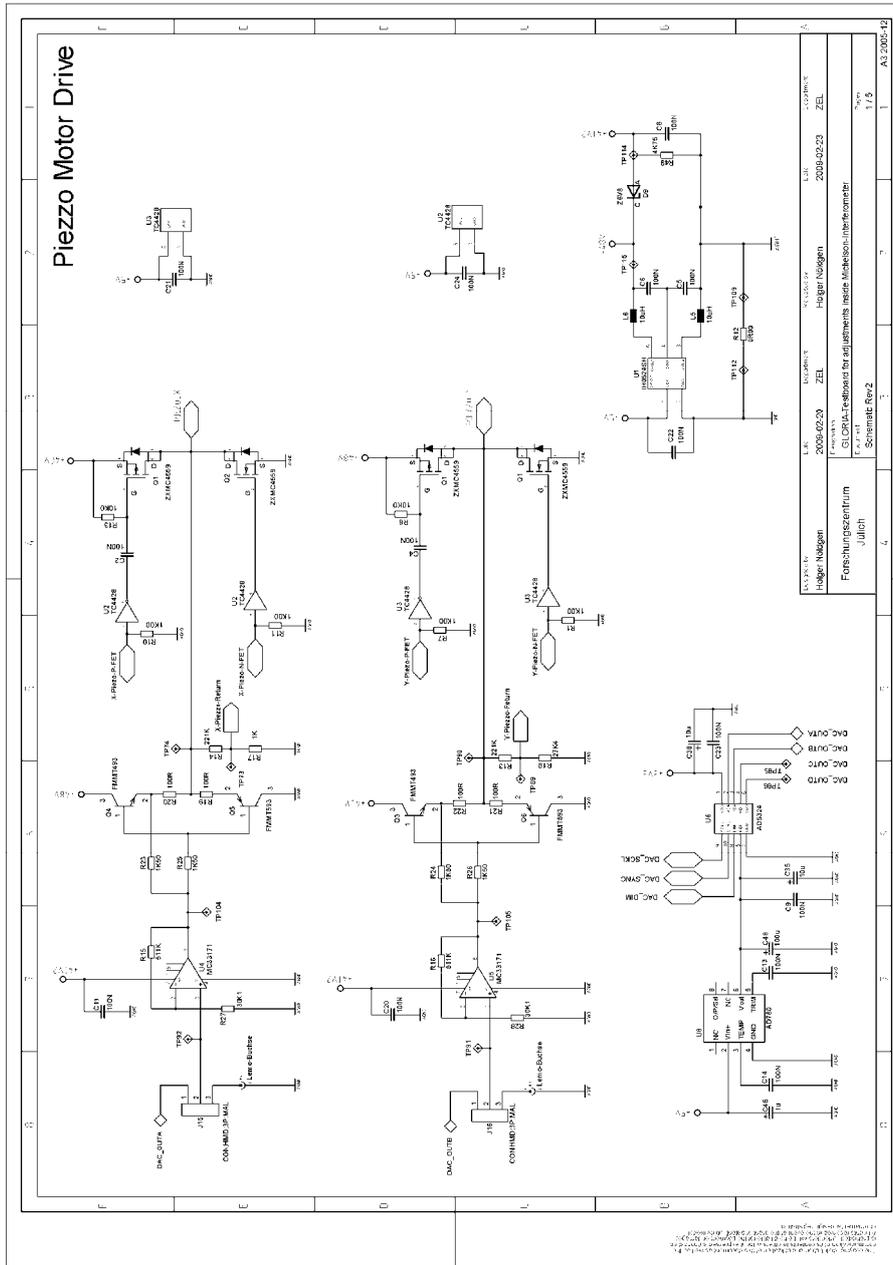
Erklärung

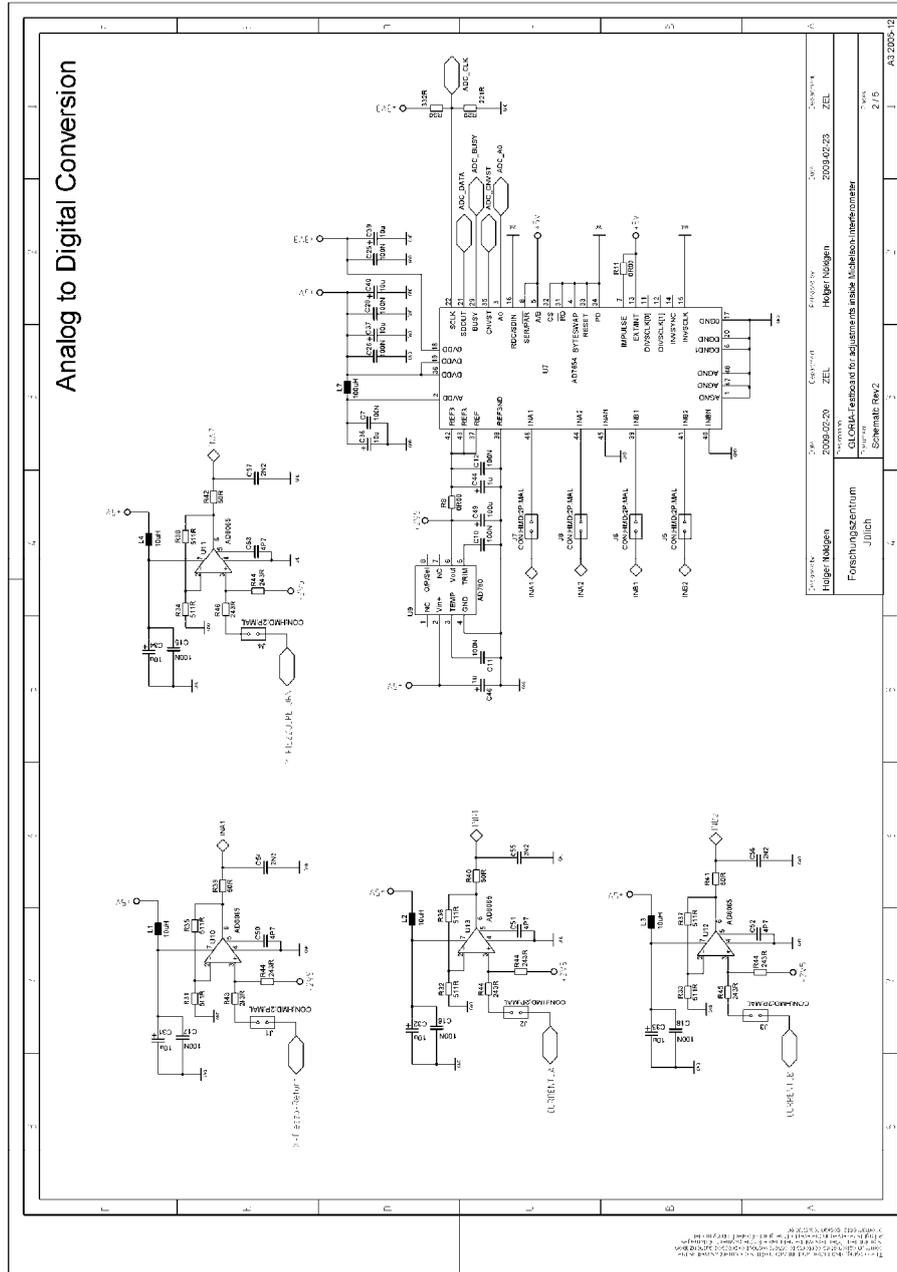
Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe.

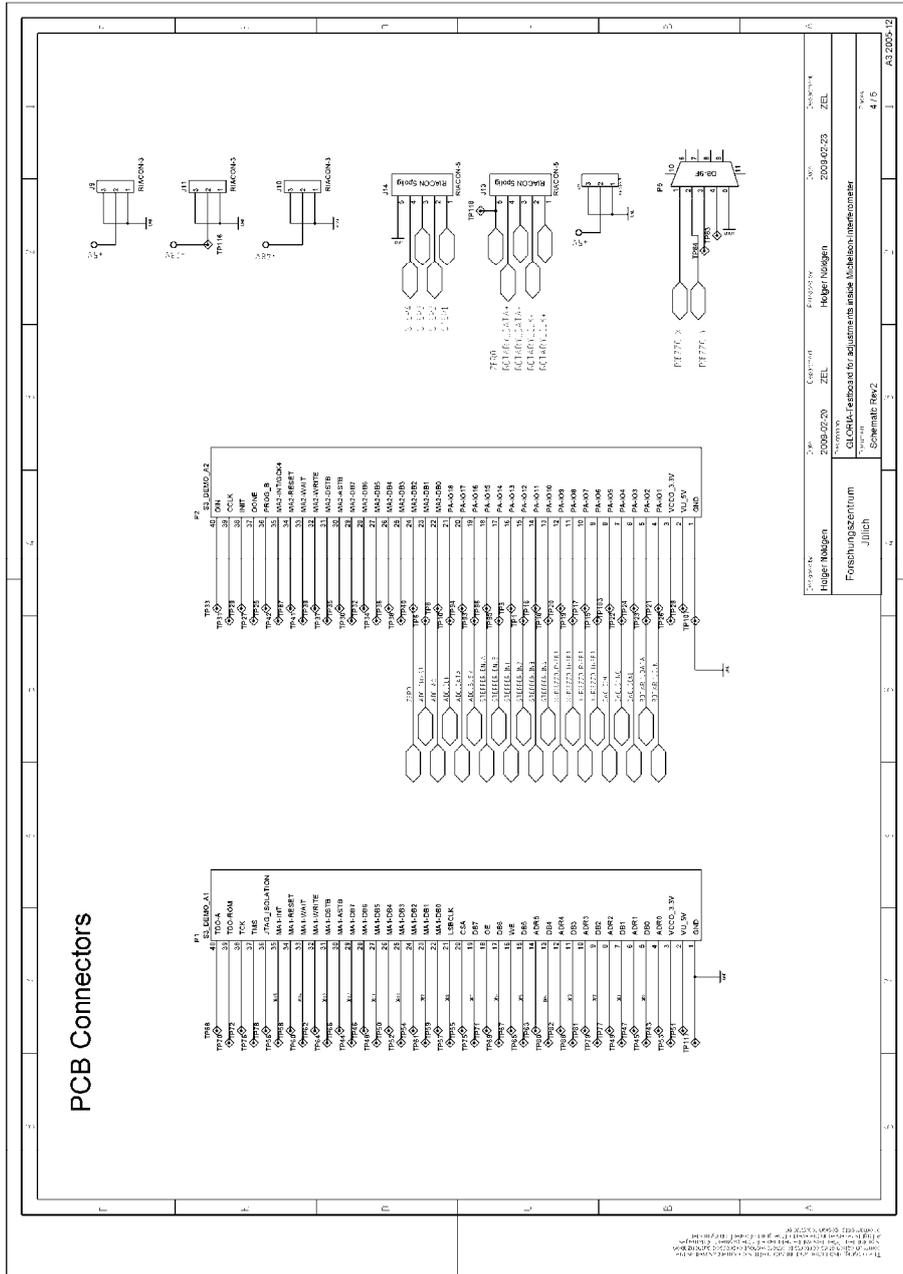
Ort, Datum

Unterschrift

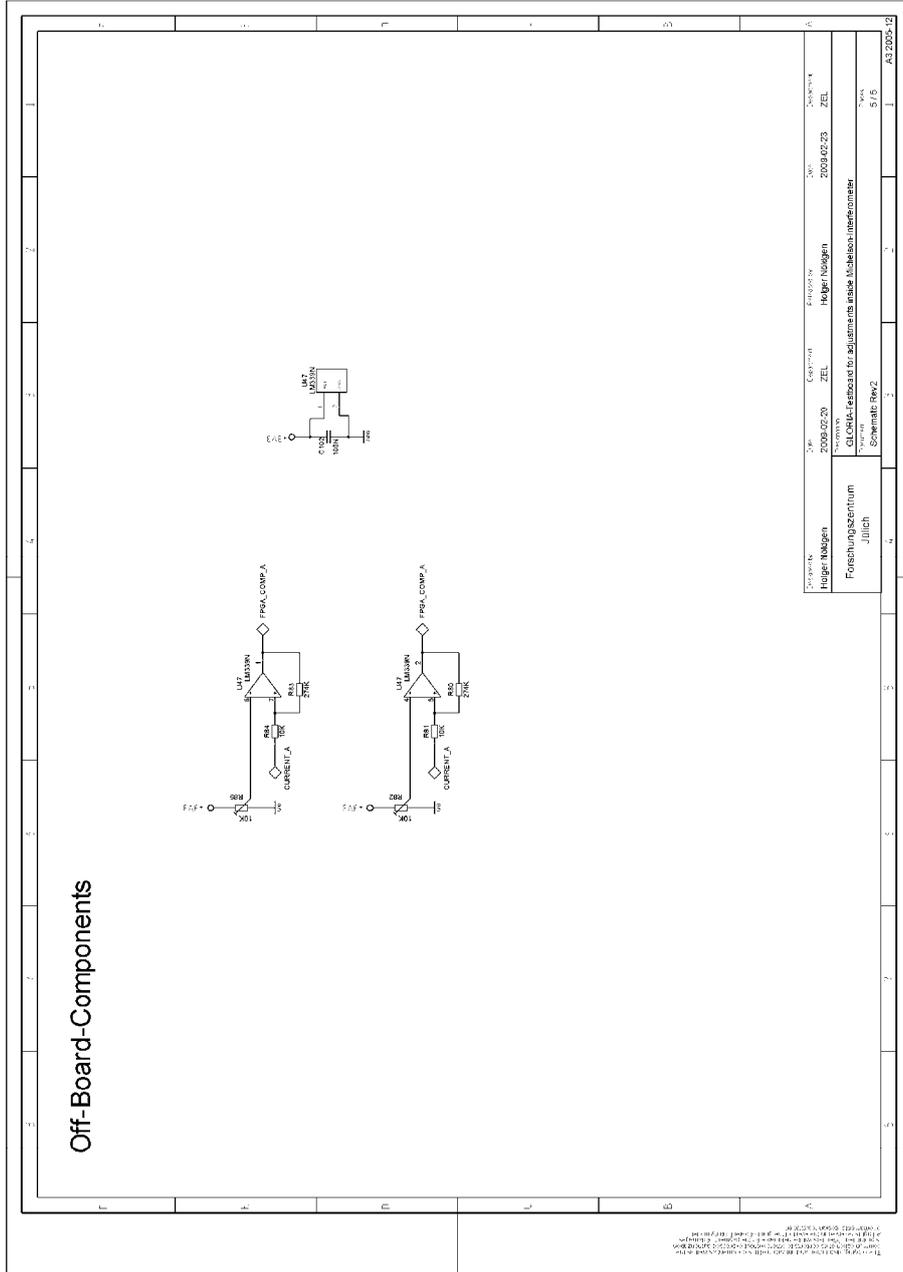
Anlage 1: Schaltplan







Projektname	Projektnummer	Experiment	Experiment	Seite	Blatt
Projektname	2009-02-20	ZEL	Projektname	2009-02-20	ZEL
Zusammenfassung			Zusammenfassung		
GLORIAL Feedback to Adjustments in the Michelson Interferometer			GLORIAL Feedback to Adjustments in the Michelson Interferometer		
Schematische Rev. 2			Schematische Rev. 2		
Datei			Datei		
AS 2009-02-20			AS 2009-02-20		



1. **Einsatz von multispektralen Satellitenbilddaten in der Wasserhaushalts- und Stoffstrommodellierung – dargestellt am Beispiel des Rureinzugsgebietes**
von C. Montzka (2008), XX, 238 Seiten
ISBN: 978-3-89336-508-1
2. **Ozone Production in the Atmosphere Simulation Chamber SAPHIR**
by C. A. Richter (2008), XIV, 147 pages
ISBN: 978-3-89336-513-5
3. **Entwicklung neuer Schutz- und Kontaktierungsschichten für Hochtemperatur-Brennstoffzellen**
von T. Kiefer (2008), 138 Seiten
ISBN: 978-3-89336-514-2
4. **Optimierung der Reflektivität keramischer Wärmedämmschichten aus Yttrium-teilstabilisiertem Zirkoniumdioxid für den Einsatz auf metallischen Komponenten in Gasturbinen**
von A. Stuke (2008), X, 201 Seiten
ISBN: 978-3-89336-515-9
5. **Lichtstreuende Oberflächen, Schichten und Schichtsysteme zur Verbesserung der Lichteinkopplung in Silizium-Dünnschichtsolarzellen**
von M. Berginski (2008), XV, 171 Seiten
ISBN: 978-3-89336-516-6
6. **Politiksznarien für den Klimaschutz IV – Szenarien bis 2030**
hrsg.von P. Markewitz, F. Chr. Matthes (2008), 376 Seiten
ISBN 978-3-89336-518-0
7. **Untersuchungen zum Verschmutzungsverhalten rheinischer Braunkohlen in Kohledampferzeugern**
von A. Schlüter (2008), 164 Seiten
ISBN 978-3-89336-524-1
8. **Inorganic Microporous Membranes for Gas Separation in Fossil Fuel Power Plants**
by G. van der Donk (2008), VI, 120 pages
ISBN: 978-3-89336-525-8
9. **Sinterung von Zirkoniumdioxid-Elektrolyten im Mehrlagenverbund der oxidkeramischen Brennstoffzelle (SOFC)**
von R. Mücke (2008), VI, 165 Seiten
ISBN: 978-3-89336-529-6
10. **Safety Considerations on Liquid Hydrogen**
by K. Verfondern (2008), VIII, 167 pages
ISBN: 978-3-89336-530-2

11. **Kerosinreformierung für Luftfahrtanwendungen**
von R. C. Samsun (2008), VII, 218 Seiten
ISBN: 978-3-89336-531-9
12. **Der 4. Deutsche Wasserstoff Congress 2008 – Tagungsband**
hrsg. von D. Stolten, B. Emonts, Th. Grube (2008), 269 Seiten
ISBN: 978-3-89336-533-3
13. **Organic matter in Late Devonian sediments as an indicator for environmental changes**
by M. Kloppisch (2008), XII, 188 pages
ISBN: 978-3-89336-534-0
14. **Entschwefelung von Mitteldestillaten für die Anwendung in mobilen Brennstoffzellen-Systemen**
von J. Latz (2008), XII, 215 Seiten
ISBN: 978-3-89336-535-7
15. **RED-IMPACT
Impact of Partitioning, Transmutation and Waste Reduction Technologies on the Final Nuclear Waste Disposal
SYNTHESIS REPORT**
ed. by W. von Lensa, R. Nabbi, M. Rossbach (2008), 178 pages
ISBN 978-3-89336-538-8
16. **Ferritic Steel Interconnectors and their Interactions with Ni Base Anodes in Solid Oxide Fuel Cells (SOFC)**
by J. H. Froitzheim (2008), 169 pages
ISBN: 978-3-89336-540-1
17. **Integrated Modelling of Nutrients in Selected River Basins of Turkey**
Results of a bilateral German-Turkish Research Project
project coord. M. Karpuzcu, F. Wendland (2008), XVI, 183 pages
ISBN: 978-3-89336-541-8
18. **Isotopengeochemische Studien zur klimatischen Ausprägung der Jüngeren Dryas in terrestrischen Archiven Eurasiens**
von J. Parplies (2008), XI, 155 Seiten, Anh.
ISBN: 978-3-89336-542-5
19. **Untersuchungen zur Klimavariabilität auf dem Tibetischen Plateau - Ein Beitrag auf der Basis stabiler Kohlenstoff- und Sauerstoffisotope in Jahrringen von Bäumen waldgrenznaher Standorte**
von J. Griessinger (2008), XIII, 172 Seiten
ISBN: 978-3-89336-544-9

20. **Neutron-Irradiation + Helium Hardening & Embrittlement Modeling of 9%Cr-Steels in an Engineering Perspective (HELENA)**
by R. Chaouadi (2008), VIII, 139 pages
ISBN: 978-3-89336-545-6
21. **Messung und Bewertung von Verkehrsemissionen**
von D. Klemp, B. Mittermaier (2009), ca. 230 Seiten
ISBN: 978-3-89336-546-3
22. **Verbundvorhaben APAWAGS (AOEV und Wassergenerierung) – Teilprojekt: Brennstoffreformierung – Schlussbericht**
von R. Peters, R. C. Samsun, J. Pasel, Z. Porš, D. Stolten (2008), VI, 106 Seiten
ISBN: 978-3-89336-547-0
23. **FREEVAL**
Evaluation of a Fire Radiative Power Product derived from Meteosat 8/9 and Identification of Operational User Needs
Final Report
project coord. M. Schultz, M. Wooster (2008), 139 pages
ISBN: 978-3-89336-549-4
24. **Untersuchungen zum Alkaliverhalten unter Oxycoal-Bedingungen**
von C. Weber (2008), VII, 143, XII Seiten
ISBN: 978-3-89336-551-7
25. **Grundlegende Untersuchungen zur Freisetzung von Spurstoffen, Heißgaschemie, Korrosionsbeständigkeit keramischer Werkstoffe und Alkalirückhaltung in der Druckkohlenstaubfeuerung**
von M. Müller (2008), 207 Seiten
ISBN: 978-3-89336-552-4
26. **Analytik von ozoninduzierten phenolischen Sekundärmetaboliten in *Nicotiana tabacum* L. cv Bel W3 mittels LC-MS**
von I. Koch (2008), III, V, 153 Seiten
ISBN 978-3-89336-553-1
27. **IEF-3 Report 2009. Grundlagenforschung für die Anwendung**
(2009), ca. 230 Seiten
ISBN: 978-3-89336-554-8
28. **Influence of Composition and Processing in the Oxidation Behavior of MCrAlY-Coatings for TBC Applications**
by J. Toscano (2009), 168 pages
ISBN: 978-3-89336-556-2
29. **Modellgestützte Analyse signifikanter Phosphorbelastungen in hessischen Oberflächengewässern aus diffusen und punktuellen Quellen**
von B. Tetzlaff (2009), 149 Seiten
ISBN: 978-3-89336-557-9

30. **Nickelreaktivlot / Oxidkeramik – Fügungen als elektrisch isolierende Dichtungskonzepte für Hochtemperatur-Brennstoffzellen-Stacks**
von S. Zügner (2009), 136 Seiten
ISBN: 978-3-89336-558-6
31. **Langzeitbeobachtung der Dosisbelastung der Bevölkerung in radioaktiv kontaminierten Gebieten Weißrusslands – Korma-Studie**
von H. Dederichs, J. Pillath, B. Heuel-Fabianek, P. Hill, R. Lennartz (2009),
Getr. Pag.
ISBN: 978-3-89336-532-3
32. **Herstellung von Hochtemperatur-Brennstoffzellen über physikalische Gasphasenabscheidung**
von N. Jordán Escalona (2009), 148 Seiten
ISBN: 978-3-89336-532-3
33. **Real-time Digital Control of Plasma Position and Shape on the TEXTOR Tokamak**
by M. Mitri (2009), IV, 128 Seiten
ISBN: 978-3-89336-567-8
34. **Freisetzung und Einbindung von Alkalimetallverbindungen in kohle-befeuerten Kombikraftwerken**
von M. Müller (2009), 155 Seiten
ISBN: 978-3-89336-568-5
35. **Kosten von Brennstoffzellensystemen auf Massenbasis in Abhängigkeit von der Absatzmenge**
von J. Werhahn (2009), 242 Seiten
ISBN: 978-3-89336-569-2
36. **Einfluss von Reoxidationszyklen auf die Betriebsfestigkeit von anodengestützten Festoxid-Brennstoffzellen**
von M. Ettler (2009), 138 Seiten
ISBN: 978-3-89336-570-8
37. **Großflächige Plasmaabscheidung von mikrokristallinem Silizium für mikromorphe Dünnschichtsolarmodule**
von T. Kilper (2009), XVII, 154 Seiten
ISBN: 978-3-89336-572-2
38. **Generalized detailed balance theory of solar cells**
von T. Kirchartz (2009), IV, 198 Seiten
ISBN: 978-3-89336-573-9
39. **The Influence of the Dynamic Ergodic Divertor on the Radial Electric Field at the Tokamak TEXTOR**
von J. W. Coenen (2009), xii, 122, XXVI Seiten
ISBN: 978-3-89336-574-6

40. **Sicherheitstechnik im Wandel Nuklearer Systeme**
von K. Nünighoff (2009), viii, 215 Seiten
ISBN: 978-3-89336-578-4
41. **Pulvermetallurgie hochporöser NiTi-Legierungen für Implantat- und Dämpfungsanwendungen**
von M. Köhl (2009), XVII, 199 Seiten
ISBN: 978-3-89336-580-7
42. **Einfluss der Bondcoatzusammensetzung und Herstellungsparameter auf die Lebensdauer von Wärmedämmschichten bei zyklischer Temperaturbelastung**
von M. Subanovic (2009), 188, VI Seiten
ISBN: 978-3-89336-582-1
43. **Oxygen Permeation and Thermo-Chemical Stability of Oxygen Permeation Membrane Materials for the Oxyfuel Process**
by A. J. Ellett (2009), 176 Seiten
ISBN: 978-3-89336-581-4
44. **Korrosion von polykristallinem Aluminiumoxid (PCA) durch Metalljodidschmelzen sowie deren Benetzungseigenschaften**
von S. C. Fischer (2009), 148 Seiten
ISBN: 978-3-89336-584-5
45. **IEF-3 Report 2009. Basic Research for Applications**
(2009), 217 Seiten
ISBN: 978-3-89336-585-2
46. **Verbundvorhaben ELBASYS (Elektrische Basissysteme in einem CFK-Rumpf) - Teilprojekt: Brennstoffzellenabgase zur Tankinertisierung - Schlussbericht**
von R. Peters, J. Latz, J. Pasel, R. C. Samsun, D. Stolten
(2009), xi, 202 Seiten
ISBN: 978-3-89336-587-6
47. **Aging of ¹⁴C-labeled Atrazine Residues in Soil: Location, Characterization and Biological Accessibility**
by N. D. Jablonowski (2009), IX, 104 Seiten
ISBN: 978-3-89336-588-3
48. **Entwicklung eines energetischen Sanierungsmodells für den europäischen Wohngebäudesektor unter dem Aspekt der Erstellung von Szenarien für Energie- und CO₂-Einsparpotenziale bis 2030**
von P. Hansen (2009), XXII, 281 Seiten
ISBN: 978-3-89336-590-6

49. **Reduktion der Chromfreisetzung aus metallischen Interkonnektoren für Hochtemperaturbrennstoffzellen durch Schutzschichtsysteme**
von R. Trebbels (2009), iii, 135 Seiten
ISBN: 978-3-89336-591-3
50. **Bruchmechanische Untersuchung von Metall / Keramik-Verbundsystemen für die Anwendung in der Hochtemperaturbrennstoffzelle**
von B. Kuhn (2009), 118 Seiten
ISBN: 978-3-89336-592-0
51. **Wasserstoff-Emissionen und ihre Auswirkungen auf den arktischen Ozonverlust**
Risikoanalyse einer globalen Wasserstoffwirtschaft
von T. Feck (2009), 180 Seiten
ISBN: 978-3-89336-593-7
52. **Development of a new Online Method for Compound Specific Measurements of Organic Aerosols**
by T. Hohaus (2009), 156 Seiten
ISBN: 978-3-89336-596-8
53. **Entwicklung einer FPGA basierten Ansteuerungselektronik für Justageeinheiten im Michelson Interferometer**
von H. Nöldgen (2009),iii, 121 Seiten
ISBN: 978-3-89336-599-9


```

: integer range 0 to 16;
: std_logic_vector (3 downto 0);

go (McIk) then
state is
idle => DAC_CLK <= '1';
      DAC_SYNC <= '1';
      DACREADY <= '0'; --***
      if DacPacer = '1' then
        DacState <= sSync;
      end if;

Sync => DACREADY <= '0'; --***
      DAC_SYNC <= '0';
      DAC_CLK <= '1';
      cnt := 0;
      if (sUsingCh0 = '1') then
        DacWord <= "0010" & DacData & "0000";
      else
        DacWord <= "0110" & DacData & "0000";
      end if;
      DacState <= sShift1;

Shift1 => DACREADY <= '0'; --***
      DAC_SYNC <= '0';
      DAC_CLK <= '0';
      cnt := cnt + 1;
      t := (others=>'0');
      DacState <= sShift2;

Shift2 => DACREADY <= '0'; --***
      DAC_SYNC <= '0';
      DAC_CLK <= '1';
      if (t >= SW(3 downto 0) ) then
        DacWord <= DacWord (14 downto 0) & '0';
        if (cnt = 16) then
          DacState <= sShiftEnd;
        else
          DacState <= sShift1;
        end if;
      else
        t := t + 1;
      end if;

ShiftEnd => DAC_SYNC <= '1';
      DAC_CLK <= '1';
      DACREADY <= '1'; --***
      DacState <= Idle;

```