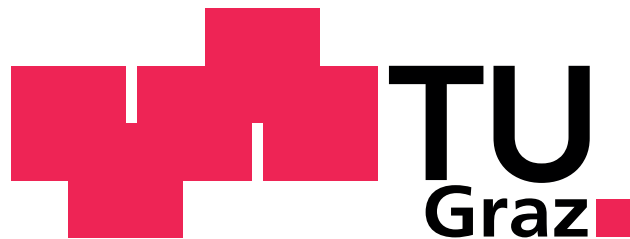


Norbert BARRY

Automatisierte Testumgebung für einen Biopotentialverstärker

Masterarbeit



Institut für Medizintechnik
Technische Universität Graz
Kronesgasse 5
A-8010 Graz
Leiter: Univ.-Prof. Dr. R. Stollberger

Betreuer: ao. Univ.-Prof. Dr. H. Scharfetter

Begutachter: ao. Univ.-Prof. Dr. H. Scharfetter

Graz, März 2012

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....

(Unterschrift)

Kurzfassung

Ein neu entwickelter Biopotentialverstärker muss nach dem Aufbau einem Funktionstest unterzogen werden, bevor dieser an Kunden aller Welt versandt werden kann. Aufgrund der Vielzahl an analogen Eingangskanälen (256) ist der zeitliche Aufwand für eine manuelle Prüfung nicht mehr gerechtfertigt.

Ziel dieser Arbeit war es, eine Testumgebung zu entwickeln, die die Funktionen und Eigenschaften des Verstärkers automatisiert überprüft. Zu diesem Zweck wurde ein vom PC ansteuerbarer Testadapter entwickelt, der die für die Tests notwendigen analogen und digitalen Signale erzeugt, sowie ein *Matlab*-Programm (*MathWorks, Natick, USA*), das den Verstärker für die Tests konfiguriert und die aufgezeichneten Daten analysiert. Das Ergebnis der durchgeführten Tests ist ein druckbarer Testreport, der zum Zwecke der Qualitätssicherung archiviert werden kann.

Schlüsselwörter: Biopotentialverstärker, automatisierte Testumgebung, Funktionstest, Testadapter, Testreport

Abstract

After assembly, a new developed biopotential amplifier has to be subjected to a functional test, before it can be delivered to customers all over the world. Because of the high number of analog input channels (256) the inspection effort for manual testing is not justified any more.

The object of the present master thesis was the development of a testing environment, which automatically evaluates the functions and features of the amplifier. For this purpose a PC controlled test adapter was developed for generating the analog and digital signals needed for the test. Furthermore a *Matlab* program (*MathWorks, Natick, USA*) was designed, that reconfigures the amplifier for the tests and analyses the recorded data. The result of the accomplished tests is a printable report, which can be archived for quality control documentation.

Keywords: biopotential amplifier, automated test environment, functional test, test adapter, test report

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	VII
Symbolverzeichnis	VIII
1 Einleitung	1
1.1 Ziel dieser Arbeit	1
1.2 Biosignale	2
1.3 Biopotentialverstärker	4
1.3.1 Anforderungen an Biopotentialverstärker	5
1.3.2 g.PROTOamp	7
1.4 Überprüfung der Funktionalität	9
1.4.1 Konzept	9
1.4.2 Test A – Kalibrierung	10
1.4.3 Test B – Impedanzmessung	11
1.4.4 Test C – Phasenabweichung	11
1.4.5 Test D – Übersprechen	12
1.4.6 Test E – HOLD	12
1.4.7 Test F – Rauschen	12
1.4.8 Test G – Digitale Eingänge	13
1.4.9 Test H – Bipolare Ableitung	13
1.4.10 Test I – Timing	13
1.4.11 Test J – HOLD-Kommando	14
1.4.12 Test K – Fehlermeldung	14
1.4.13 Test L – Drift	14
1.4.14 Test M – Spikes	14
1.4.15 Test N – Internes Signal	15
1.4.16 Test O – 5Vdc	15
2 Methoden	16
2.1 Hardware	16
2.1.1 Konzept der Hardware	16
2.1.2 Design und Entwicklung der Hardware	19
2.1.3 Programmierung der Hardware	30

2.2	Software	35
2.2.1	Konzept der Software	35
2.2.2	Serielle Kommunikation	36
2.2.3	Implementierung des Testprogrammes	43
2.2.4	Spektralanalyse mit der diskreten Fourier Transformation (DFT)	59
3	Ergebnisse	61
3.1	Hardware	61
3.1.1	Platinen	61
3.1.2	Gehäuse	63
3.2	Software	65
3.2.1	Das GUI (graphical user interface)	65
3.2.2	Das Simulink-Modell	66
3.2.3	Testergebnisse	67
4	Diskussion	81
4.1	Hardware	81
4.1.1	Platinen	82
4.1.2	Gehäuse	82
4.2	Software	83
4.2.1	Allgemeines	83
4.2.2	Einzeltests	83
4.3	Schlussfolgerung	88
5	Zusammenfassung	89
A	Anhang	90
A.1	Listings	90
A.2	Software	91
A.2.1	Testergebnisse	91
A.3	Matlab Funktionsbibliothek	95
	Literaturverzeichnis	115
	Abbildungsverzeichnis	118
	Tabellenverzeichnis	121
	Index	123

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis

ECoG	Elektrokortikogramm
EEG	Elektroenzephalogramm
EKG	Elektrokardiogramm
EMG	Elektromyogramm
EOG	Elektrookulogramm
μ C	Mikrokontroller
WFG	engl.: Waveform Generator
GND	engl.: Ground (Masse)
DFT	diskrete Fouriertransformation
ADU	Analog/Digital-Umsetzer, engl.: ADC
DAU	Digital/Analog-Umsetzer, engl.: DAC
IC	engl.: integrated circuit (Integrierter Schaltkreis)
CMRR	engl.: common mode rejection ratio (Gleichtaktunterdrückung)
GUI	engl.: graphical user interface
CRC	engl.: cyclic redundancy check
PC	engl.: personal computer (Einzelplatzrechner)
DC	engl.: direct current (Gleichstrom)
USART	engl.: universal synchronous/asynchronous receiver transmitter
SPO	serielles Portobjekt
API	engl.: Application Programming Interface (Programmierschnittstelle)
RMS	engl.: root mean square (Effektivwert)
LSB	engl.: least significant bit (niedrigstwertiges Bit)

Symbolverzeichnis

Größe	Symbol	Einheit
Boltzmannkonstante	k_B	J/K
absolute Temperatur	T	K
Ohm'scher Widerstand	R	Ω
Frequenz	f	Hz
Frequenzbereich	Δf	Hz
Kreisfrequenz	ω	Hz
Zeit	t	s
Spannung (Effektivwert)	u_{eff}	V

1 Einleitung

1.1 Ziel dieser Arbeit

Ziel dieser Arbeit war es, einen PC-gesteuerten Messplatz zu entwickeln, der die Funktionen und Eigenschaften eines neuen Vielkanal-Biopotentiaiverstärkers der Firma *g.tec* (*g.tec medical engineering GmbH, Schiedlberg, Österreich*) automatisiert überprüft, Abweichungen von den geforderten Spezifikationen feststellt und die Testergebnisse dokumentiert.

In einer Literaturrecherche waren Empfehlungen bezüglich der Spezifikationen von Biopotentialverstärkern zu erörtern. Falls erforderlich sollte zusammen mit themenrelevanten Normen ein Konzept für die Überprüfung der Funktionalität unter Berücksichtigung der sicherheitstechnischen Aspekte ermittelt werden.

Im Hardware-Entwurf war ein Testadapter zu entwickeln, der es ermöglicht, die analogen und digitalen Eingänge des Verstärkers mit den für die Tests notwendigen Signalen PC-gesteuert zu beschalten. Dabei war ein Konzept für die Realisierung sowie die elektronische Schaltung zu entwickeln und die Leiterplatte im Layoutprogramm *Eagle* (*CadSoft Computer GmbH, Pleiskirchen, Deutschland*) zu entwerfen.

Nach der Einarbeitung in *Matlab* (*MathWorks, Natick, USA*) zur Programmierung der Kommunikation mit dem Testadapter sowie der Signalverarbeitung, und in die Entwicklungsumgebung *MPLAB IDE* (*Microchip Technology Inc., Chandler, USA*) für die Programmierung des Mikrokontrollers war im Software-Entwurf ein Interface zu programmieren, mit dem der Testadapter von Matlab aus gesteuert werden kann. Weiters waren Testroutinen zu entwickeln, mit denen die Funktionalität des Verstärkers sowie die Einhaltung dessen Spezifikationen automatisiert überprüft werden.

Die Testergebnisse sollten kritisch hinterfragt, in einem Testreport zusammengefasst und bewertet werden.

1.2 Biosignale

Biosignale können unter anderem anhand ihrer physikalischen Eigenschaften eingeteilt werden. Es lassen sich unterscheiden:

- bioakustische Signale,
- biochemische Signale,
- bioelektrische Signale,
- biomagnetische Signale,
- biomechanische Signale,
- biooptische Signale, und
- biothermische Signale. [14]

Elektrische Biosignale werden in Nervenzellen bei der Entstehung und Weiterleitung von Aktionspotentialen verursacht. Dabei kommt es an der Körperoberfläche zu einer lokalen Potentialänderung, die mit Oberflächenableitungen quantifiziert werden kann. Selbst die Synapsen mit ihren Kontaktstellen zu anderen Neuronen stellen eine Quelle für messbare Potentiale dar.

Für Forschungszwecke oder für spezielle medizinische Fragestellungen werden auch Aktivitätsmessungen einzelner Neuronen durchgeführt – bei den meisten Untersuchungen beschränkt man sich aber auf kortikale Zentren oder motorischen Einheiten. Sehr vereinfacht lässt sich die neurologische Aktivität mittels eines elektrischen Dipols modellieren. Daraus kann man ableiten, dass allein aus der Potentialdifferenz an der Körperoberfläche keine Aussage über die Tiefe oder die Intensität der Quelle getroffen werden kann. Beeinflussender Faktor auf das elektrische Feld ist die Anisotropie¹ bzw. Inhomogenität² des menschlichen Körpers. [10]

Die Messkette gliedert sich in die Erfassung, die Verarbeitung, die Analyse und die Darstellung der Biosignale. Der Messfühler zur Erfassung eines biologischen Vorgangs oder einer biologischen Struktur wird auch Biosensor genannt. Das Messsignal des Biosensors wird meistens in ein elektrisches Signal gewandelt, welches dann übertragen, verarbeitet, dargestellt und gespeichert werden kann. Der Biosensor ist dazu entweder mit einem Wandler verbunden, oder ist selbst der Wandler – wie dies beispielsweise bei einer Elektrode der Fall ist.

Anforderungen an Biosensoren sind unter anderem:

¹Richtungsabhängigkeit einer Eigenschaft

²Abhängigkeit einer Eigenschaft innerhalb eines Systems vom Ort

- eine rückwirkungsfreie Erfassung der Biosignale,
- die Lieferung reproduzierbarer Messergebnisse,
- ein konstantes Übertragungsverhalten über lange Zeit (Langzeitableitungen, Monitoring),
- eine hohe Bioverträglichkeit,
- eine geringe Patientenbelastung,
- die einfache Anwendung und Handhabung, sowie
- die Möglichkeit der Reinigung, Desinfektion oder Sterilisation. [14]

Der Hauptanwendungsbereich des neuen Biopotentialverstärkers der Firma *g.tec (g.tec medical engineering GmbH, Schiedlberg, Österreich)* ist die Messung von bioelektrischen Signalen wie EEG, ECoG, EKG, EMG und EOG. Dabei kommen in erster Linie elektrische Wandler in Form von Ableitelektroden zum Einsatz.

Elektroden können in Mikroelektroden und Makroelektroden unterschieden werden. Mikroelektroden sind zum Beispiel Glaskapillarelektroden oder Metallmikroelektroden. Makroelektroden sind Oberflächenelektroden, subkutane Nadelelektroden und Tiefenelektroden. Diese können als passive und aktive Elektroden ausgeführt sein.

Die Ableitung der Oberflächenpotentiale kann monopolar oder bipolar erfolgen. Bei monopolaren Ableitungen wird die Potentialdifferenz zwischen einer Messelektrode und der Referenzelektrode bestimmt, bei bipolaren Ableitungen zwischen zwei Messelektroden. [14]

Abhängig vom zu messenden bioelektrischen Signal ergeben sich unterschiedliche Anforderungen an den Biopotentialverstärker. Biosignale wie EEG, ECoG, EKG, EMG und EOG unterscheiden sich teilweise erheblich in Amplitude und Frequenzbereich, wie in Tabelle (1.1) dargestellt ist.

Tabelle 1.1: Amplitude und Frequenzbereich von EEG, ECoG, EKG, EMG und EOG

Biosignal	Amplitude	Frequenzbereich
EEG	10–20 μV [15],[25],[30]	0–40(50) Hz [15],[25],[30]
	2–100 μV [14]	0,5–100 Hz [14]
ECoG	50–100 μV [15],[30]	0–200 Hz, [15],[25]
	1 mV [25]	0–500 Hz [30],[33]
EKG	100 μV – 5 mV [16]	0,2–200 Hz [14],[16]
	10 mV [14]	
EMG	0,05–1 mV [14]	10–10000 Hz [14]
EOG	0,01–5 mV [14]	0–100 Hz [14]

1.3 Biopotentialverstärker

Biopotentialverstärker haben die Aufgabe, Biosignale zu erfassen und zu verstärken. Deren Pegel liegt wie in Tabelle 1.1 aufgezeigt zwischen einigen Mikrovolt und Millivolt – bei Frequenzen zwischen 0 bis 10 kHz. Erschwerend für diese technisch beherrschbare Aufgabe ist die Messung am menschlichen Körper mit einer Vielzahl an körpereigenen Störsignalen sowie Störungen aus der Umgebung.

Das Messobjekt Mensch ist elektrisch gesehen ein geschlossener, dreidimensionaler Volumenleiter. Um eine elektrische Aktivität messen zu können, sind mindestens zwei Sensoren in Form von Elektroden notwendig. Zwischen diesen beiden Elektroden kann eine Differenz des Oberflächenpotentials ermittelt werden. Eine der beiden Elektroden fungiert als Bezugs Elektrode, auch Referenzelektrode genannt. Dabei zeichnet sich keine Elektrode als Referenzelektrode aus – es gibt elektrisch gesehen keine Stelle am menschlichen Körper die sich besonders als Referenz eignen würde.

Betrachtet man nur die zu messenden Pegel sowie deren Frequenzbereich (Tabelle 1.1), so würde sich für eine einpolige Ableitung ein einfacher nichtinvertierender Verstärker eignen. Eine kapazitiv eingekoppelte Störung vom Netz überlagert sich bei dieser Messanordnung aber direkt dem zu messenden Biosignal.

Ein Differenzverstärker ermöglicht die massefreie Messung der Potentialdifferenz zwischen zwei Messelektroden. Die an den Messpunkten eingestreuten, massebezogenen Störungen sind idealerweise identisch und werden nicht verstärkt. Unter idealen Umständen werden nur die gewünschten Differenzsignale verstärkt und die ungewollten Gleichtaktsignale (Störungen) unterdrückt. Da selbst integrierte Differenzverstärker nie vollkommen symmetrisch sind, wird ein Gleichtaktsignal auch teilweise in ein Differenzsignal gewandelt. Um die Eigenschaften eines Differenzverstärkers zu quantifizieren, wird der Begriff der Gleichtaktunterdrückung (engl.: Common Mode Rejection Ratio, kurz CMRR) eingeführt, welcher als Quotient aus Differenz- (V_d) und Gleichtaktverstärkung (V_g) definiert ist (Gleichung (1.1)).

$$CMRR = \frac{V_d}{V_g} \quad (1.1)$$

Um der Forderung nach einem großen Eingangswiderstand gerecht zu werden, wird der Differenzverstärker zum Instrumentenverstärker erweitert. Dabei handelt es sich um eine zweistufige Verstärkerschaltung mit großem Eingangswiderstand und großem CMRR. [10]

Damit die Vorteile der digitalen Signalverarbeitung, -speicherung und -übertragung genutzt werden können, wird das analoge Messsignal nach der Vorverstärkung unmittelbar einer Analog-Digital-Wandlung unterzogen (Abbildung 1.1). [14]

Um Aliasing zu vermeiden, muss eine Bandbegrenzung des Eingangssignals auf Frequenzen unterhalb der halben Abtastrate erfolgen. Das zu diesem Zweck verwendete Tiefpassfilter wird auch als Anti-Aliasing-Filter bezeichnet. Das Frequenzspektrum des Eingangssignals

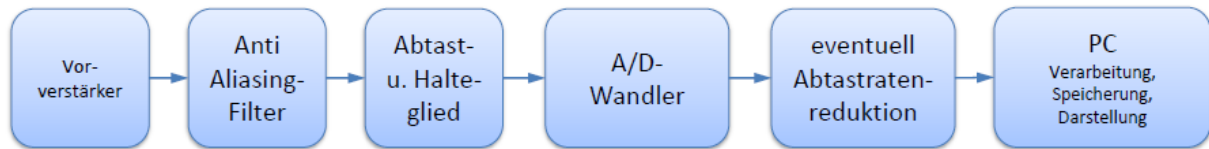


Abbildung 1.1: Vereinfachtes Blockschaltbild der Messkette eines Biopotentialverstärkers

kann in der Praxis nicht ideal begrenzt, aber so verringert werden, dass das Aliasing minimal wird. Um das zu erreichen muss das Filter schon bei Frequenzen unter der halben Abtastfrequenz zu dämpfen beginnen (Roll-Off-Kennlinie).

Da steilflankige analoge Filter kritisch und teuer zu realisieren sind, ist es wünschenswert die Anforderungen an diese zu reduzieren. Wird das zeitkontinuierliche Eingangssignal mit einer sehr hohen Abtastrate weit oberhalb der Nyquist-Abtastrate abgetastet, so reicht ein sehr einfacher Tiefpass zur Vermeidung von Aliasing aus. Die anschließende Abtastratenreduktion setzt dann ein steiles digitales Filter voraus. Somit kann die zeitkontinuierliche Filterung mit einem flachen Filter erfolgen – die steile Filterung erfolgt zeitdiskret. [28]

In der Praxis wählt man für die Überabtastung oft Abtastraten die das 2,2 bis 2,4 fache der Bandbreite des Nutzsignals sind. [22]

Das Anti-Aliasing-Filter sollte generell eine möglichst niedrige Grenzfrequenz haben, um höherfrequente Störungen außerhalb des Biosignalspektrums zu unterdrücken – dabei muss aber auf einen linearen Phasengang geachtet werden (z.B. Bessel-Filter näherungsweise im Durchlassbereich). Der Nachteil von Filtern mit linearem Phasengang ist deren niedrige Flankensteilheit. Überabtastung ermöglicht auch die Verwendung von Filtern mit nichtlinearem Phasengang (Butterworth, Tschebyschew, Cauer), wenn sich die Nichtlinearität des Phasenfrequenzgangs ausserhalb des Biosignalspektrums befindet. [10]

Zu den quantifizierbaren Eigenschaften eines Biopotentialverstärkers zählen der Eingangswiderstand, der Ausgangswiderstand, die Gleichtaktunterdrückung, die Verstärkung, die Linearität, der Frequenzgang, der Phasengang und das Rauschen.

1.3.1 Anforderungen an Biopotentialverstärker

In der Regel fordert die medizinische Messtechnik einen um mindestens das Hunderfache größeren Eingangswiderstand des Messverstärkers im Vergleich zum Innenwiderstand der Biosignalquelle. Eingangswiderstände ab $1\text{ M}\Omega$ werden dieser Forderung gerecht und sind in der Praxis akzeptiert.

Bezüglich CMRR sind Werte von 100 bis 120 dB gefordert. Differenzsignale sollen also im Vergleich zu Gleichtaktsignalen um das 10^5 - bis 10^6 -fache verstärkt werden. [10]

Im Vergleich zur technischen Messtechnik sind die Anforderungen an die Messgenauigkeit von Biopotentialverstärkern relativ niedrig, da Schwankungen der Biosignale und deren Pa-

parameter bis zu 100 % betragen können bzw. bestimmte Messbedingungen praktisch nicht reproduzierbar sind. Deswegen ist eine Welligkeit des Amplitudengangs in dem für die Untersuchungen relevanten Frequenzbereich von bis zu 1 dB tolerierbar.

Der Amplitudengang muss so gewählt werden, dass alle zu untersuchenden Biosignale unverfälscht messbar sind (Tabelle 1.1). Eine zu hohe Bandbreite führt dazu, dass das Rauschen des Verstärkers unnötigerweise vergrößert wird (siehe dazu auch Gleichung (1.2)). Je nach verwendeten Elektroden können Elektrodenspannungen auftreten, die wesentlich größer als die zu messenden Biosignale sind und zu einem Übersteuern des Verstärkers führen können. Abhilfe schafft ein nach der Eingangsstufe geschalteter Hochpass mit relativ niedriger Verstärkung, der die Elektrodengleichspannung unterdrückt.

Das Verstärkerrauschen setzt sich aus dem thermischen Rauschen (weißes Rauschen) und dem Halbleiterrauschen (1/f-Rauschen) zusammen. Das thermische Rauschen mit seiner konstanten spektralen Leistungsdichte berechnet sich nach Gleichung (1.2).

$$u_{eff} = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (1.2)$$

Zum thermischen Rauschen addiert sich das 1/f-Rauschen, welches betragsmäßig zu höheren Frequenzen hyperbolisch abnimmt, und typischerweise von MOSFETs³ (Eingangsstufe) erzeugt wird. Bei tiefen Frequenzen ist das 1/f-Rauschen wesentlich größer als das thermische Rauschen, weshalb man bestrebt ist die unterer Grenzfrequenz möglichst groß zu wählen, um die maßgeblichen Anteile zu unterdrücken. Andererseits würde man dadurch den auswertbaren Frequenzbereich zu weit beschneiden, da einige Biosignale gerade im DC-Bereich interessante Eigenschaften besitzen (Slow Cortical Potentials). Da das Eigenrauschen des Verstärkers einen wichtigen Betriebsparameter sowie ein Qualitätskriterium darstellt, sollte immer der dazugehörige Frequenzbereich angegeben werden.

Damit die Signalform der Biosignale, die einen wichtigen diagnostischen Parameter darstellt, nicht verfälscht wird, müssen die Gruppenlaufzeiten im zu übertragenden Frequenzbereich über die gesamte Messstrecke konstant sein, was nur über einen linearen Phasengang möglich ist. [10]

Von den in Tabelle 1.1 aufgelisteten Biosignalen hat das EEG das niedrigste Signal-Rausch Verhältnis, weshalb die Messung von EEG die größten Anforderungen an den Verstärker stellt. Der große Frequenzbereich des EMGs hat Einfluss auf die zu wählende oberer Grenzfrequenz.

Anforderungen an Biopotentialverstärker sind zum Beispiel von der IFCN⁴ in ihrem Standard für die digitale Aufzeichnung von klinischem EEG formuliert [26]. Nach diesem Standard müssen mindestens 24 Kanäle, bevorzugt aber 32 Kanäle für die EEG- sowie die Artefakt-Messung verfügbar sein. Die minimale Abtastrate zur Digitalisierung beträgt 200 Samples/s,

³engl.: metal oxide semiconductor field-effect transistor (Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor)

⁴International Federation Of Clinical Neurophysiology

höhere Abtastraten sind erwünscht, wobei diese Vielfache von 50 oder 64^5 sein sollten. Je nach Abtastrate des ADU muss ein entsprechendes Anti-Aliasing-Filter verwendet werden. Für die Aufnahmen sollten verschiedene Filtereinstellungen für Hoch- und Tiefpass (bis 0,1 Hz) möglich sein. Ein 50/60-Hz Kerbfilter (Notchfilter) sollte verfügbar, aber nicht automatisch aktiviert sein. Die Digitalisierung muss mit einer minimalen Auflösung von 12 Bit erfolgen, wobei das LSB maximal $0,5 \mu\text{V}$ betragen darf – eine größere Auflösung wäre von Vorteil. Die Eingangsimpedanz des Verstärkers muss größer als $100 \text{ M}\Omega$ sein. Das Übersprechen zwischen den Kanälen muss unter 1 % liegen. Die Gleichtaktunterdrückung für jeden Kanal muss mindestens 110 dB betragen. Das vom Verstärker verursachte Rauschen sollte weniger als $1,5 \mu\text{V}_{\text{pp}}$ und $0,5 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ zwischen 0,5 und 100 Hz betragen. [26], [27]

Tabelle 1.2 fasst die formulierten Forderungen zusammen:

Tabelle 1.2: Forderungen an Biosignalverstärker der IFCN formuliert im Standard für digitale Aufzeichnung von klinischem EEG [26], [27]

Anzahl der Kanäle:	mind. 24
Abtastrate des ADU:	mind. 200 Hz
Anti-Aliasing Filter:	angepasst an die Abtastrate des ADU
Hoch- und Tiefpassfilter:	einstellbar
Kerbfilter (Notch):	50/60 Hz
Auflösung des ADU:	mind. 12 Bit
LSB:	max. $0,5 \mu\text{V}$
Eingangsimpedanz:	mind. $100 \text{ M}\Omega$
Übersprechen:	max 1 %
CMRR:	mind. 110 dB
Rauschen:	max. $0,5 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ (0,5 -100 Hz)

1.3.2 g.PROTOamp

g.PROTOamp der Firma *g.tec* (*g.tec medical engineering GmbH, Schiedlberg, Österreich*) ist der Prototyp eines neuen USB-kompatiblen Biopotentialverstärkers mit 256 analogen, monopolaren Eingangskanälen (Abbildung 1.2).

Ein Eingangsspannungsbereich von $\pm 250 \text{ mV}$ ermöglicht die Messung von EEG, ECoG, EKG, EMG and EOG bis in den DC-Bereich. Die 24-Bit A/D-Umsetzung (simultan für alle 256 Kanäle) arbeitet mit einer Abtastrate von 614,4 kHz und erlaubt eine Amplitudenaufauflösung von 60 nV bei einer maximalen Leistungsaufnahme von weniger als 30 W. Ein leistungsstarker DSP ermöglicht eine einstellbare Reduktion der Datenrate, die bipolare Verrechnung von Kanälen sowie digitales Filtern in Echtzeit. Digitale Eingänge erlauben eine zu den Analogsignalen synchrone Aufnahme von bis zu 16 Triggersignalen. Ein zusätzlicher

⁵2er-Potenzen bringen Erleichterungen bei der digitalen Signalverarbeitung (DFT)

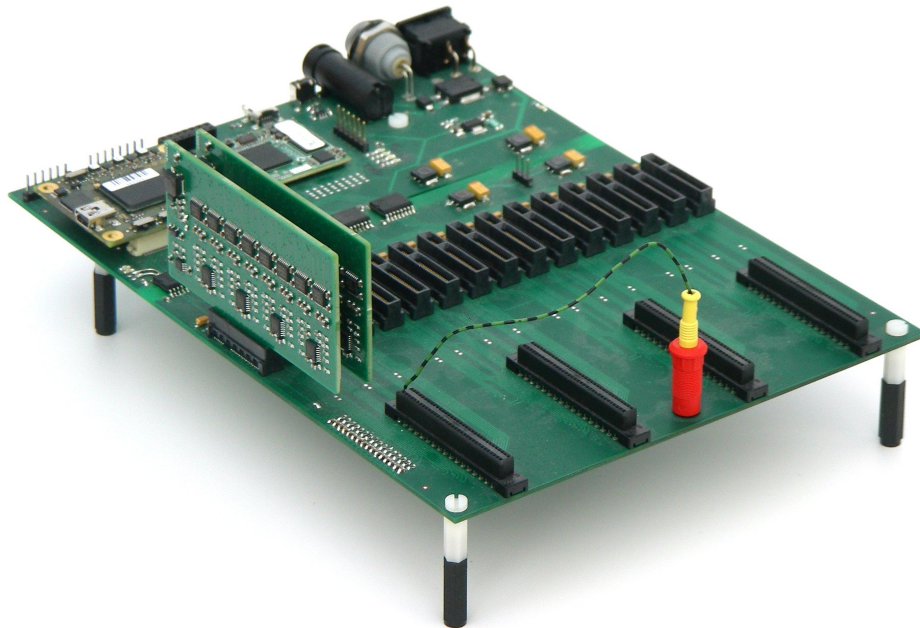


Abbildung 1.2: Perspektivische Ansicht von g.PROTOamp (*g.tec medical engineering GmbH, Schiedlberg, Österreich*). Die Abbildung zeigt die mit zwei Analogmodulen bestückte Hauptplatine. Je Analogmodul sind 16 Eingangskanäle realisiert. Der mit 16 Analogmodulen voll ausgebaute Verstärker umfasst 256 Kanäle.

HOLD-Eingang erlaubt das getriggerte Konstanthalten der digitalisierten Daten während beispielsweise elektrischer oder magnetischer Stimulation (Artefaktunterdrückung).

In Tabelle 1.3 sind die Eigenschaften von *g.PROTOamp* zusammengefasst.

Tabelle 1.3: Übersicht der Eigenschaften von *g.PROTOamp*

Eigenschaft	<i>g.PROTOamp</i>
bestimmungsgemäßer Gebrauch	Unterstützung der klinischen Diagnose und Überwachung von EEG, ECoG, EKG, EMG und EOG.
Anzahl der Kanäle	256
Eingangsspannungsbereich	± 250 mV
Auflösung der A/D-Wandlung	24 Bit (LSB < 60 nV)
interne Abtastrate pro Kanal	38400 Hz
Eingangsimpedanz	> 100 M Ω
Polarität der Eingangsstufe	monopolar
bipolare Messungen	am Gerät einstellbar
automatische Impedanzmessung	ja
Artefaktunterdrückung	extern triggerbar
PC-Schnittstelle	USB 2.0
Stromversorgung	externes IEC 60601-1 Netzgerät
Leistungsaufnahme	< 30 W
digitale Eingänge	16 – synchron zu den analogen Eingängen

1.4 Überprüfung der Funktionalität

1.4.1 Konzept

Nach dem Zusammenbau eines jeden Verstärkers muss ein Funktionstest durchgeführt werden, um die fehlerfreie Bestückung der Platinen, die korrekte Montage und den Kontakt der Steckverbinder zu prüfen. Da eine manuelle Überprüfung aufgrund der Vielzahl der Kanäle hinsichtlich des Zeitaufwandes praktisch nicht durchführbar ist, soll eine automatische Testprozedur entwickelt werden. Folgende Funktionen bzw. Parameter des Verstärkers sind mit dem Test zu überprüfen:

- die Kalibrierwerte,
- die Impedanzmessung,
- die A/D-Umsetzung,
- das Übersprechen zwischen den Kanälen,
- die Artefaktunterdrückung mit der HOLD-Funktion,
- das Rauschen,
- das Triggern der digitalen Eingänge,

- die bipolare Verrechnung von Kanälen,
- das interne Testsignal, und
- die frontseitigen 5 Vdc Buchsen.

Aus der Auflistung lässt sich erkennen, dass unterschiedliche Testbedingungen notwendig sind. Das Prüfen der A/D-Umsetzung erfordert das Einspeisen eines Testsignals auf einem oder allen Kanälen, für die Bestimmung des Rauschens müssen alle Kanäle auf Signal-GND kurzgeschlossen werden⁶. Zum Testen der digitalen Eingänge sowie der HOLD-Funktion werden externe Trigger-Signale benötigt. Um alle Testbedingungen automatisiert herstellen zu können, muss ein externer „Testadapter“ entwickelt werden. Je nach Anforderungen des durchzuführenden Tests muss dieser Steuerkommandos vom PC empfangen und die geforderten Bedingungen an den analogen Kanälen bzw. den digitalen Eingängen herstellen. Die Testprozedur soll in *Matlab* (*MathWorks, Natick, USA*) implementiert werden, da für die Datenaufnahme ein bestehendes Simulink-Modell verwendet werden kann und Matlab sich auch für die erforderliche Signalverarbeitung eignet.

Folgende Tests sollen implementiert werden, um die oben angeführten Funktionen und Parameter zu prüfen:

1.4.2 Test A – Kalibrierung

Aufgrund bauteilbedingter Toleranzen der analogen Eingangsstufe unterscheiden sich die einzelnen Kanäle bezüglich Nullpunktabweichung (Offset) und Verstärkung geringfügig von einander. Dieser Umstand wird deutlich, wenn ein Testsignal an allen Kanälen gleichzeitig eingespeist wird. Abbildung 1.3 zeigt eine Periode eines Testsignals (5 mV, 1 Hz) mit nicht kalibrierten (a) und kalibrierten Kanälen (b).

Eine Kalibrierung der Kanäle kann z.B. durch Normierung auf einen Referenzkanal oder durch Normierung auf ein Referenzsignal durchgeführt werden. Mit den daraus errechneten Kalibrierwerten für Offset und Verstärkung werden die Daten vom Gerät intern korrigiert. Durch die maximal erlaubten Bauteiltoleranzen sind nur Kalibrierwerte innerhalb bestimmter Grenzen möglich – eine Überschreitung deutet auf eine fehlerhafte Eingangsstufe hin. Dabei kann es sich beispielsweise um ein fehlerhaftes Bauteil, eine schlechte Lötstelle oder einen Bestückungsfehler handeln.

Der Benutzer hat die Möglichkeit, die Kalibrierwerte der Kanäle nach seinen Bedürfnissen anzupassen. Die bei der werksseitigen Kalibrierung ermittelten Werte sind im Gerät gespeichert und als Standardwerte jederzeit abrufbar.

Die im Gerät gespeicherten Werte für Offset und Skalierung der werksseitigen Kalibrierung sind auszulesen und auf Einhaltung der erlaubten Wertebereiche zu prüfen.

⁶Die Rauschmessung erfolgt bei Kurzschluss und nicht bei einer typischen Quellimpedanz, da keine Datenblattwerte, sondern Testwerte für die firmeninterne Qualitätssicherung ermittelt werden sollen.

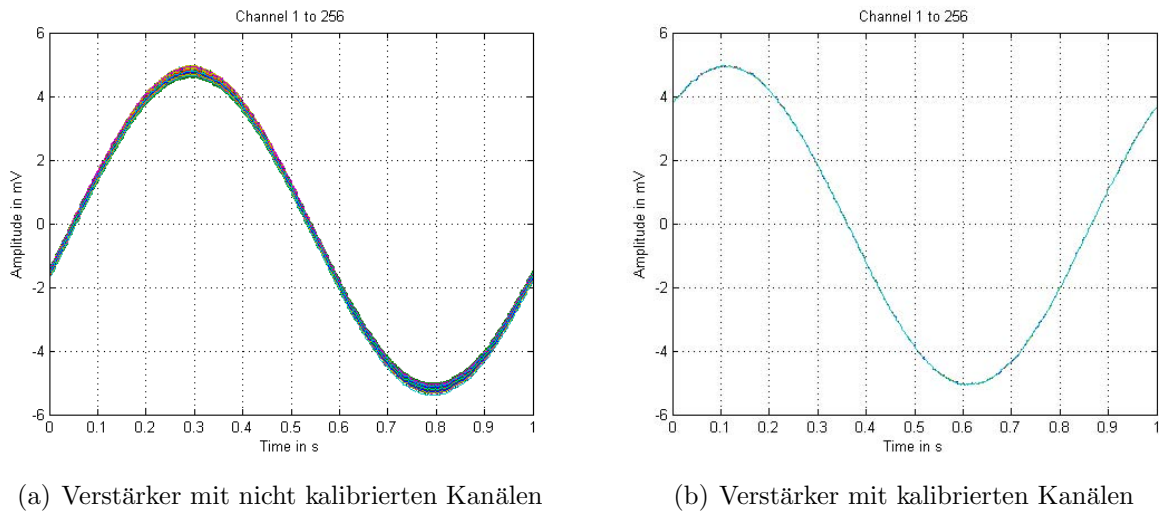


Abbildung 1.3: Aufgezeichnetes Testsignal mit 5 mV und 1 Hz (eine Periode)

1.4.3 Test B – Impedanzmessung

Die Impedanzmessfunktion erlaubt im 1,5-Sekundenrhythmus die Bestimmung der Elektrodenimpedanz an allen 256 Eingangskanälen parallel. Dazu ist vor jeder Eingangsstufe eine elektronische Beschaltung notwendig. Ein möglicher Bestückungsfehler in dieser Schaltung oder ein zu ungenaues Bauteil würde am betreffenden Kanal eine fehlerhafte Impedanzmessung bedeuten.

Die Beschaltung für die Impedanzmessung ist zu prüfen, indem jeder Kanal einzeln mit einer Testimpedanz beschaltet wird. Eine erfolgreiche Impedanzbestimmung bestätigt die fehlerfreie Bestückung der Hardware.

1.4.4 Test C – Phasenabweichung

Die 256 Analog/Digital-Umsetzung arbeiten alle mit synchronem Abtast-Halte-Glied, sodass parallel eingespeiste Signale phasengleich digitalisiert werden. Eine Abweichung der Phase zwischen den Kanälen würde auf Probleme bei der Abtastung hindeuten. Dieser Test soll auch die Amplitude des digitalisierten Testsignals aller Kanäle ermitteln und mit dem Erwartungswert vergleichen, um mögliche Unstimmigkeiten in der Vorverstärkung, der Kalibrierung, oder der A/D-Umsetzung aufzuzeigen. Ein völliges Fehlen eines Signals deutet eventuell auf eine kalte Lötstelle hin.

Von einem auf allen Kanälen gleichzeitig eingespeisten Testsignal ist die Amplitude und Phase zu ermitteln und zu bewerten.

1.4.5 Test D – Übersprechen

Unter Übersprechen versteht man das Einkoppeln von Signalen einer Leitung auf eine oder mehrere benachbarte Leitungen, welches auf induktiven, kapazitiven oder galvanischen Pfaden möglich ist. Durch die enge Leitungsführung der 256 Kanäle innerhalb des Gerätes ist ein Übersprechen, zum Beispiel an Steckerkontakten, durch Verschmutzungen oder Lötflächen denkbar.

An jeweils einem Kanal ist ein Testsignal einzuspeisen, während alle übrigen Kanäle auf Signal-GND kurzgeschlossen sind, um das Übersprechen zu ermitteln. Ergibt die Berechnung des Übersprechens zu einem Kanal mehr als -70 dB, so deutet dies auf eine parasitäre Verbindung hin.

1.4.6 Test E – HOLD

Mit der extern triggerbaren HOLD-Funktion kann das digitalisierte Signal auf dem zuletzt ermittelten Abtastwert konstant gehalten werden. Dies ist zum Beispiel für die Artefaktunterdrückung sinnvoll, wenn parallel zur Aufnahme beispielsweise elektrisch oder magnetisch stimuliert wird.

Zum Prüfen der HOLD-Funktion ist auf allen Kanälen ein Testsignal einzuspeisen und während der Datenaufzeichnung der HOLD zu triggern. Während des aktivierten HOLD (High-Pegel) müssen die aufgenommenen Daten unabhängig vom eingespeisten Signal absolut konstant sein.

1.4.7 Test F – Rauschen

Das Rauschen der Eingangsstufen ergibt sich aus den Rauschbeiträgen der passiven und aktiven Bauelemente (thermisches Rauschen (weißes Rauschen), $1/f$ -Rauschen). Das Rauschen eines Biopotentialverstärkers ist von entscheidender Bedeutung, da Nutzsignale wie zum Beispiel EEG mit Pegeln ab $2 \mu\text{V}$ nur knapp über dem praktisch erreichbaren Rauschlevel liegen. Ein Kanal der zu hohes Rauschen aufweist ist aufgrund des schlechten Signal-Rausch-Verhältnisses für Biosignalmessungen nicht geeignet (Abschnitt 1.3.1). Ein erhöhtes Rauschen deutet auf fehlerhafte Bauteile, schlechte Kontakte oder eine schlechte Signal-GND Verbindung hin.

Zum Ermitteln des Eigenrauschens sind alle Kanäle auf Signal-GND kurzzuschließen und das Rauschen aufzuzeichnen. Das im angegebenen Frequenzband ermittelte Rauschen darf einen festgelegten Grenzwert nicht überschreiten.

1.4.8 Test G – Digitale Eingänge

Die 16 digitalen Eingänge dienen als Triggereingänge um externe Ereignisse, wie beispielsweise Stimulationsimpulse, in zeitliche Relation zu den aufgenommenen Daten setzen zu können. Der Status der digitalen Eingänge wird an einem zusätzlichen Kanal (Kanal 257) kodiert übertragen.

Ein High-Pegel an den digitalen Eingängen muss korrekt registriert und übertragen werden. Um das sicherzustellen ist jeder digitale Eingang separat zu triggern und die korrekte Kodierung am Kanal 257 zu prüfen.

1.4.9 Test H – Bipolare Ableitung

Eine Spannung ist eine Potentialdifferenz zwischen einem Messpunkt und einem Bezugspunkt. Bei der Messung von Biopotentialen, beispielsweise hervorgerufen durch Gehirnströme, sind sowohl Messpunkt als auch Bezugspunkt als Elektroden ausgeführt. Die Bezugselektrode kann eine eigens dafür vorgesehene Referenzelektrode, die GND-Elektrode oder eine beliebige andere Messelektrode sein (siehe auch Abschnitt 1.3). Die Eingangsstufe von g.PROTOamp ist mit 256 monopolen Eingangskanäle realisiert. Den Bezugspunkt stellt, wenn nicht anders konfiguriert, immer die GND-Elektrode dar. Per Software kann aber jede beliebige Messelektrode als Referenz definiert werden. Weiters ist die bipolare Verrechnung zweier beliebiger Messelektroden möglich.

Um die bipolare Verrechnung beliebiger Kanäle zu testen ist auf allen Kanälen gleichzeitig ein Testsignal einzuspeisen und sind jeweils zwei Kanäle bipolar zu verrechnen. Bei korrekter Berechnung muss das resultierende Signal nahezu Null ergeben, da alle Kanäle zu jeder Zeit gleiches Potential führen.

1.4.10 Test I – Timing

Die für das Senden von Kommandos bzw. das Neukonfigurieren des Verstärkers benötigte Zeit darf festgelegte Grenzwerte nicht überschreiten.

Folgende Kommandos sollen auf ihre Reaktionszeit geprüft werden:

- Öffnen des Gerätes,
- Schließen des Gerätes,
- Setzen des Datenpuffers,
- Setzen der Konfiguration,
- Starten und Stoppen der Datenaufnahme, und
- Abfragen der Seriennummer.

Eine Überschreitung des Grenzwertes deutet auf Probleme bei der Kommunikation hin.

1.4.11 Test J – HOLD-Kommando

Die in Abschnitt 1.4.6 beschriebene HOLD-Funktion kann per Software deaktiviert werden, sodass eine externe Triggerung des HOLD wirkungslos bleibt. Mit dem Test soll gezeigt werden, dass eine externe Triggerung des HOLD nur bei aktivierter HOLD-Funktion ein Konstanthalten des zuletzt abgetasteten Datenwertes zur Folge hat. Dies kann durch zweimalige Ausführung von Test E, einmal mit aktivierter und einmal mit deaktivierter HOLD-Funktion, erfolgen.

1.4.12 Test K – Fehlermeldung

Für die einstellbaren Abtastraten des Verstärkers sind nur bestimmte Puffergrößen der Daten zulässig. Bei falsch eingestellter Kombination aus Abtastrate und Puffergröße muss der Benutzer mit einer Fehlermeldung darauf hingewiesen werden.

Der Verstärker ist mit einer zur Abtastrate nicht erlaubten Puffergröße zu konfigurieren und zu starten. Wird eine Fehlermeldung erzeugt ist diese zu dokumentieren.

1.4.13 Test L – Drift

Je nach Betriebstemperatur verändern sich Eigenschaften der elektronischen Bauelemente der analogen Eingangsstufe, wodurch sich unter anderem die Nullpunktabweichung des digitalisierten Signals mit der Zeit verändert. Die Kalibrierwerte für den Offset stimmen dann nicht mehr exakt – dies führt zu einer vom Verstärker verursachten Signaldrift die unvermeidbar ist. Eine zu starke Drift kann aber auch durch schlechten Kontakt der Eingangsstufe zum Bezugspotential verursacht werden.

Um eine Signaldrift zu identifizieren ist ein Testsignal über einer Dauer von 30 Minuten aufzunehmen und die Abweichung zum Nullpunkt auszuwerten.

1.4.14 Test M – Spikes

Unter Spikes versteht man Nadelimpulse im digitalisierten Signal, deren Ursache zum Beispiel auf Fehler in der digitalen Übertragung (Datenverlust) oder der A/D-Wandlung zurückzuführen ist.

Zum Ermitteln der maximalen Spike-Amplitude sind alle Kanäle auf Signal-GND kurz-zuschließen und das aufgenommene Rauschsignal auf Maxima und Minima zu untersuchen. Die Addition der Beträge des positivsten und negativsten Signalwertes kann für die Spike-Bewertung herangezogen werden.

1.4.15 Test N – Internes Signal

Um die Signalkette Verstärker-PC-Software ohne externen Signalgenerator einfach und schnell testen zu können – aber auch zum Kalibrieren und Impedanzmessen – kann am Signal-GND ein rechteckförmiges Testsignal mit einstellbarer Frequenz aktiviert⁷ und per externer Verschaltung in die Eingangskanäle eingespeist werden. Dieses intern generierte Testsignal hat eine Amplitude von 7,5 mV und eine Nullpunktverschiebung von -7,5 mV.

Zum Testen der korrekten Signalerzeugung sind bei aktiviertem internem Testsignal (zum Beispiel mit 10 Hz) alle Kanäle auf Signal-GND zu verschalten und das aufgezeichnete Signal auf Frequenz, Amplitude und Nullpunktverschiebung zu prüfen.

1.4.16 Test O – 5Vdc

Die vier frontseitigen mit 5 Vdc bezeichneten Buchsen sind medizintechnisch vom Netz getrennte 5 V Gleichspannungsquellen mit einer Strombelastbarkeit von je 30 mA, die zur Versorgung von Zubehör verwendet werden können.

Jede Buchse ist mit dem Maximalstrom von 30 mA zu belasten und die Spannung zu messen. Diese darf einen Mindestwert nicht unterschreiten.

⁷Common mode Signal zwischen Signal-GND und Schaltungs-GND

2 Methoden

2.1 Hardware

2.1.1 Konzept der Hardware

Aus den in Abschnitt 1.4 ermittelten Anforderungen an den Testadapter, bestimmte Testbedingungen automatisiert herstellen zu können, lassen sich folgende Eigenschaften ableiten:

1. Ansteuerbarkeit vom PC über die USB-Schnittstelle, um einen automatisierten Testablauf realisieren zu können.
2. Stromversorgung über die USB-Schnittstelle, damit aus Gründen der Bedienerfreundlichkeit kein externes Netzgerät notwendig ist.
3. Interner Testsignal-Generator (Sinus) mit einstellbarer Amplitude, Frequenz und Nullpunktverschiebung.
4. Jeder der 256 analogen Eingangskanäle muss entweder mit dem Testsignal oder mit Signal-GND verschaltbar sein.
5. Jeder der 256 Kanäle muss mit einer Testimpedanz beschaltbar sein, um die für die Impedanzmessung notwendige Hardware des Verstärkers zu testen.
6. Die 16 digitalen Eingänge sowie der HOLD des Verstärkers müssen triggerbar sein.
7. Möglichkeit die Analogschalter der Kanäle auf deren korrekte Funktion zu überprüfen.
8. Der zu entwickelnde Testadapter soll auch zum Testen eines bestehenden 16-Kanal Verstärkers verwendbar sein.

Aus den oben gestellten Anforderungen lässt sich ein vereinfachtes Blockschaltbild nach Abbildung 2.1 ableiten.

Um Steuerungsbefehle vom PC zu empfangen, zu interpretieren, entsprechend zu verarbeiten und weiterzuleiten wird eine zentrale Kontrolleinheit benötigt. Für diese Aufgabe kann ein Mikrokontroller verwendet werden. Alle weiteren Aufgaben wie Kommunikation über USB, Testsignal-Generierung und Signalverschaltungen können eigene Bausteine übernehmen, die über ein gemeinsames Bussystem konfigurierbar sind.

Folgende Testszenarien müssen realisierbar sein:

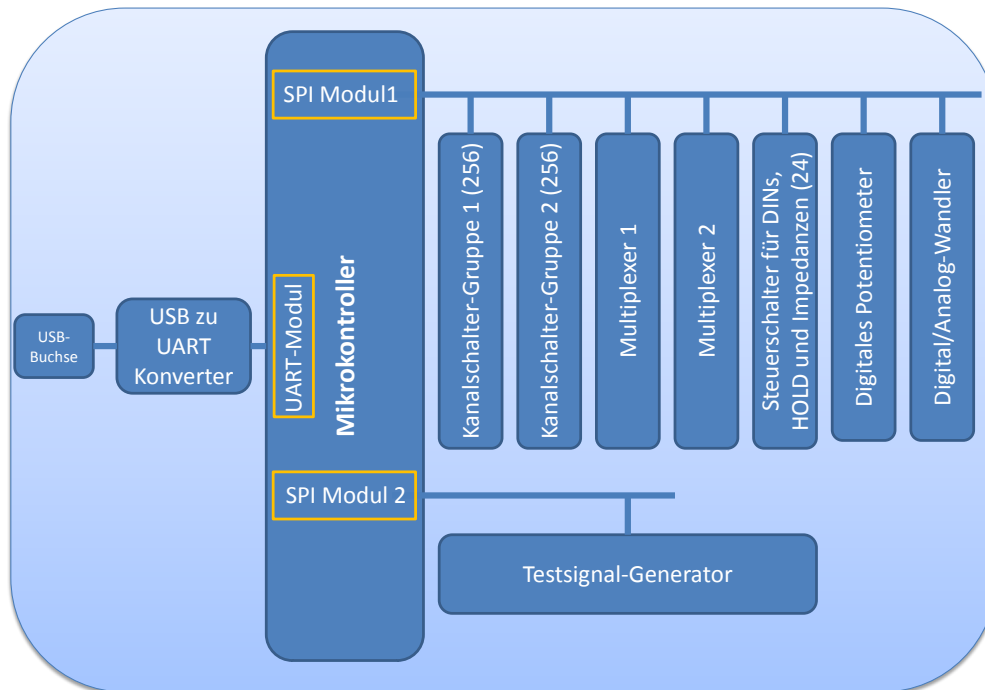


Abbildung 2.1: Vereinfachtes Blockschaltbild zur Darstellung der benötigten Hardwarekomponenten des Testadapters

- Ein beliebiger Kanal muss mit einem Testsignal verschaltbar sein, während alle anderen Kanäle mit Signal-GND verbunden sind.
- Alle Kanäle sind gleichzeitig mit dem Testsignal beschalten.
- Alle Kanäle sind auf Signal-GND kurzgeschlossen.
- Jeder Kanal muss mit einer Testimpedanz beschaltbar sein.

Der dazu benötigte Aufbau des Testadapters ist in Abbildung 2.2 schematisch dargestellt.

Es sind zwei Signalleitungen notwendig, die unterschiedliche Signale führen können (z.B. Signal-GND, Testsignal, Impedanz) und auf die die einzelnen Kanäle beliebig verschaltbar sind. Dazu benötigt jeder der 256 analogen Eingangskanäle zwei Kanal-Schalter. Einer ermöglicht die Verbindung des Kanals mit Signalleitung 1, der andere mit Signalleitung 2. Um Kurzschlüsse zu vermeiden dürfen nie beide Schalter gleichzeitig geschlossen sein – außer beide Signalleitungen liegen auf Signal-GND. Jede Signalleitung führt zu einem Multiplexer, der diese mit verschiedenen Signalen verbinden kann. Weitere 17 Schalter werden benötigt um die 16 digitalen Eingänge sowie den HOLD mit 5 V zu triggern.

Für die Ansteuerung bzw. Konfiguration der zusätzlich benötigten Bausteine eignen sich der I²C-Bus oder der SPI-Bus. Beide Busvarianten sind in gängigen Mikrokontrollern als Module integriert, sodass die Kommunikation mit zuvor genannten Bausteinen sehr einfach

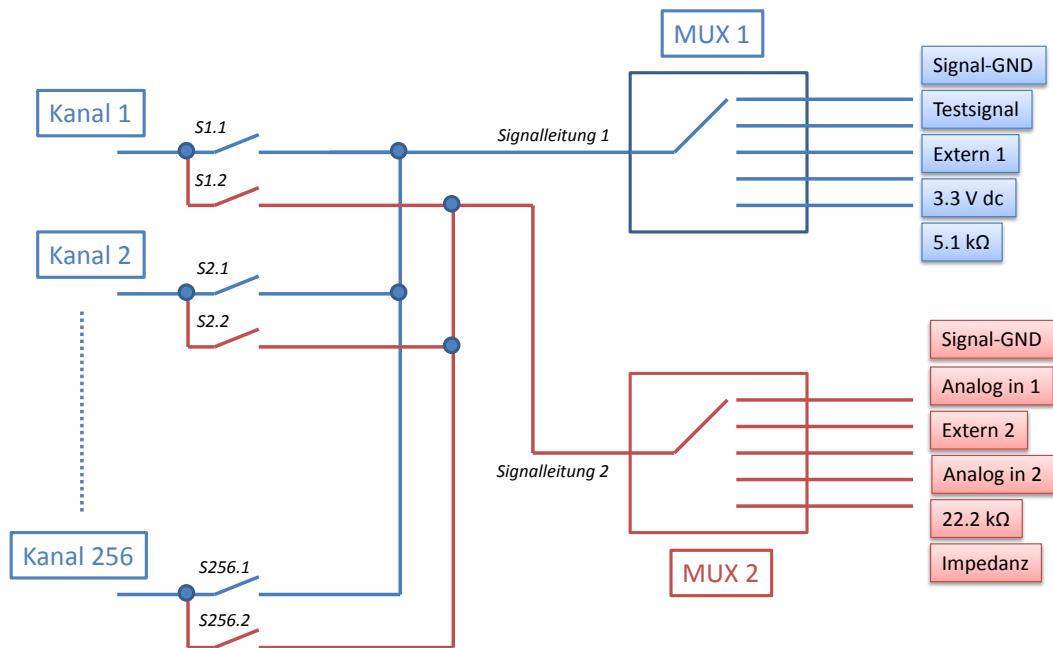


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung der beiden Schaltergruppen und Multiplexer

realisiert werden kann. Da sehr viele Bauteile die SPI-Schnittstelle unterstützen, wurde diese für die folgenden Überlegungen herangezogen. Der SPI-Bus kann in vier verschiedenen Modi betrieben werden. Welcher Modus benötigt wird hängt von den Anforderungen des Bausteins ab. Verlangen die anzusteuernenden Bausteine nach unterschiedlichen Modi, so muss vor der Kommunikation gegebenenfalls der Modus des SPI-Moduls geändert werden. Bietet der Mikrokontroller zwei getrennte SPI-Module, so können diese unterschiedlich betrieben werden.

Mit einem weiteren Chip lässt sich auch die USB-Kommunikation unkompliziert realisieren. Verschiedene serielle und parallele Protokolle zwischen USB-Chip und Mikrokontroller sind möglich. Da die Ansteuerungsgeschwindigkeit des Testadapters keinen entscheidenden Parameter darstellt, kann auf eine parallele Datenverbindung zwischen Mikrokontroller und USB-Chip verzichtet und stattdessen das UART-Protokoll gewählt werden (siehe dazu Abschnitt 2.2.2).

2.1.2 Design und Entwicklung der Hardware

Allgemeines

Es wurden für die benötigten Bauteile Gehäuse gewählt, mit denen eine Bestückung per Hand noch möglich ist. Eine zu starke Miniaturisierung ist im Prototypenstadium nicht ratsam, da einerseits eine teure, automatische Bestückung notwendig wird und die Messung von Signalen sowie meistens nicht zu vermeidende Änderungen praktisch unmöglich werden.

Der Mikrokontroller [24]

Der Mikrokontroller empfängt und verarbeitet die vom PC über USB gesendeten und vom USB-Chip weitergeleiteten Steuerkommandos und konfiguriert dementsprechend die Peripherie-Komponenten. Verwendung findet der PIC18F45J10 von Microchip [24] im TQFP-44 Gehäuse (Abbildung 2.3), da dieser zwei SPI-Module sowie ein UART-Modul zum Verbinden mit dem USB-Chip zur Verfügung stellt.

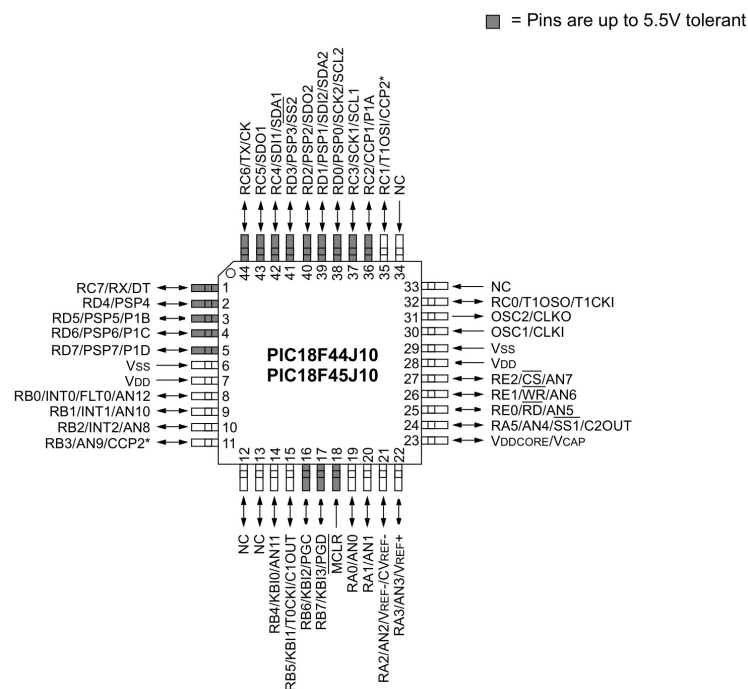


Abbildung 2.3: Pinbelegung des verwendete Mikrokontrollers (PIC18F45J10) im TQFP-44 Gehäuse [24]

Mit den 5 bidirektionalen I/O Ports stehen auch genügend Chip-Select-Leitungen für die SPI-Bausteine zur Verfügung (siehe Tabelle 2.1).

Außer den beiden SPI-Modulen und dem UART-Modul wird das ADU-Modul für Spannungsmessungen sowie dessen Komparatorfunktion für den Test der Analogschalter des Adapters verwendet.

Tabelle 2.1: Die verwendeten Chip-Select-Leitungen: Bezeichnung im Schaltplan, Pin am Mikrokontroller und angesteuerter Baustein

Chip-Select	Pin	SPI-Baustein
#CS1_1	RC1	Kanalschalter-Gruppe 1 (256 Schalter)
#CS1_2	RC2	Kanalschalter-Gruppe 2 (256 Schalter)
#CS1_3	RA5	Schalter für digitale Eingänge (16 Schalter)
#CS1_4	RE2	Schalter für Spannungsmessungen
#CS1_5	RD7	Digitales Potentiometer (Testsignal-Generator)
#CS1_6	RB3	Widerstände für Impedanzmessung
#CS1_7	RB4	Signal-GND Schalter für 16-Kanal-Verstärker
#CS1_8	RA2	Digital-Analog Wandler (Testsignal-Generator)
#CS2_1	RE0	Signalgenerator

Die Minimalbeschaltung des PIC18F45J10 ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Die PGC/PGD Pins und der MCLR-Pin werden zur Programmierung und zum Debuggen, die OSC1 and OSC0 Pins für den externen Quarz benötigt (Abbildung 2.3). Insgesamt stehen fünf verschiedene Oszillatormodi zur Verfügung, wobei vier mit den Konfigurationsbits FOSC<2:0> wählbar sind. Der fünfte Modus, der interne Oszillator mit 31 kHz, ist mittels Software aktivierbar. Für die Anwendung im Testadapter wird ein externer Quarz mit 20 MHz verwendet. Die Beschaltung ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Nicht verwendete I/O Pins sollten als Ausgänge konfiguriert und auf logisch 0 gesetzt werden. [24]

Alle verwendeten Pins und deren Funktion sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

Die Spannungsversorgung

Der USB-Bus stellt 5 V mit einer maximalen Belastbarkeit von 500 mA zur Verfügung. Diese Leistung ist ausreichend, um den gesamten Testadapter zu versorgen. Ein externes Netzgerät kann somit entfallen. Die 5 V sind mit einer rückstellbaren 400 mA Sicherung vor Kurzschluss geschützt. Bis auf den Mikrokontroller werden alle Peripherie-Bausteine direkt mit diesen 5 V versorgt. Die vom PIC18F45J10 benötigten 3,3 V werden aus den 5 V mittels Festspannungsregler LM1117MPX-3.3 von National Semiconductor [32] im SOT223-4 Gehäuse erzeugt (Abbildung 2.6 (a) und (b)).

Mit dem TLE2426 [13] (SIOC-8 Gehäuse) wird aus den 3,3 V ein virtueller Ground bei 1,65 V erzeugt. Dieses Mittenpotential wird bei der Generierung des Testsignals benötigt.

Kommunikation über USB [7]

Zur Kommunikation zwischen PC und Mikrokontroller kommt der „FT232R Single USB 2.0 to Serial UART Converter IC“ von Future Technology Devices International Ltd. (FTDI) [6] im SSOP-28 Gehäuse zum Einsatz. In diesem Chip wird das gesamte USB-Protokoll gehand-

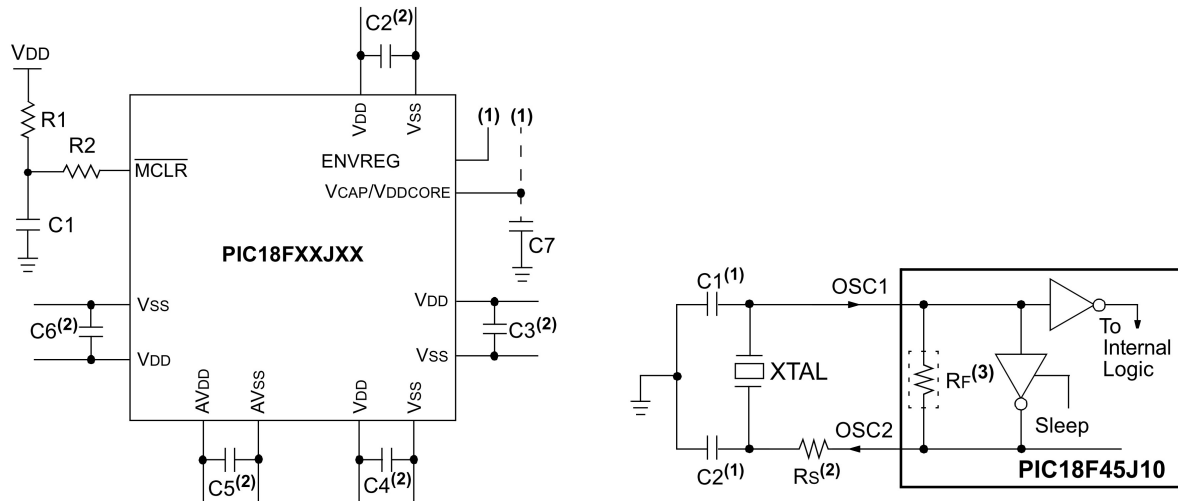
**Key (all values are recommendations):**C1 through C6: 0.1 μ F, 20V ceramicC7: 10 μ F, 6.3V or greater, tantalum or ceramicR1: 10 k Ω R2: 100 Ω to 470 Ω

Abbildung 2.5: Beschaltung des PIC18F45J10 mit externen Quarz [24]

Abbildung 2.4: Minimalbeschaltung des PIC18F45J10 aus dem Datenblatt [24]

Tabelle 2.2: Verwendete Pins des PIC18F45J10, Bezeichnung der Signale im Schaltplan und deren Funktion

Pin(s)	Signalbezeichnung	Funktion
RD4, RD5, RD6	A1, B1, C1	Steuerleitungen des Multiplexers 1
RB0, RB1, RB2	A2, B2, C2	Steuerleitungen des Multiplexers 2
RE1	#RESET	Reset-Leitung für Schalterbausteine
RC0	#WFG_OSC_CTR	Schalter für Oszillator des Signalgenerators
RA0	–	Referenzspannung für Komparator
RA1	ANALOG_IN1	Analoger Eingang 1
RA3	ANALOG_IN3	Analoger Eingang 2
RX	TXD	UART Empfangsleitung (TXD des USB-Chips)
TX	RXD	UART Sendeleitung (RXD des USB-Chips)
RB5	COMP_LED	Status-LED für Komparatorausgang
SDO1	SDO1	Datenleitung für SPI-Bus 1
SDO2	SDO2	Datenleitung für SPI-Bus 2
SCK1	SCK1	Takt für SPI-Bus 1
SCK2	SCK2	Takt für SPI-Bus 2
OSC1, OSC2	–	externer Quarz

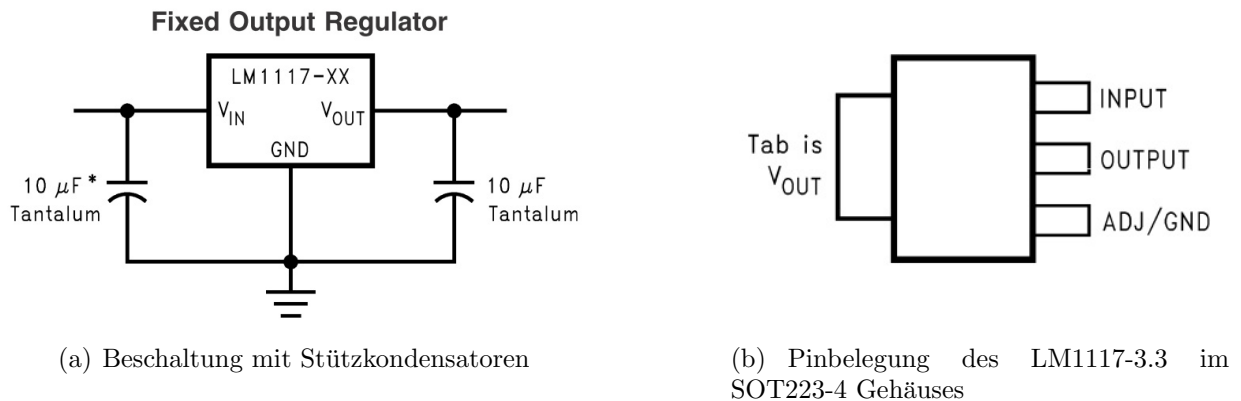


Abbildung 2.6: Festspannungsregler LM1117-3.3 [32]

habt, eine USB-spezifische Programmierung der Mikrokontroller-Firmware ist somit nicht notwendig. Der Mikrokontroller kommuniziert mit dem FT232R über das UART-Protokoll (siehe Abschnitt 2.2.2). Aus der Sicht des PCs bietet der FT232R zwei Möglichkeiten der Schnittstelle. Der direkte Treiber (D2xx) erlaubt die Kommunikation über eine bereitgestellte DLL (Dynamic Link Library). Mit dem virtuellen COM-Port Treiber (VCP) erscheint der FT232R dem PC wie ein herkömmlicher COM-Port.

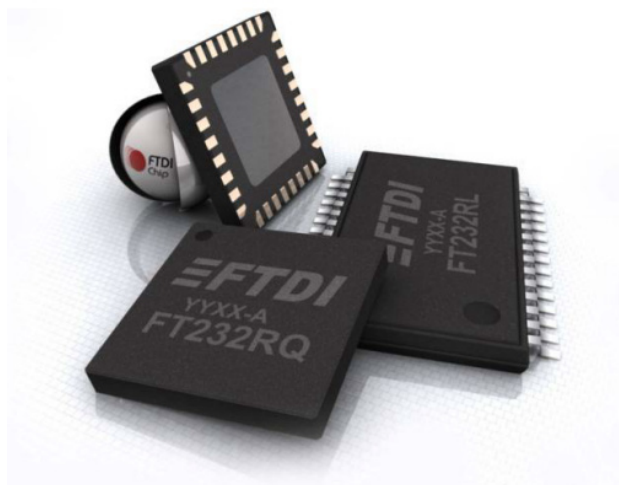


Abbildung 2.7: FT232R von FTDI [6]

Die Versorgung des Chips sowie der restlichen Schaltung erfolgt direkt über die USB-Schnittstelle, sodass keine externe Spannungsversorgung notwendig ist. Dabei ist zu beachten, dass die Schaltung beim Anstecken an die USB-Schnittstelle nicht mehr als 100 mA sowie während des Betriebs nicht mehr als 500 mA benötigt [7]. Die Schaltung für die busversorgte Konfiguration ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Ein Ferrit in der 5 V Leitung soll Störungen vom FT232R bzw. der restlichen Schaltung zum PC verringern. Die Größe des Ferrits ist vom Stromverbrauch der Schaltung abhängig [7].

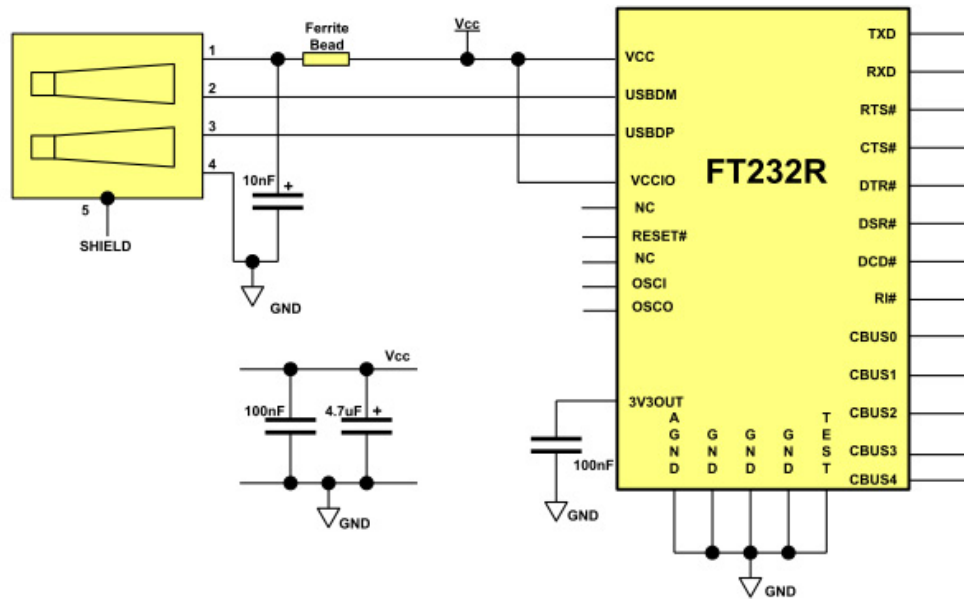


Abbildung 2.8: Versorgung des FT232R USB UART ICs über die USB-Schnittstelle (bus-versorgte Konfiguration) [7]

Abbildung 2.9 zeigt die Verbindung des FT232R mit dem Mikrocontroller mittels UART. Für die Kommunikation werden im einfachsten Fall nur die beiden Leitungen TXD und RXD benötigt, wobei diese Signale wie abgebildet am Mikrocontroller ausgekreuzt werden müssen. Die Signale RTS# und CTS# sowie PWREN# müssen nicht verwendet werden (siehe Abschnitt 2.2.2). Auch die dargestellte Taktung des Mikrocontrollers durch den FT232R ist nicht ausgeführt – der Mikrocontroller verwendet einen externen Quarz (siehe Abschnitt 2.1.2).

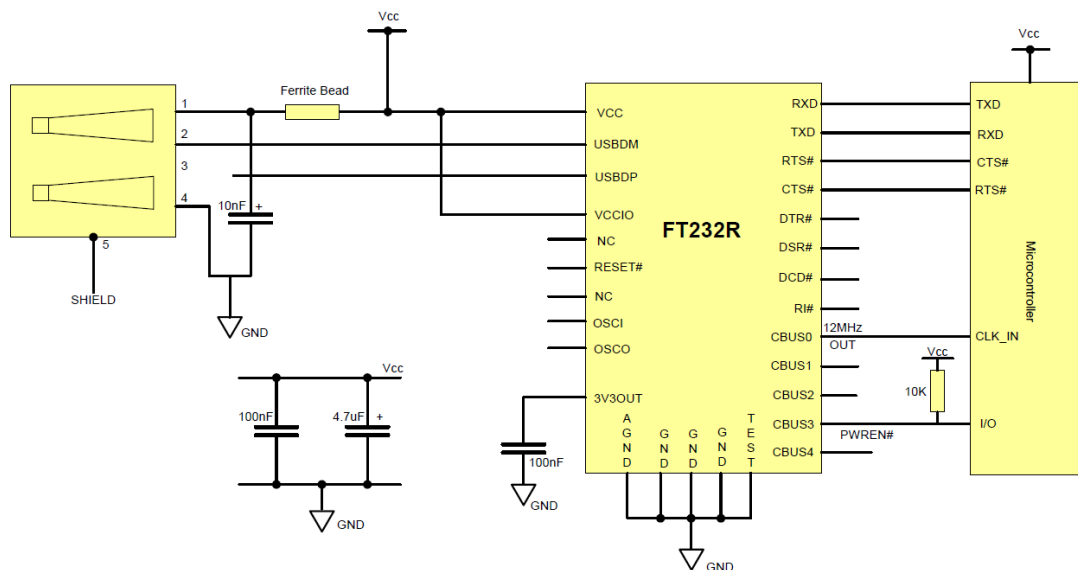


Abbildung 2.9: Verbindung des FT232R mit dem Mikrocontroller mittels UART [7]

Die Testsignalerzeugung

Für die verschiedenen Testmessungen ist es notwendig, ein Testsignal mit einstellbarer Frequenz, Amplitude und Offset bereitstellen zu können. Mit dem programmierbaren Signalgenerator AD9833 von Analog Devices [2] im MSOP-10 Gehäuse steht ein über SPI digital programmierbarer Baustein zur Verfügung, der es ermöglicht, Sinus- oder Dreieckssignale mit einstellbarer Frequenz (28 Bit Auflösung) und Phase zu erzeugen. Mit dem verwendeten 1 MHz Referenztakt ergibt sich eine Frequenzauflösung von 4 mHz. Der AD9833 benötigt als externe Beschaltung nur einen externen Taktgeber, einen Widerstand sowie einige Stützkondensatoren. Die Hauptfunktionsblöcke sind ein NCO (numerically controlled oscillator), Frequenz- und Phasenmodulatoren, ein SIN ROM und ein Digital/Analog-Umsetzer (Abbildung 2.10) [2].

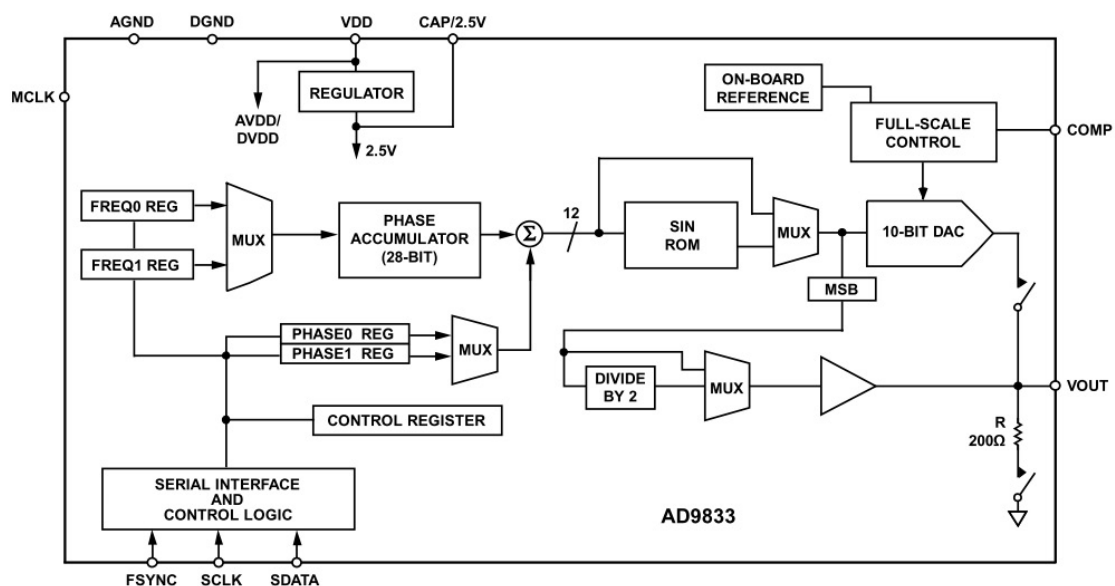


Abbildung 2.10: Blockschaltbild des programmierbaren Signalgenerators AD9833 [2]

Das vom AD9833 erzeugte Signal hat einen Spitze-Spitze Wert von 640 mV sowie einen Offset von 374 mV (bezogen auf Masse), unabhängig von der programmierten Frequenz und Signalform. Da die Signalamplitude nicht programmierbar ist, muss dies mit einer nachgeschalteten zweistufigen Verstärkerschaltung erfolgen (Abbildung 2.11).

In der ersten invertierenden Stufe wird der Spitze-Spitze Wert des Ausgangssignals auf 450 mV gedämpft und der Offset auf 1,65 V (bezogen auf Masse) angehoben. Die zweite invertierende Stufe realisiert die programmierbare Amplitudeneinstellung. Dazu ist der Rückkopplungswiderstand R_4 als digital programmierbares Potentiometer (MAX5400, Maxim [20]) ausgeführt. Der MAX5400 lässt sich ausgehend von einem Maximalwert von 50 k Ω in 256 Stufen verkleinern. Dessen Blockschaltbild ist in Abbildung 2.12 dargestellt.

Die Verstärkerstufe verwendet den Operationsverstärker OPA2340 von Texas Instruments [5], da sich dieser durch rail-to-rail Eingang als auch Ausgang, hohe Anstiegsrate, geringes

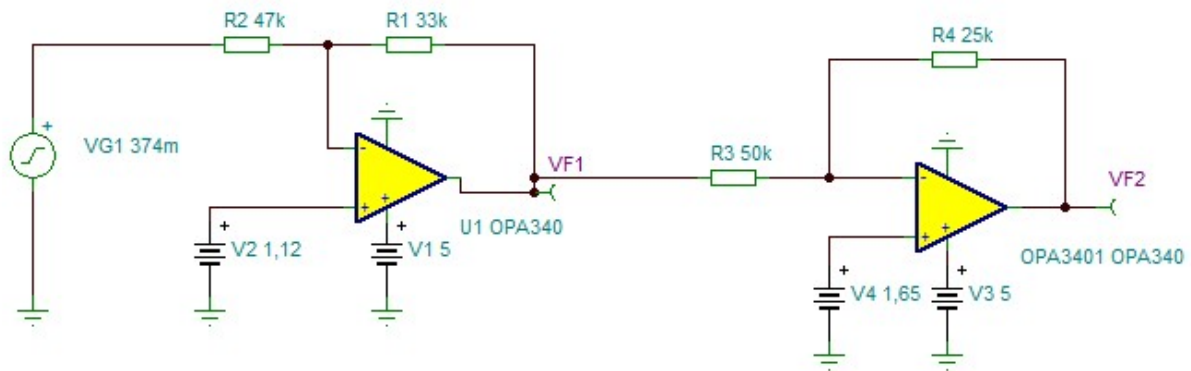


Abbildung 2.11: Zweifache Verstärkerschaltung zur Programmierung von Offset und Amplitude des vom AD9833 generierten Signals (TINA TI Simulation [12])

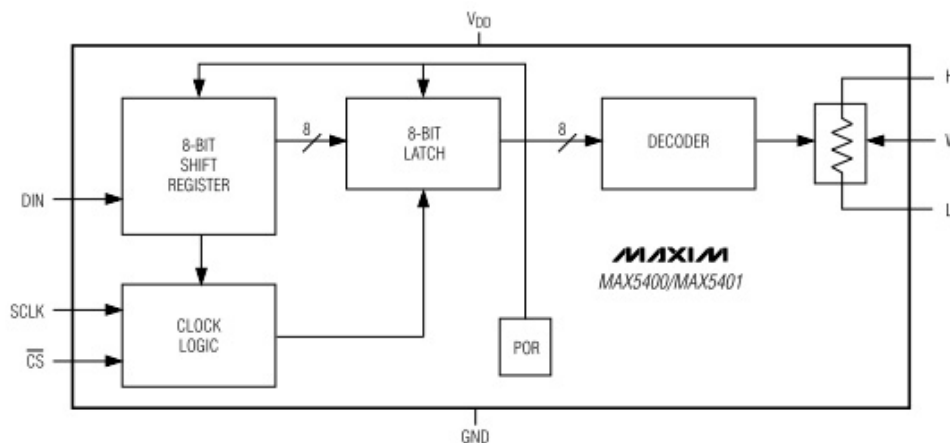


Abbildung 2.12: Blockschaltbild des digitalen Potentiometers MAX5400 [20]

Rauschen und geringen Eingangsruhestrom auszeichnet.

Abbildung 2.13 zeigt ein beispielhaftes Simulationsergebnis der in Abbildung 2.11 dargestellten Verstärkerstufe mit dem Simulationsprogramm TINA von Texas Instruments [12]. Ein vom AD9833 generiertes Sinussignal VG1 ($U_{SS} = 640 \text{ mV}$, $U_{offset} = 374 \text{ mV}$), mit beispielsweise 10 Hz, wird in der ersten Stufe auf 450 mV gedämpft, der Offset auf 1,65 V korrigiert (VF1) und in der Stufe 2 je nach Einstellung des digitalen Potentiometers R_4 gedämpft oder verstärkt (VF2). Mit $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ und $R_4 = 25 \text{ k}\Omega$ ergibt sich eine Verstärkung von 0,5.

Der Testsignalgenerator erzeugt ein Testsignal mit einstellbarer Amplitude und Frequenz mit einem Offset von 1,65 V (bezogen auf Masse). Der Signal-GND für den Biopotentialverstärker wird mit einem über SPI einstellbaren 12-Bit DAU (MCP4921, Microchip [23]) erzeugt. Bei einem Signal-GND von 1,65 V hat das Testsignal aus der Sicht des Biopotentialverstärkers keinen Offset. Signal-GND Werte unter 1,65 V erscheinen für den Biopotentialverstärker als positiver Offset, über 1,65 V als entsprechend negativer.

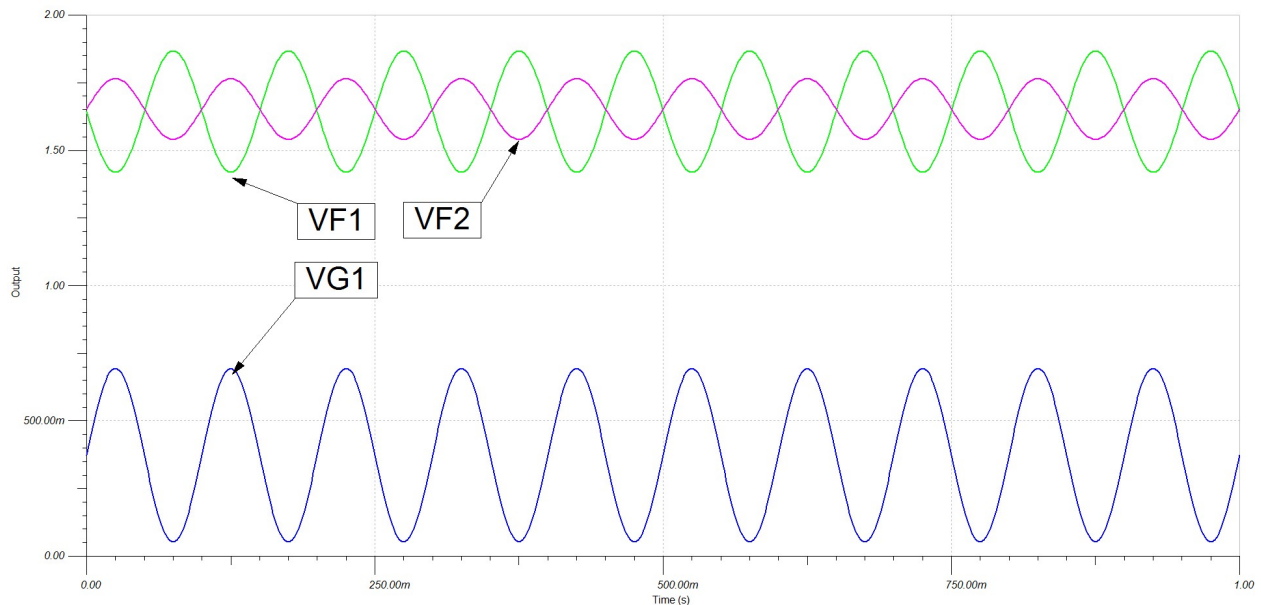


Abbildung 2.13: Ergebnis der Simulation der zweifachen Verstärkerstufe aus Abbildung 2.11 mit dem Simulationsprogramm TINA von Texas Instruments [12]: Die Verstärkung der zweiten Stufe ist 0,5 ($R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ und $R_4 = 25 \text{ k}\Omega$), VG1...ein vom AD9833 erzeugtes Sinussignal mit 10 Hz, VF1...das Signal nach der ersten Verstärkerstufe, VG2...das Signal nach der zweiten Verstärkerstufe

Die Schaltergruppen und Multiplexer

Der Baustein MAX395 von Maxim [19] integriert acht per SPI konfigurierbare analoge Schalter in einem Gehäuse. Um eine Schaltergruppe mit 256 Schaltern zu realisieren werden 32 dieser Bausteine benötigt. Jeder MAX395 beinhaltet ein 8-bit Schieberegister, das seriell mit den Schalterstellungen beschrieben wird. Durch Verbinden des DOUT-Pins des ersten Bausteins mit dem DIN-Pin des zweiten verschalten sich beide Schieberegister in Serie und erzeugen ein 16-Bit breites Schieberegister. Alle 32 Bausteine einer Schaltergruppe in Serie geschaltet (in Abbildung 2.14 angedeutet) bilden ein 256-bit breites Schieberegister, das mit der Konfiguration der 256 Schalter beschreibbar ist. Diese serielle Verschaltung wird auch als „Daisy-Chain“ bezeichnet.

Die beiden Multiplexer (MAX4617, Maxim [21]) schalten jeweils einen von 8 Eingängen auf den Ausgang (siehe Abbildung 2.15). Die Konfiguration der Schalterstellung erfolgt über die drei Steuerleitungen A, B und C.

Der Multiplexer 1 bietet die Signalquellen Signal-GND, Testsignal, extern, 3,3 Vdc und einen Widerstand mit 5,1 k Ω (für Widerstandsmessung mit 16-Kanal-Verstärker). Der Multiplexer 2 ermöglicht die Verschaltung auf Signal-GND, Analogeingang 1 des Mikrokontrollers, extern, Analogeingang 2 des Mikrokontrollers, Widerstand mit 22,2 k Ω (für Widerstandsmessung mit 16-Kanal-Verstärker) und auf die Impedanz für die Impedanzmessung des 256-

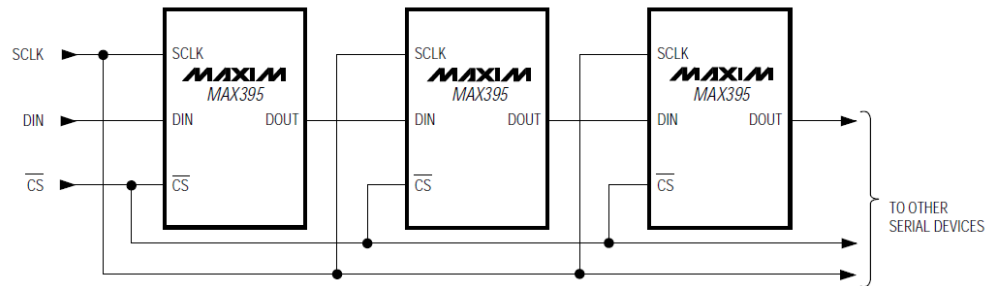


Abbildung 2.14: Serienschaltung (Daisy-Chain) von drei Analogschalter-Bausteinen MAX395

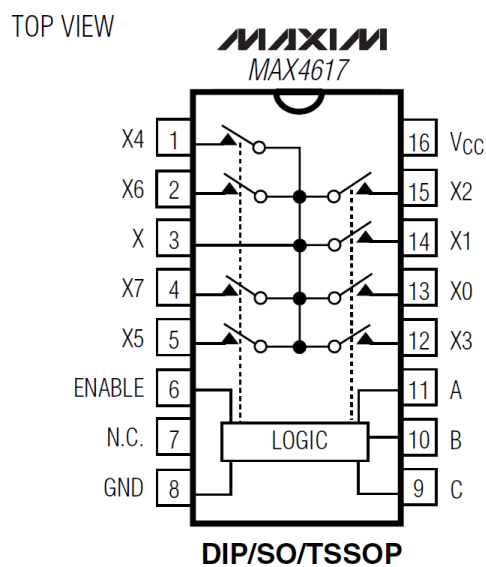


Abbildung 2.15: Pinbelegung des MAX4617 [21]

Kanal-Verstärkers.

Sonstige Schalter

Weitere Schalter werden benötigt um die 16 digitalen Eingänge sowie den HOLD des Verstärkers mit einer Spannung von 5 V zu triggern. Ein weiterer MAX395 ermöglicht das Umschalten zwischen verschiedenen Impedanzen für das Testen der Hardware der Impedanzmessfunktion. Weitere sieben Schalter finden Verwendung um die Spannung der frontseitigen 5 Vdc-Buchsen sowie die Hilfsspannungen der digitalen Buchsen (Digital In 1 & 2, HOLD) auf einen Analogeingang des Mikrokontrollers zu schalten.

Gehäuse und Buchsen

Die Testadapter-Platine soll in ein möglichst kompaktes Gehäuse verbaut werden. Um eine einfache Handhabung zu gewährleisten werden am Testadapter die gleichen Buchsen wie am

Verstärker selbst verwendet. Folgende Buchsen müssen am Gehäuse Platz finden:

- Vier 65-polige Buchsen zum Verbinden der 256 analogen Eingänge mittels Standard-Kabel.
- Drei digitale Buchsen für die rückseitigen digitalen Eingänge DI1, DI2 und HOLD.
- Vier Strom-Buchsen für die frontseitigen 5 Vdc Ausgänge.
- Acht Buchsen zum Verbinden des 16 Kanal Verstärkers.
- Eine Mini-USB Buchse für die Kommunikation mit dem PC und die Stromversorgung.
- Eine Programmierbuchse zum einfachen Adaptieren der Firmware. Diese Buchse soll im ersten Prototyp von außen zugänglich sein, damit bei Änderungen der Firmware ein Öffnen des Gehäuses nicht notwendig ist. Diese Buchse kann in späteren Versionen entfallen und durch einen internen Programmieranschluss ersetzt werden.

Bei der Wahl des Gehäuses zeigte sich bezüglich der Abmessungen das Hammond 1599H [17] als ideal. Das unbearbeitete Gehäuse ist in Abbildung 2.16 dargestellt – die wichtigsten Abmessung zeigt Abbildung 2.17.

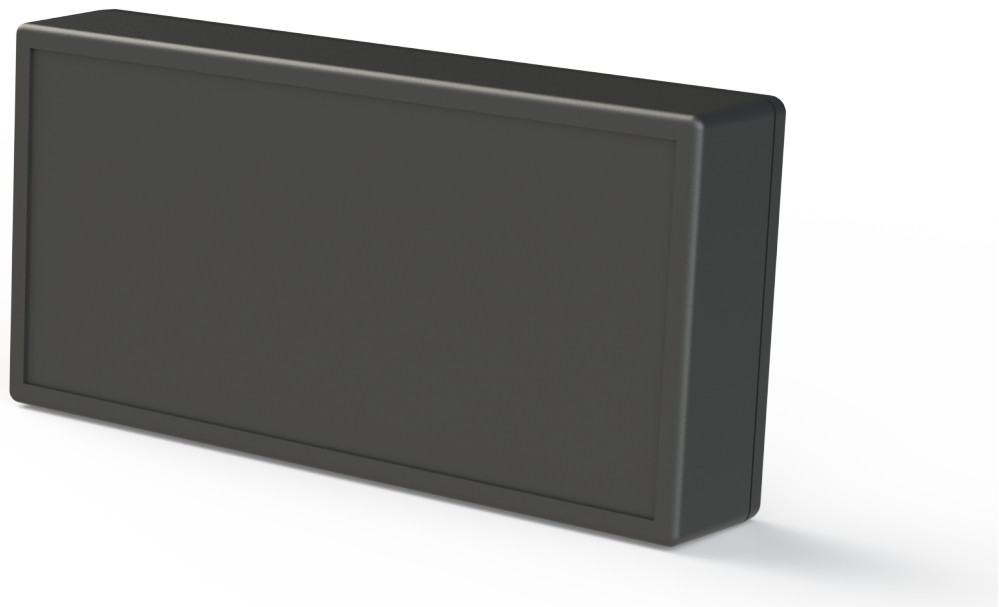


Abbildung 2.16: Das unbearbeitete Gehäuse des Testadapters: Hammond 1599H [17]

Die Position der Steckverbindungen wurde mittels CAD auf die Daten des Gehäuses übertragen und die notwendigen Fräs-Ausschnitte definiert.



Abbildung 2.17: Die wichtigsten Abmessungen des Hammond 1599H [17]

Platinen

Die Umriss der Platinen wurden per CAD dem Gehäuse angepasst und in die Layout-Software *Eagle* (*CadSoft Computer GmbH, Pleiskirchen, Deutschland*) [8] übertragen, wo die Bauteile und Leiterbahnen positioniert wurden. Die fertige Platine wurde beim Platinenhersteller *Eurocircuits* (*Eurocircuits GmbH, Kettenhausen, Deutschland*) [9] im TECH pool bestellt.

2.1.3 Programmierung der Hardware

Konzept

Der Mikrokontroller hat die Aufgabe, die vom PC gesendeten Steuerkommandos zu empfangen und entsprechend den Anweisungen die Peripherie-Bausteine zu konfigurieren. Die Kommunikation mit dem USB-Chip FT232R [7] wird über das USART-Modul des Mikrokontrollers mittels einer Sende- und einer Empfangsleitung (TXD und RXD) hergestellt. Die Verbindung zu den SPI-Bausteinen erfolgt über die beiden SPI-Module mit jeweils einer Taktleitung (SCK1 und SCK2), einer Datenleitung (SDO1 und SDO2) und einer eigenen Steuerleitung (Chip-Select bzw. Slave-Select) für jeden Baustein (siehe Tabelle 2.1 für die Zuordnung der Steuerleitungen zu den Bausteinen). Die beiden Multiplexer werden über jeweils drei Steuerleitungen konfiguriert. Zum Testen der Analogschalter wird ein analoger Eingang mit Komparatormodul verwendet.

Das Hauptprogramm beginnt mit der Konfiguration der benötigten Module und Pins des Mikrokontrollers sowie der Initialisierung der beiden für den Datenempfang und die Verarbeitung benötigten Puffer. Danach beginnt für das Programm eine Endlosschleife, in der auf den Empfang von Anweisungen vom PC gewartet wird. Nach einem Datenempfang, der von einer Interrupt-Service-Routine (ISR) abgewickelt wird, wird das erste empfangene Byte auf das Start-Flag geprüft. Wurde das Start-Flag empfangen, wird der Destuffing-Algorithmus angewandt, andernfalls die Übertragung neu angefordert. Für Details siehe Abschnitt 2.2.2 – „Das Kommunikationsprotokoll zwischen Mikrokontroller und PC“. Vom PC sind nur zwei Anweisungen zu erwarten, nämlich die Abfrage der Hardware-Version zur Identifikation des angeschlossenen Testadapters oder eine neue Konfiguration eines Peripherie-Bausteins. Bei ersterer besteht die einzige Reaktion im Zurückschicken derselben und Zurückkehren in den „Wartezustand“. Bei Letzterer wird der CRC (Cyclic Redundancy Check, siehe Abschnitt 2.2.2) über den empfangenen Datenstrom berechnet. Bei korrekt empfangenen Daten ergibt die Berechnung Null, der Datenempfang wird dem PC bestätigt und das Kommando ausgeführt. Ergibt die Berechnung des CRC nicht Null bedeutet dies einen Fehler bei der Datenübertragung und die Anweisung wird neu angefordert. Abbildung 2.18 stellt den beschriebenen Programmablauf schematisch dar.

Folgende Module, Pins und Funktionen werden vor dem Eintritt in die Endlosschleife konfiguriert:

- der Oszillator,
- das USART-Modul,
- die Interrupts,
- das SPI-Modul 1,

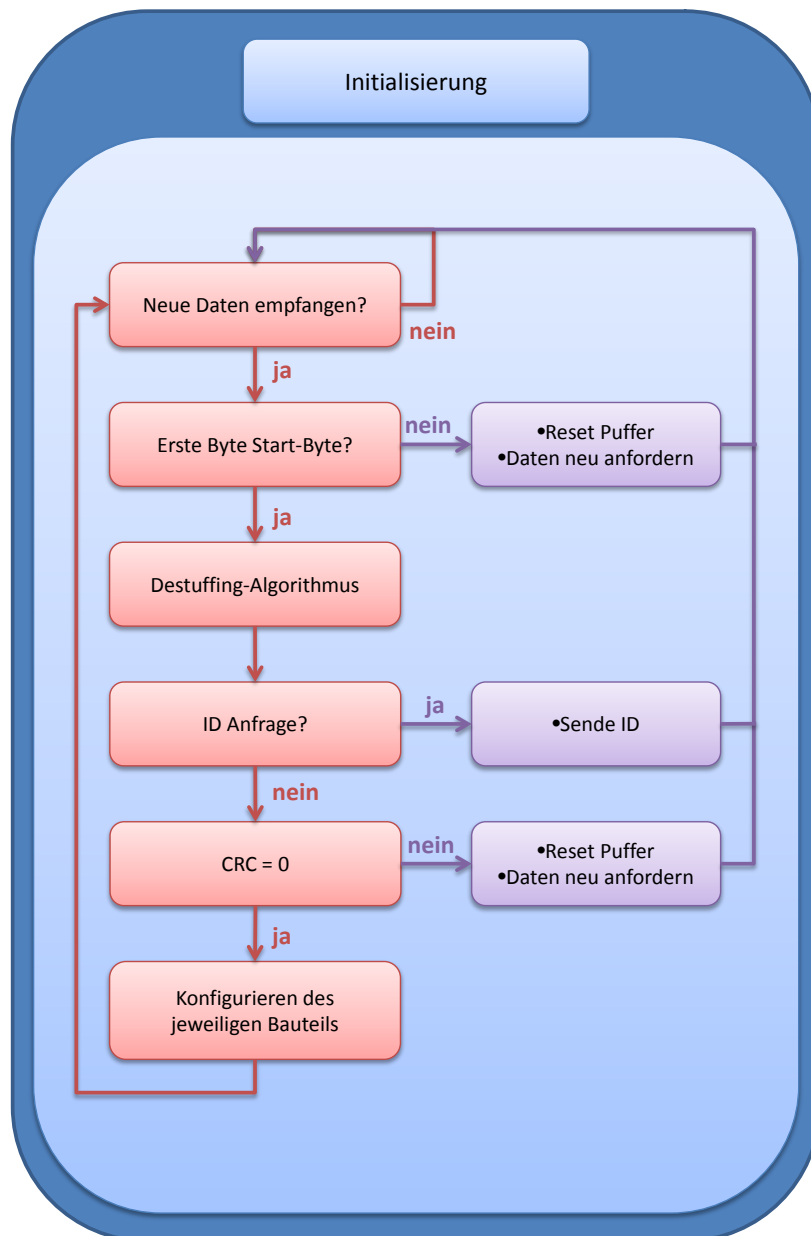


Abbildung 2.18: Schematische Darstellung des Programmablaufs (Firmware des Mikrocontrollers im Testadapter)

- das SPI-Modul 2,
- die analogen Eingänge, sowie
- alle digitalen Ausgänge.

Die Initialisierung

Die Konfigurations-Bits: Die Grundeinstellungen des Mikrokontrollers sind in Konfigurations-Bits festgelegt. Dies sind unter anderem Einstellungen zum Debugger, Watchdog, und Oszillator. Das Listing 2.1 zeigt das Setzen der Konfigurationsbits in der Programmiersprache C.

Listing 2.1: Die programmierten Konfigurations-Bits

```
#pragma config DEBUG = ON           // Background debugger enabled; RB6 and RB7 are
                                     // dedicated to In-Circuit Debug
#pragma config XINST = OFF          // Instruction set extension and Indexed Addressing
                                     // mode disabled
#pragma config STVREN = OFF         // Reset on stack overflow/underflow disabled
#pragma config WDTEN = OFF          // Watchdog timer disabled
#pragma config CP0 = OFF             // Program memory is code-protected
#pragma config FCMEN = OFF          // Fail-Safe Clock Monitor disabled
#pragma config IESO = ON            // Two-Speed Start-up enabled
#pragma config FOSC2 = ON           // Clock selected by FOSC<1:0> as system clock is
                                     // enabled when OSCCON<1:0> = 00
#pragma config FOSC = HS            // HS oscillator
```

Oszillator: Als Taktquelle wird der primäre Oszillator aktiviert (Listing 2.2) – als externe Taktquelle dient ein Quarz mit 20 MHz.

Listing 2.2: Einstellung der Taktquelle (primärer Oszillator)

```
OSCCON |= 0b00000000; // activate primary oscillator (20 MHz)
```

USART-Modul: Über das USART-Modul kommuniziert der Mikrokontroller mit dem USB-Chip. Die Baudrate wird mit 57600 festgelegt, das Kommunikationsprotokoll auf Datenpakete mit 8 Bit und asynchronen Modus (Listing 2.3). Mit diesen Einstellungen ergibt sich ein berechneter Baudraten-Fehler von -1,36 %.

Listing 2.3: Einstellungen für das USART-Modul

```
TRISC |= 0b11000000; // configure RC6 and RC7 for UART
SPBRG = 0b000010101; // baudrate 57600 @ 20 MHz
TXSTAbits.BRGH = 1; // set to high speed
BAUDCONbits.BRG16 = 0; // 8-bit baud rate generator
TXSTAbits.SYNC = 0; // asynchronous mode
RCSTAbits.SPEN = 1;
TXSTAbits.TX9 = 0; // 8-bit transmission
RCSTAbits.RX9 = 0; // 8-bit reception
TXSTAbits.TXEN = 1; // enable transmission
RCSTAbits.CREN = 1; // enable reception
```

Interrupts: Alle externen Interrupts werden deaktiviert – nur der Interrupt des USART-Moduls, der einen Datenempfang registriert, wird aktiviert und mit hoher Priorität versehen

(Listing 2.4). Somit wird jedes Mal wenn das USART-Modul Daten empfängt das Hauptprogramm unterbrochen, in die Interrupt-Service-Routine (ISR) gesprungen und so lange Daten in den Empfangspuffer geschrieben, bis das Stop-Flag empfangen wurde. Nach dem Datenempfang wird das Hauptprogramm an der vorher unterbrochenen Stelle fortgeführt.

Listing 2.4: Einstellungen der Interrupts

```
RCONbits.IPEN = 1; //enable priority levels
INTCONbits.GIEH = 1; //enable high priority interrupts
INTCONbits.GIEL = 1; //enable low priority interrupts
PIE1bits.RCIE = 1; //enable EUSART receiver interrupt
```

SPI-Modul 1: Das SPI-Modul 1 arbeitet im SPI-Master-Mode. Als Taktfrequenz dient ein Sechzettel der internen Taktfrequenz – der Ruhepegel für den Takt ist low (Listing 2.5).

Listing 2.5: Konfiguration des SPI Moduls 1

```
SSP1CON1bits.SSPM3 = 0; // setting SPI Master mode, clocksource = FOSC/16
SSP1CON1bits.SSPM2 = 0;
SSP1CON1bits.SSPM1 = 0;
SSP1CON1bits.SSPM0 = 1;
SSP1CON1bits.CKP = 0; // set idle state for SPI clock to low
SSP1STATbits.CKE = 1;
TRISC &= 0b11010111; // configure SDO1 and SCK1
SSP1CON1bits.SSPEN = 1; // enable the serial port
```

SPI-Modul 2: Im Unterschied zum SPI-Modul 1 ist beim SPI-Modul 2 die Taktleitung im Ruhezustand high, da der AD9833 – als einziges Bauteil – diese Einstellung benötigt. Die Taktfrequenz entspricht einem Vierundsechzigstel der internen Taktfrequenz (Listing 2.6).

Listing 2.6: Konfiguration des SPI Moduls 2

```
SSP2CON1bits.SSPM3 = 0; // setting SPI Master mode, clock = FOSC/64
SSP2CON1bits.SSPM2 = 0;
SSP2CON1bits.SSPM1 = 1;
SSP2CON1bits.SSPM0 = 0;
SSP2CON1bits.CKP = 1; // set idle state for clock to high
SSP2STATbits.CKE = 1;
TRISD &= 0b11111010; // configure SDO2 and SCK2
SSP2CON1bits.SSPEN = 1; // enable the serial port
```

Analoge Eingänge: Alle analogen Eingänge und Komparatoreingänge werden in der Initialisierung deaktiviert, um diese als digitale Ausgänge für Steuerleitungen zur Verfügung zu haben. Nur die analogen Eingänge AN1 und AN3 werden im weiteren Programmverlauf als ADU-Eingänge verwendet und bei Bedarf aktiviert, konfiguriert und nach der A/D-Wandlung wieder deaktiviert.

Digitale Ausgänge: Alle digitalen Ausgänge dienen als Chip-Select Leitungen für die SPI-Bausteine oder als Steuerleitungen für die Multiplexer. Die Chip-Select Leitungen werden in der Initialisierungsphase auf „high“ gesetzt, da dies einer Deaktivierung der Bausteine entspricht.

Die Befehlsverarbeitung

Ein gültiges Kommando zum Konfigurieren eines externen Bausteins besteht aus mindestens drei Bytes (Abbildung 2.19). Das erste Byte gibt das Modul an, über das das Bauteil angesprochen wird (Null, Eins oder Zwei). Das zweite Byte spezifiziert das Bauteil mit seiner Adresse. Darauf folgt mindestens ein Byte mit der zu treffenden Einstellung – abhängig vom Baustein. Einen erfolgreichen Befehlsempfang bestätigt der Mikrokontroller dem PC durch senden der jeweiligen Modulnummer – also Null, Eins oder Zwei. Tabelle 2.3 zeigt die erlaubten Kombinationen von Modul und Adresse sowie die jeweils möglichen Konfigurationen.

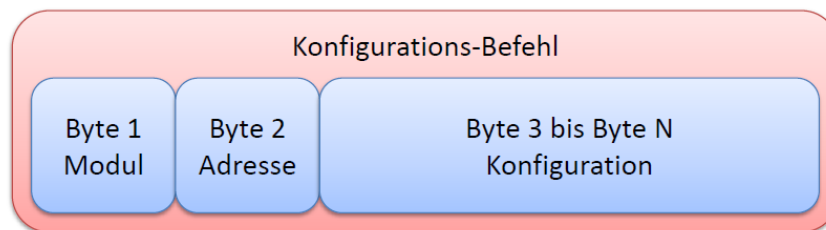


Abbildung 2.19: Der Aufbau eines Konfigurations-Befehls

Tabelle 2.3: Mögliche Kombinationen von Modul und Adresse sowie die jeweils mögliche Konfiguration

Modul	Adresse (Bauteil)	Konfiguration
0	1 (MUX1)	0 (Signal-GND)
		1 (Signalgenerator)
		2 (Extern 1)
		3 (+3,3 V)
		4 (5,1 k Ω)
0	2 (MUX2)	5 (Open)
		0 (Signal-GND)
		1 (ADU1)
		2 (Extern 2)
		3 (ADU2)
		4 (22,2 k Ω)
0	3 (ADU1)	6 (Impedanz)
	4 (ADU2)	0 (Spannung abfragen)
1 (SPI1)	0 (Spannung abfragen)	0 (Spannung abfragen)
	1 (Schaltergruppe 1)	256 Schalterstell.
	2 (Schaltergruppe 2)	256 Schalterstell.
	3 (Schalter DINs)	16 Schalterstellungen
	4 (Schaltergruppe Spannungen)	U-Messung, HOLD
	5 (Digitales Potentiometer)	0 - 256
	6 (Schaltergruppe Impedanz)	1 - 8
	7 (Schaltergruppe GND)	1 - 8
8 (DAC für Offset)	0 - 2048	
2 (SPI2)	1 (Signalgenerator)	Signalform, Frequenz, Offset

2.2 Software

2.2.1 Konzept der Software

Die Implementierung der Testumgebung soll in *Matlab (MathWorks, Natick, USA)* erfolgen, da Matlab zahlreiche Werkzeuge für die digitale Datenverarbeitung und -analyse bietet. Weiters besteht die Möglichkeit HTML-Dateien programmatisch zu erzeugen, was zum Erstellen der Testreports genutzt werden kann. Aufgrund der Datenaufnahme mittels Simulink-Modell können diese unmittelbar in den „Arbeitsbereich“ importiert werden wo sie direkt für die Weiterverarbeitung zur Verfügung stehen. Matlab bietet auch Möglichkeiten zur GUI-Programmierung, wodurch das spätere Auswählen der durchzuführenden Tests grafisch erfolgen kann. Ausserdem sind Funktionen für die Kommunikation über den seriellen Port bereits implementiert, die zum Kommunizieren mit dem Testadapter verwendet werden können.

Abbildung 2.20 zeigt schematisch das Konzept der Testumgebung als Blockschaltbild. Über ein GUI sollen die gewünschten Tests ausgewählt werden können. Das GUI startet das Hauptprogramm, welches die ausgewählten Einzeltests ausführt. Jeder Einzeltest konfiguriert den Testadapter sowie das Simulink-Modell, startet die Datenaufnahme, analysiert die Daten und dokumentiert die Ergebnisse. Das Resultat des erfolgreich beendeten Hauptprogramms ist ein Testreport mit der Dokumentation der Ergebnisse.

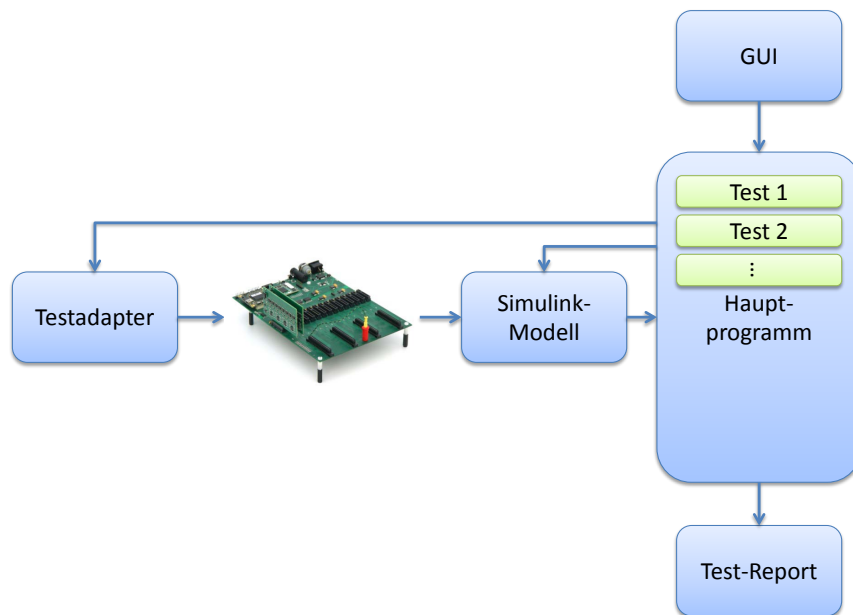


Abbildung 2.20: Schematische Darstellung der Testumgebung

2.2.2 Serielle Kommunikation

Allgemeines

Der im Testadapter verwendete USB-Chip FT232R [7] stellt dem PC zwei Schnittstellen zur Verfügung, nämlich

- den virtuellen COM Port (VCP) Treiber, und
- den direkten (D2XX) Treiber.

Mit dem virtuellen COM-Port (VCP) Treiber erscheint das USB-Gerät als zusätzlicher COM-Port, wodurch dieses wie ein herkömmliches RS-232 kompatibles Gerät verwendet werden kann. Der direkte (D2XX) Treiber ermöglicht den direkten USB-Zugriff über eine DLL¹

¹dynamic link library

mit vorimplementierten Funktionen. Da *Matlab* (*MathWorks, Natick, USA*) Funktionen zur Kommunikation über den seriellen Port bereits implementiert hat, wurde die Variante mit virtuellem COM-Port gewählt.

Die serielle Kommunikation ist das gebräuchlichste Protokoll zur Kommunikation zweier Geräte. Wie schon der Bezeichnung zu entnehmen ist, sendet und empfängt der serielle Port Information Bit für Bit seriell.

RS-232 ist der bekannteste Standard für die serielle Schnittstelle, welcher Eigenschaften wie die maximale Bitübertragungsrate und Kabellänge, die Bezeichnung sowie die elektrischen Eigenschaften und Funktionen der Signale, und die mechanischen Verbindungen und Zuweisungen der Pins festlegt. In Tabelle 2.4 sind die wichtigsten Eigenschaften zusammengefasst.

Tabelle 2.4: Eigenschaften der seriellen Schnittstelle RS-232 C (V.24) [34]

Eigenschaft	RS-232 C (V.24)
Übertragungsart	unsymmetrisch
Leitungsart	verdrillt
max. Leitungslänge	15 m
max. Datenrate	20 kbit/s
max. Treiber-Ausgang (unbelastet)	± 25 V
Treiber Ausgang (belastet)	± 5 V ... ± 15 V
min. Empfänger-Eingang	± 3 V

Der RS-232 Standard unterstützt synchrone und asynchrone Kommunikationsprotokolle. Bei Ersteren werden alle Bits synchron zu einem gemeinsamen Takt-Signal übertragen – Sende- und Empfangsgerät synchronisieren sich untereinander. Selbst wenn keine Nutzdaten gesendet werden, wird durch einen konstanten Bitfluss die Synchronisation aufrecht erhalten. Die synchrone Datenübertragung erlaubt eine höhere Datentransfer-Rate als die asynchrone Übertragung. Bei Letzterer verwendet jedes Gerät seinen eigenen internen Takt [18]. Da der Sende- und Empfangstakt nicht synchronisiert werden, können nur kurze Datenblöcke übertragen werden [34]. Diese Art der Übertragung wird Zeichen basierte Übertragung oder auch UART basierte Übertragung genannt, da die zu übertragenden Daten in Gruppen zu je fünf bis acht Datenbits (ein Zeichen) einzeln übertragen werden. Zwischen den Übertragungen befindet sich die Datenleitung im Ruhezustand (logisch high). Die Übertragung eines Zeichens beginnt mit einem Startbit (logisch low), gefolgt von den fünf bis acht Datenbits beginnend mit dem LSB (least significant bit) und endet mit einem Stopbit (logisch high). Gegebenenfalls kann vor dem Stopbit noch ein Paritätsbit für eine einfache Fehlererkennung und ein zusätzliches Stopbit übertragen werden. Nach dem Stopbit verbleibt die Datenleitung im logischen Zustand high (Ruhezustand). Der notwendige Kommunikationskontroller ist sehr einfach und ist in den meisten Mikrokontrollern als so genanntes UART

(Universal Asynchronous Receiver Transmitter) oder USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter) Modul bereits integriert. Dieses Modul erzeugt automatisch das für das Senden notwendige Start- und Stopbit und erledigt das Senden sowie das Empfangen. Die Mikrokontroller-Software hingegen ist für die Bereitstellung und die Weiterverarbeitung der einzelnen Zeichen verantwortlich. Die konstante Bitrate wird vom UART-Modul erzeugt und ist in der Regel einstellbar. Durch das notwendige Start- und Stopbit je Zeichen sowie den Abstand zwischen den einzelnen Zeichen ist der Overhead (Verwaltungsdaten) relativ hoch. Die theoretisch maximale Nutzdatenrate, die sich unter Vernachlässigung der Pausen sowie des Paritätsbits ergibt, kann mit Gleichung (2.1) errechnet werden. [35], [18]

$$f_{\text{Daten}} = f_{\text{bit}} \cdot \frac{8}{10} \quad (2.1)$$

Mit dem Paritätsbit ist eine einfache Fehlerüberprüfung der gesendeten Daten möglich. Tabelle 2.5 zeigt die Möglichkeiten der Paritätsprüfung. [18]

Tabelle 2.5: Mögliche Arten der Paritätsprüfung [18]

Parität	Beschreibung
Even	Die Datenbits zusammen mit dem Paritätsbit ergeben eine gerade Anzahl von 1en.
Mark	Das Paritätsbit ist immer 1.
Odd	The Datenbits zusammen mit dem Paritätsbit ergeben eine ungerade Anzahl von 1en.
Space	Das Paritätsbit ist immer 0.

Zur Kommunikation sind drei Leitungen notwendig, die Sendeleitung (TD ... transmit data), die Empfangsleitung (RD ... receive data) und die Masseleitung (GND). Weitere Leitungen zur Kontrolle des Datenflusses sind möglich, aber nicht notwendig. Diese drei Leitungen ermöglichen eine so genannte „full-duplex“ Kommunikation, also Senden und Empfangen zur gleichen Zeit. Im Gegensatz dazu ist „half-duplex“ ein „Wechselbetrieb“, wobei nur mehr die Leitungen TD und GND notwendig sind.

Mittels Kontroll-Leitungen können angeschlossene Geräte detektiert und der Datenfluss kontrolliert werden. Die RTS und CTS Leitungen signalisieren die Bereitschaft zum Senden oder Empfangen, wodurch ein Datenverlust während der Übertragung verhindert werden soll. Dies wird auch als „hardware handshaking“ bezeichnet. Die DSR und DTR Leitungen können verwendet werden um zu signalisieren, dass das Gerät angeschlossen und versorgt ist. [18]

Das Kommunikationsprotokoll zwischen Mikrokontroller und PC

Die Paketstruktur: Jedes an den Mikrokontroller gesendete Paket besteht aus einem Startflag (ein Byte), den zu sendenden Daten (mehrere Bytes), einer Prüfsumme (zwei Bytes) und

einem Endflag (ein Byte) (siehe Abbildung 2.21).

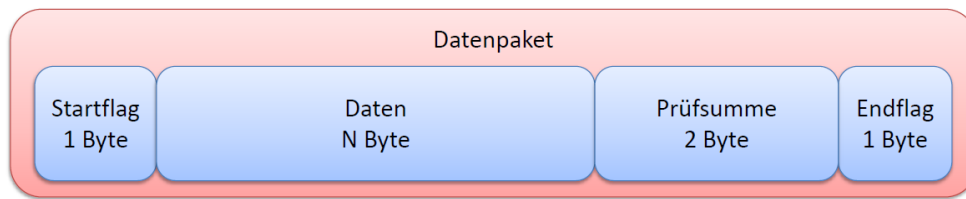


Abbildung 2.21: Aufbau eines an den Mikrokontroller gesendeten Datenpakets

Start- und Endflag zeigen den Anfang bzw. das Ende eines jeden Datenpakets an und werden jeweils durch das reservierte Schlüsselwort `0xa8` dargestellt. Zwischen diesen beiden Schlüsselwörtern befinden sich eine variable Anzahl an Datenbytes sowie 2 Bytes mit der berechneten Prüfsumme. Sollte in den Daten oder in der Prüfsumme ein Byte mit dem Wert `0xa8` vorkommen, so würde dieses vom Mikrokontroller fälschlicherweise als Endflag interpretiert werden. Um dies zu verhindern wird ein Byte-Stuffing-Algorithmus angewandt. Dazu wird jedes mit dem Wert `0xa8` vorkommende Byte mit zwei Bytes kodiert, wobei das erste von beiden das so genannte Kontrollbyte mit dem reservierten Wert `0xa9` ist. Das zweite ist das Originalbyte (`0xa8`), das mit `0xdf` UND-verknüpft wurde, was ein Byte mit dem Wert `0x88` zur Folge hat. Ein eventuell vorkommendes Kontrollbyte wird auf die selbe Art und Weise kodiert, wodurch zwei Bytes mit den Werten `0xa9` und `0x89` entstehen. Der Mikrokontroller kann somit eindeutig den Anfang und das Ende eines Pakets erkennen. Kommt in den Daten oder in der Prüfsumme das Kontrollbyte vor, so ist dieses zu verwerfen und das nachfolgende Byte mit `0x20` ODER zu verknüpfen (destuffing). Somit sind die Originaldaten wieder hergestellt. [4]

Die Prüfsumme wird vom Sender (PC) über die zu versendenden Zeichen errechnet und den Daten angehängt. Als Prüfsumme wird der 16-bit ITU-T CRC (CRC-CCITT) [11] verwendet – für Details siehe nächsten Abschnitt.

Die Daten beginnen mit der Angabe des zu verwendenden Moduls (1 Byte), gefolgt von der Adresse des anzusprechenden Bausteins (1 Byte) und dessen Konfiguration (mind. 1 Byte) (Abbildung 2.22).

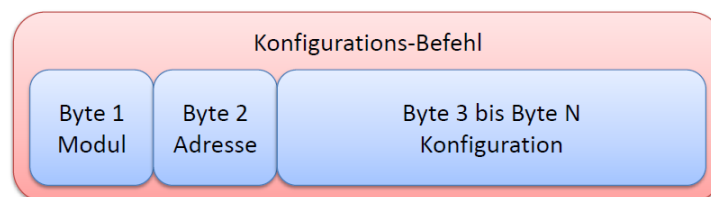


Abbildung 2.22: Aufbau der Datenbytes

Weitere Details zum Aufbau eines Kommandos finden sich in Abschnitt 2.1.3.

Fehlererkennung mittels CRC

Beim CRC (cyclic redundancy check) wird der Rest einer Modulo-2-Arithmetik-Division als Prüfsumme verwendet. Der Divisor vom Grad M wird auch als Generator oder Generatorpolynom bezeichnet. Welches Polynom verwendet wird ist Konventionssache. Das in dieser Arbeit verwendete Polynom $x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ wurde von der CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique) vorgeschlagen und wird in vielen Übertragungsprotokollen verwendet. Der CRC für eine Bitfolge S errechnet sich nach folgenden Schritten:

- S wird mit x^M multipliziert, was einer Verlängerung der Bitfolge um M Nullbits gleichkommt.
- $S \cdot x^M$ wird durch das Generatorpolynom G modulo 2 dividiert.
- Der Quotient der Division bleibt unbeachtet.
- Der verbleibende Rest C ist die Prüfsumme. C ist ein Polynom vom Grad $M - 1$ oder geringer. Als Bitfolge betrachtet hat C M Bits – eventuell mit führenden Nullen.

Die Wortlänge des Rests ist also immer um eine Stelle kleiner als die des Divisors. Die Division mittels 17-Bit-Generatorpolynom ergibt also eine 16-Bit-Prüfsumme. Bei einem 16-Bit-CRC ist die Wahrscheinlichkeit, einen zufälligen Fehler nicht zu erkennen, $1/2^{16}$. Mit dem verwendeten 16-Bit ITU-T CRC (CRC-CCITT) Generatorpolynom $x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ können folgende Fehler erkannt werden:

- Einzel- und Doppelbitfehler zu 100 %,
- eine gerade Anzahl von verfälschten Bits zu 100 %,
- bis zu 16 Bit lange Bündelfehler² zu 100 %,
- bis zu 17 Bit lange Bündelfehler zu 99,9967 %,
- alle weiteren Bündelfehler zu 99,9984 %.

Die errechnete Prüfsumme wird vom Sender den N -Byte Daten angehängt und an den Empfänger geschickt. Im Grunde könnte der Empfänger seinerseits die Prüfsumme aus den erhaltenen Daten errechnen und diese mit der vom Sender errechneten Prüfsumme vergleichen. Eleganter ist die Berechnung des CRC über die N Daten- und M CRC-Bits. Diese Berechnung muss Null ergeben wenn das Paket fehlerfrei übertragen wurde. Die anfängliche

²Fehler, die abhängig von anderen auftreten

Verlängerung der Bitfolge um M Bits muss nicht mit Nullen erfolgen. Sinnvoller wäre sogar die Verlängerung mit Einsen, da sonst ein Hinzu- oder Abhandenkommen von führenden Nullbits nicht erkannt werden kann. [29], [31]

Kommunikation mit der Hardware

Kommunikation über den seriellen Port mit Matlab: Da die Programmierung der Testprozedur in *Matlab (MathWorks, Natick, USA)* erfolgte war es naheliegend, die für die Kommunikation über den seriellen Port zur Verfügung gestellten seriellen Portobjekte zu verwenden.

Im Laufe der Jahre wurden mehrere Standards für die serielle Kommunikation entwickelt – im Speziellen RS-232, RS-422 und RS-485 werden von Matlab mit seriellen Portobjekten unterstützt. Bei RS-232 handelte es sich früher um den am meisten verwendeten Kommunikationsstandard um einen Computer mit einem externen Gerät zu verbinden.

Die Kommunikation erfolgt immer in den folgenden fünf Schritten:

1. Erzeugen eines seriellen Portobjektes (SPO) für einen bestimmten seriellen Port. Beim Erzeugen des Objektes können Eigenschaften wie die Bitrate, die Anzahl der Datenbits usw. festgelegt werden.
2. Das SPO mit dem Gerät verbinden.
3. Konfiguration der Eigenschaften, um das gewünschte Verhalten des SPOs zu erhalten.
4. Schreiben bzw Lesen von Daten.
5. Die Verbindung zwischen SPO und Gerät trennen, das SPO aus dem Speicher und dem Matlab Arbeitsbereich entfernen.

Nachdem mit `s = serial('COM15')` ein SPO für z.B. Port 15 erzeugt wurde, können mit `set(s)` alle einstellbaren Parameter angezeigt werden (Listing A.1 in Anhang A.1).

Ist der angegebene Port bereits in Verwendung oder nicht vorhanden, so kann keine Verbindung mit dem SPO hergestellt werden. Wurde das Objekt korrekt erzeugt ist es im Matlab Arbeitsbereich existent. Mit `get(s)` werden die aktuell eingestellten Parameter des SPO aufgelistet.

Bevor Daten zwischen dem PC und dem z.B. an COM15 angeschlossenen Gerät ausgetauscht werden können, muss das SPO mit dem Befehl `fopen(s)` mit dem Gerät verbunden werden. Mit `s.Status` kann überprüft werden, ob das Verbinden erfolgreich war.

Damit ein Datenaustausch zwischen dem SPO und dem anzusprechenden Gerät erfolgen kann, müssen die Kommunikationseinstellungen aus Tabelle 2.6 übereinstimmen.

[18]

Tabelle 2.6: Eigenschaften des seriellen Portobjektes und des anzusprechenden Gerätes, die für eine erfolgreiche Kommunikation übereinstimmen müssen [18]

Eigenschaft	Beschreibung
BaudRate	Rate mit der die Bits übertragen werden
DataBits	Anzahl der zu übertragenden Datenbits
Parität	Art der Paritätsprüfung
StopBits	Anzahl der Stopbits
Handshaking	Datenflusskontrolle

Anmerkung: Beim Arbeiten mit den seriellen Portobjekten hat sich herausgestellt, dass die Kommunikation nicht zuverlässig funktionierte, weshalb die im folgenden Abschnitt beschriebene MEX-Funktion verwendet wurde.

Kommunikation über den seriellen Port in Matlab mit MEX-Files: Mit MEX-Files (Matlab executable files) ermöglicht *Matlab (MathWorks, Natick, USA)* die Verwendung von Funktionen, die in C, C++ oder Fortran geschrieben wurden. Dies hat den Vorteil, bereits existierende und getestete Funktionen in Matlab verwenden zu können ohne diese in Matlab-Funktionen umschreiben zu müssen. Unter Verwendung eines MEX-Files können zum Beispiel die Windows API³-Funktionen benutzt werden, um den COM-Port zu initialisieren, zu öffnen, zu beschreiben und zu schließen.

Die MEX-Funktion `writeRS232` wird mit den Übergabeparametern COM-Port, Anzahl der zu übertragenden Bytes, Anzahl der zu empfangenden Bytes, und den zu übertragenden Datenbytes aufgerufen. Nach dem Überprüfen der Übergabeparameter erfolgt das Öffnen und Konfigurieren des COM-Ports mit den Windows API-Funktionen:

- `CreateFile`
- `SetupComm`
- `GetCommState`
- `SetCommState`
- `PurgeComm`

Nach dem Öffnen und Konfigurieren des COM-Ports werden mit den Funktionen `WriteFile` und `ReadFile` die Daten versandt und die Antwort entgegengenommen. Anschließend wird der Port mit `CloseHandle` wieder geschlossen.

³engl.: application programming interface

2.2.3 Implementierung des Testprogrammes

Allgemeines

Das Testprogramm besteht aus der zentralen Funktion `g.PROTOampTest`, die nach dem Aufruf folgende Aufgaben durchführt:

- Öffnen des GUIs (graphical user interface) zur grafischen Auswahl der durchzuführenden Tests,
- Initialisieren der beiden HTML-Testreports sowie Anlegen des Testverzeichnisses,
- Öffnen des Simulink-Modells für die Datenaufnahme,
- Ausführen der ausgewählten Einzeltests,
- Schließen der beiden HTML-Testreports,
- Schließen des Simulink-Modells, und
- Abspielen eines Signaltons zum Signalisieren der Beendigung des Tests.

Die von `gPROTOampTest` durchgeführten Aufgaben sind in Abbildung 2.23 nochmals schematisch dargestellt.

Das GUI (graphical user interface)

Nach dem Starten der Funktion `gPROTOampTest` öffnet sich das GUI, in dem die Seriennummer des zu testenden Verstärkers, die Anzahl der auszuwertenden Kanäle, sowie die in weiterer Folge durchzuführenden Einzeltests ausgewählt werden. Weiters können die Anlogschalter des Testadapters getestet werden. Die Option `ShowPlots` legt fest, ob die bei den Einzeltests erzeugten Diagramme während des Testdurchlaufs angezeigt oder unterdrückt werden sollen. Das Bestätigen mit dem „Start“-Knopf startet den Testdurchlauf mit den gewählten Einzeltests – „Cancel“ bricht die Testprozedur ab.

Die Testreports

Bei jedem Test werden zwei Testreports in Form von HTML-Dokumenten erstellt – eine gekürzte Version in der nur die verbalen Ergebnisse der Einzeltests („OK“ oder „FEHLER“) dokumentiert werden und eine ausführliche Version. Die ausführliche Version besteht aus den Abschnitten:

- Kurzbeschreibung des Tests,
- wichtige Parameter wie Charakteristik des Testsignals, Grenzwerte der Auswertung, Einstellungen des Verstärkers,

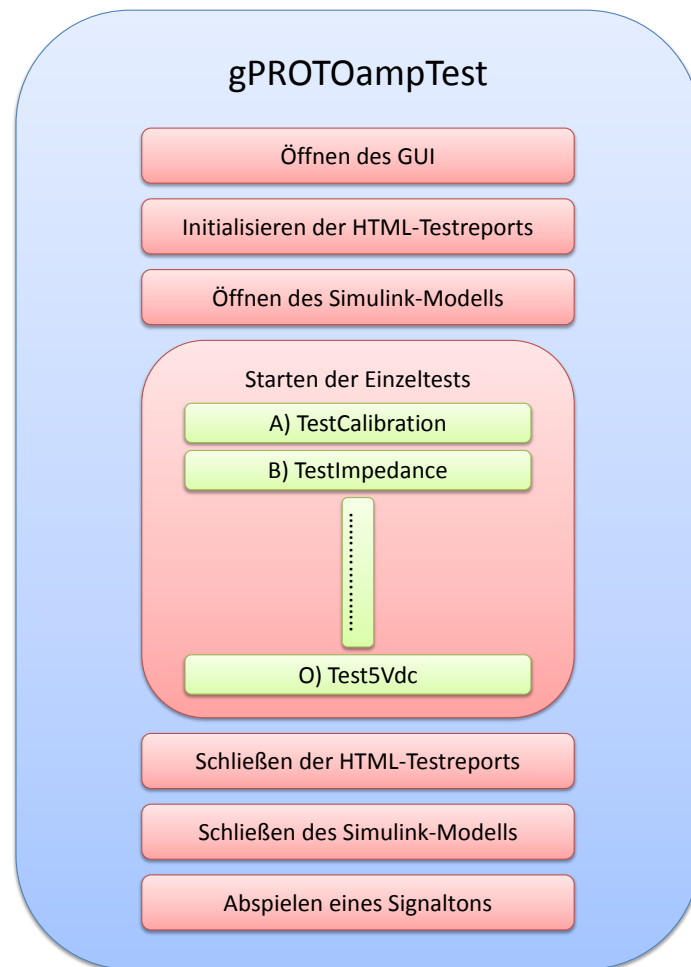


Abbildung 2.23: Schematische Darstellung der von gPROTOampTest durchgeführten Arbeiten

- verbales Ergebnis des Tests („OK“ oder „FEHLER“),
- grafische Darstellung der Daten, und
- tabellarische Dokumentation berechneter Ergebnisse.

Da die Testprotokolle als HTML-Dokumente erstellt und gespeichert werden, können diese ohne die Notwendigkeit von Zusatzprogrammen mit jedem Browser geöffnet und gedruckt werden. Weiters sind alle HTML-Formatdefinitionen möglich, welche es unter anderem erlauben, das HTML-Dokument in der Bildschirmdarstellung und in der Druckdarstellung anders erscheinen zu lassen.

Das Simulink-Modell

Das Simulink-Modell verwendet den g.PROTOamp-Block, in dessen „s-function“ die API-Funktionen des Verstärkers für die Datenaufnahme benutzt werden. Die vom Verstärker

aufgezeichneten Daten werden vom Simulink-Modell im zentralen Testverzeichnis in der Datei `gPROTOampHS.mat` abgelegt und bei jeder neuen Aufnahme überschrieben. Die Funktion `RecordDataWithSimulink` lädt nach erfolgreicher Aufnahme automatisch die aktuell aufgezeichneten Daten in den Arbeitsbereich von Matlab.

RecordDataWithSimulink

Die in den Einzeltests benötigten Datenaufzeichnungen erfolgen durch Aufrufen der Funktion `RecordDataWithSimulink`, wobei die Aufnahmezeit und der Dateiname der zu verwendenden Konfigurationsdatei des Verstärkers als Parameter übergeben werden. Die Konfigurationsdateien sind vordefiniert und liegen als XML-Dateien zusammen mit dem Simulink-Modell im zentralen Testverzeichnis. `RecordDataWithSimulink` setzt im Modell die zu verwendende Konfigurationsdatei des Verstärkers sowie die Zeit nach der das Modell gestoppt wird. Die ersten 32 Abtastwerte des Verstärkers stellen keine gültigen Daten dar. Deswegen verlängert `RecordDataWithSimulink` die Aufnahmezeit selbstständig um eine Sekunde und startet das Simulink-Modell für die Datenaufnahme. Nach erfolgreicher Aufnahme werden die Daten aus der zentralen Datei `gPROTOampHS` geladen, die erste Sekunde verworfen, die Daten in Volt skaliert und als Rückgabeparameter zur Verfügung gestellt.

Die Einzeltests

Jeder Einzeltest ist als eigene Funktion implementiert, welche je nach Auswahl im GUI aus der zentralen Funktion `gPROTOampTest.m` aufgerufen wird. Jede Testfunktion lässt sich in folgende Abschnitte gliedern:

- Initialisierung der Testparameter,
- Konfiguration des Testadapters,
- Datenaufzeichnung,
- Speicherung der Rohdaten,
- Datenverarbeitung und Auswertung,
- Plotten und Speichern der ausgewerteten Daten, sowie
- Schreiben der Testergebnisse in die Testreports.

Initialisierung der Testparameter: Es erfolgt die Festlegung der Parameter für die Datenauswertung, der zu verwendenden Konfigurationsdatei des Verstärkers, sowie die Initialisierung des Testadapters (Öffnen aller Kanalschalter).

Konfiguration des Testadapters: Je nach Notwendigkeit des Tests werden die Kanäle vom Testadapter verschaltet und die Frequenz des Testsignals eingestellt. Das verwendete Testsignal ist sinusförmig und hat im Allgemeinen eine Amplitude von 5 mV. Nur Test „Übersprechen“ und Test „Drift“ verwenden abweichende Amplituden, nämlich 200 und 80 mV.

Datenaufzeichnung: Es wird die Funktion `RecordDataWithSimulink` mit der Aufnahmezeit und dem Dateinamen der Konfigurationsdatei als Parameter aufgerufen. Die Funktion liefert die digitalisierten Daten gewünschter Länge als Rückgabeparameter.

Speicherung der Rohdaten: Um bei unklaren Testergebnissen die Daten der Einzeltests auch manuell auswerten zu können, werden zu jedem Test die Rohdaten mitgespeichert.

Datenverarbeitung und Auswertung: Die Rohdaten werden auf aussagekräftige Parameter untersucht und mit vorgegebenen Grenzwerten verglichen.

Plotten und Speichern der ausgewerteten Daten: In vielen Einzeltests werden Diagramme erzeugt und zum Einfügen im Testreport mitgespeichert. Dies können die Rohdaten als Funktion der Zeit oder berechnete Parameter als Funktion der Kanalnummer sein.

Schreiben der Testergebnisse in die Testreports: Die Ergebnisse des Einzeltests werden sowohl auf den Befehlsschirm von Matlab als auch in zwei HTML-Testreports gedruckt. Auf dem Befehlsschirm und im „gekürzten“ Testreport werden nur die Testkriterien sowie die verbalen Ergebnisse des Tests („OK“ oder „Fehler“) dokumentiert. Der ausführliche Testreport besteht aus einer kurzen Beschreibung des Tests, den Testkriterien, dem verbalen Testergebnis, sowie der Dokumentation der Testdaten als Diagramme und Tabellen.

Test A) – Kalibrierung

Die im Verstärker gespeicherten Kalibrierwerte für Offset und Skalierung werden ausgelesen und mit den erlaubten Grenzwerten verglichen. Dabei wird geprüft, ob die werksseitige Kalibrierung bei allen Kanälen erfolgreich war bzw. ob sich die bauteilabhängigen Toleranzen der Eingangsstufen innerhalb der erlaubten Grenzen bewegen.

Das Testprogramm ruft die MEX-Funktion `gPROTOampHSCalibration` auf, welche die am Gerät gespeicherten Werte für Skalierung und Offset ausliest. Diese dürfen die Grenzen von $\{0.97/1.03\}$ und $\{-300 \mu\text{V}/300 \mu\text{V}\}$ nicht überschreiten.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: keine Datenaufnahme

Parameter des Testsignals

- Amplitude: kein Testsignal
- Frequenz: kein Testsignal

Grenzwerte

- Erlaubter Wertebereich der Skalierung: $\{-300 \mu\text{V}/300 \mu\text{V}\}$
- Erlaubter Wertebereich des Offsets: $\{0,97/1,03\}$

Test B) – Impedanzmessung

Der Test prüft das Vorhandensein der für die Impedanzmessung notwendigen elektronischen Beschaltung jedes einzelnen Kanals. Die Messung erfolgt mit einer Abtastrate von 4800 Hz unter Verwendung des internen, rechteckförmigen Test-Signals mit 430 Hz. Jeder Kanal wird nacheinander vom Testadapter mit einer Testimpedanz ($12 \text{ k}\Omega$ parallel zu 10 nF) verschaltet und der Algorithmus für die Impedanzmessung ausgeführt. Die nicht getesteten Kanäle werden auf Signal-GND gelegt. Der Algorithmus liefert den berechneten Betrag der Impedanz für eine Frequenz von 10 Hz. Die Bauteiltoleranzen führen je Kanal zu leicht abweichenden Ergebnissen. Eine Abweichung des berechneten Betrags der Impedanz von über 10 % von dem realen bei 10 Hz deutet auf eine fehlerhafte Bestückung oder zu ungenaue Bauteile hin.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 4800 Hz
- Aufnahmedauer je Kanal: 1 Sekunde
- Internes Testsignal: 430 Hz

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: intern
- Signalform: Rechteck
- Amplitude: 7,5 mV
- Frequenz: 430 Hz

Grenzwerte

- Maximal erlaubte Abweichung der berechneten Impedanz: $\pm 10 \%$ ($1,2 \text{ k}\Omega$ bei $12 \text{ k}\Omega$)

Test C) – Phasendifferenz

Geprüft wird die synchrone Abtastung sowie die korrekte Datenwandlung der ADUs. Der Testadapter verschaltet alle Kanäle mit einem sinusförmiges Testsignal mit 1 Hz und 5 mV.

Die Aufnahme erfolgt für 10 Sekunden mit einer Abtastrate von 512 Hz – mittels DFT wird zwischen 0.8 und 1.2 Hz die Amplitude des digitalisierten Signals ermittelt und die Abweichung zum erwarteten Wert (5 mV) berechnet. Abweichungen von kleiner oder gleich 3 % werden toleriert.

Die DFT dient auch zur Ermittlung der Phasenlage der Signale. Ein Vergleich der Phasenlage aller Kanäle mit jener von Kanal 1 lässt auf eine synchrone Abtastung schließen. Eine Abweichung von einem Abtastwert kann akzeptiert werden, sollte in der Regel aber nicht auftreten.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 512 Hz
- Aufnahmedauer: 10 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter
- Signalform: Sinus
- Amplitude: 5 mV
- Frequenz: 1 Hz

Grenzwerte

- Maximale Abweichung der gemessenen Amplitude: $\pm 3 \%$ (0,15 mV bei 5 mV)
- Maximale Abweichung der Phasenlage zu Kanal 1: ± 1 Sample (0,7 ° bei 1 Hz)

Test D) – Übersprechen

Es gilt zu zeigen, dass keine Kopplungspfade zwischen den Kanälen bestehen. Das sinusförmige Testsignal des Testadapters wird auf 10 Hz und 200 mV Amplitude programmiert. Jeder Kanal wird einzeln mit dem Testsignal verschaltet während alle übrigen Kanäle auf Signal-GND kurzgeschlossen sind. Je untersuchtem Kanal wird die Aufnahme für 10 Sekunden gestartet und aus der DFT die Signalamplitude aller Kanäle zwischen 9.8 und 10.2 Hz ermittelt. Für jede Aufnahme wird mit Gleichung (2.2) das Übersprechen $U_{\text{Übersprechen}}$ des gespeisten Kanals $\hat{U}_{\text{KanalTestsignal}}$ auf alle Kanäle \hat{U}_{Kanal} – auch auf sich selbst – berechnet.

$$U_{\text{Übersprechen}}(\text{dB}) = 20 \cdot \log \left(\frac{\hat{U}_{\text{Kanal}}}{\hat{U}_{\text{Kanal}_{\text{Testsignal}}}} \right) \quad (2.2)$$

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- Aufnahmedauer je Kanal: 10 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter
- Signalform: Sinus
- Amplitude: 200 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximal akzeptiertes Übersprechen: -70 dB (0,316 %)

Test E) – HOLD

Der extern triggerbare HOLD wird aktiviert und dessen Einfluss auf das aufgezeichnete Signal analysiert. Das Testsignal des Testadapters wird auf 10 Hz und 5 mV programmiert und vom Testadapter auf alle Kanäle geschaltet. Die Aufnahme erfolgt mit der für diesen Test modifizierten Funktion `RecordDataWithSimulink_HOLD`. Diese startet die Aufzeichnung für 21 Sekunden. Nach sieben Sekunden bekommt der Testadapter das Kommando den HOLD zu triggern und nach weiteren sieben Sekunden jenes zum Deaktivieren. Aus jeder dieser drei Phasen werden fünf Sekunden für die Auswertung herangezogen. In Phase eins und drei wird die Amplitude aus der DFT zwischen 9.8 - 10.2 Hz berechnet und mit der bekannten Amplitude des Testsignals (5 mV) verglichen. Die Abweichung darf nicht größer sein als 3 % (siehe auch Test C – Phasendifferenz). Während des getriggerten HOLD (Phase 2) muss das digitalisierte Zeitsignal absolut konstant sein – es wird die erste Ableitung berechnet welche exakt Null ergeben muss.

Die HOLD-Buchse liefert eine Hilfsspannung von 3,3 V um beispielsweise direkt mittels ansteckbaren Taster getriggert werden zu können. Diese 3,3 V werden vom Testadapter nach dem entsprechenden Kommando über einen Spannungsteiler auf den analogen Eingang des Mikrokontrollers geschaltet und die Spannung gemessen. Nach Rückrechnung auf die tatsächliche Eingangsspannung (Spannungsteiler) wird diese bei Unterschreitung von 3,1 mV als fehlerhaft bewertet.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- HOLD Funktion: aktiviert
- Aufnahmedauer: 21 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter
- Signalform: Sinus
- Amplitude: 5 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximale erlaubte Abweichung der gemessenen Amplitude bei nichtgetriggertem HOLD:
 $\pm 3\%$ (0,15 mV bei 5 mV)
- Abweichung der HOLD-Werte: 0

Test F) – Rauschen

Das Rauschen im Frequenzband zwischen 1 und 30 Hz darf den Grenzwert von $0,5 \mu V_{rms}$ nicht überschreiten.

Bei Rauschen handelt es sich um einen stochastischen Vorgang. Deswegen wird die Rauschspannung durch die Rauschleistungsdichte $|\underline{u}_r(f)|^2$ beschrieben, welche der spektralen Verteilung der Effektivwerte entspricht. Den Effektivwert erhält man durch Integration über die Rauschleistungsdichte nach Gleichung (2.3). [34]

$$u_{eff} = \sqrt{\int_0^{\infty} |\underline{u}_r(f)|^2 df} \quad (2.3)$$

Der Testadapter schließt alle Kanäle auf Signal-GND. Die Aufnahme wird für 116 Sekunden gestartet. Die ersten 15 Sekunden an Daten werden verworfen, die restlichen 100 Sekunden in fünf Teilaufnahmen zu je 20 Sekunden geteilt. Von jeder Teilaufnahme wird mittels DFT die diskrete Rauschleistungsdichte $|\underline{u}_r(f)|^2$ berechnet und durch Summation (Gleichung (2.4)) der Effektivwert u_{eff} des Rauschens zwischen 1 und 30 Hz ermittelt. Von den fünf Teilergebnissen wird deren Median für die weiteren Betrachtungen herangezogen. Dieser darf den Grenzwert von $0,5 \mu V_{rms}$ nicht überschreiten.

$$u_{r_{eff}} = \sqrt{\sum_1^{30} |u_r(f)|^2 \Delta f} \quad (2.4)$$

Weitere Berechnungen ermitteln die „äquivalente spektrale Rauschspannungsdichte⁴“ und Histogramme der Rauschamplituden sowie deren Kurtosis. Für die Berechnung der „äquivalenten spektralen Rauschspannungsdichte“ wird der Effektivwert des Rauschens im betrachteten Frequenzband (1 - 30 Hz) auf die Quadratwurzel der Differenz der Bandgrenzen bezogen (Gleichung (2.5)).

$$u_{r_{Level_{eff}}} = \frac{u_{r_{eff}}}{\sqrt{30 - 1}} \quad (2.5)$$

Die beschriebenen Messungen und Berechnungen werden für die Abtastraten 256, 512 und 1200 Hz durchgeführt.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256, 512 und 1200 Hz
- Aufnahmedauer je Abtastrate: 117 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Signal-GND

Grenzwerte

- Maximal erlaubter Rausch-Effektivwert zwischen 1 und 30 Hz: $0,5 \mu V_{rms}$

Test G) – Digitale Eingänge

Der Status der 16 digitalen Eingänge wird kodiert am Kanal 257 übertragen. Die Zuordnungen sind in Tabelle 2.7 dargestellt.

Die beiden Buchsen „Digital In 1“ und „Digital In 2“ stellen jeweils eine Hilfsspannung von 3,3 V zur Verfügung, um beispielsweise von einer externen Schalterbox direkt getriggert werden zu können. Zum Testen der 3,3 V schaltet der Testadapter nach dem entsprechenden Kommando die Spannungen der beiden Buchsen nacheinander über einen Spannungsteiler auf den analogen Eingang des Mikrokontrollers. Nach Rückrechnung der gemessenen Spannungswerte auf die Eingangsspannung des Teilers wird diese bei Unterschreitung von 3,1 V als fehlerhaft bewertet.

⁴Diese dient als Vergleichsparameter mit firmeninternen Erfahrungswerten von anderen Verstärkern.

Das Testsignal des Testadapters wird auf 10 Hz und 5 mV programmiert und mit allen Kanälen verschaltet. Die Datenaufnahme erfolgt mit der adaptierten Funktion `RecordDataWithSimulink_DI` und dauert insgesamt 177 Sekunden. Im Zehn-Sekundenabstand schickt `RecordDataWithSimulink_DI` dem Testadapter das Kommando zum Triggern eines der 16 digitalen Eingänge für die Dauer von fünf Sekunden. Der am Kanal 257 übertragene Zahlenwert kodiert den aktivierten digitalen Eingang und muss der Zuordnung aus Tabelle 2.7 entsprechen.

Tabelle 2.7: Zuordnung der am Kanal 257 übertragenen Float32-Werte zu den digitalen Eingängen

DI	Binärdarstellung	Float32
1	00000000 00000000 00000001	1,0
2	00000000 00000000 00000010	2,0
3	00000000 00000000 00000100	4,0
4	00000000 00000000 00001000	8,0
5	00000000 00000000 00010000	16,0
6	00000000 00000000 00100000	32,0
7	00000000 00000000 01000000	64,0
8	00000000 00000000 10000000	128,0
9	00000001 00000000 00000000	65536,0
10	00000010 00000000 00000000	131072,0
11	00000100 00000000 00000000	262144,0
12	00001000 00000000 00000000	524288,0
13	00010000 00000000 00000000	1048576,0
14	00100000 00000000 00000000	2097152,0
15	01000000 00000000 00000000	4194304,0
16	10000000 00000000 00000000	8388608,0

Geprüft wird, ob der gewünschte digitale Eingang über die gesamte Dauer von 5 Sekunden aktiviert bleibt und zwischen den jeweiligen Triggern alle Eingänge korrekterweise deaktiviert sind. Jegliche Abweichung vom erwarteten Verhalten ist nicht zulässig.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- Aufnahmedauer: 177 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter

- Signalform: Sinus
- Amplitude: 5 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximal erlaubte Abweichung vom erwarteten Kodierwert: 0

Test H) – Bipolare Ableitung

Zwei Kanäle müssen korrekt bipolar verrechnet werden. Der Verstärker wird so konfiguriert, dass jeder Kanal mit dem darauffolgenden Kanal bipolar verrechnet wird. Der Testadapter schaltet alle Kanäle auf das Testsignal mit 5 mV und 10 Hz. Die Datenaufnahme dauert 10 Sekunden. Aus der DFT wird die Signalamplitude jedes Kanals zwischen 9.8 und 10.2 Hz ermittelt. Das Ergebnis sollte nach korrekter bipolarer Verrechnung nahezu Null sein. Eine Restamplitude von bis zu 0.05 % der Testsignalamplitude ist erlaubt.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- Aufnahmedauer: 10 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter
- Signalform: Sinus
- Amplitude: 5 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximal erlaubte Rest-Amplitude: 0.05 % (2,5 μ V bei 5 mV)

Test I) – Timing

Das Ermitteln der Timing-Parameter erfolgt mit der MEX-Funktion `TimingTest`, welche die C-API Funktionen des Verstärkers für folgende Kommandos ausführt und die benötigten Zeiten als Rückgabeparameter liefert:

- Öffnen,

- Schließen,
- Setzen des Datenpuffers,
- Setzen der Konfiguration,
- Starten und Stoppen, sowie
- Abfragen der Seriennummer.

Die Ausführung jedes einzelnen Kommandos darf nicht länger als 200 ms dauern.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: keine Datenaufnahme

Parameter des Testsignals

- Amplitude: kein Testsignal
- Frequenz: kein Testsignal

Grenzwerte

- Maximal erlaubte Dauer eines Kommandos: 200 ms

Test J) – HOLD Kommando

Das HOLD Kommando (Option der Konfiguration des Verstärkers) ermöglicht das Deaktivieren der HOLD-Funktion. Zum Prüfen der Funktionsweise des HOLD Kommandos wird analog zu Test E) vorgegangen. Der Verstärker verwendet zuerst eine Konfiguration mit deaktivierter und anschließend mit aktivierter HOLD-Funktion. Die Aufnahme mit `RecordDataWithSimulink_HOLD` bei einer Abtastrate von 256 Hz wird jeweils für 21 Sekunden gestartet. Der Testadapter verschaltet alle Kanäle auf das sinusförmige Testsignal mit einer Frequenz von 10 Hz und einer Amplitude von 5 mV. Im Intervall von 8 bis 14 Sekunden wird der HOLD vom Testadapter extern getriggert. Im ersten Testdurchlauf muss der HOLD wirkungslos bleiben – das Testsignal darf keinerlei Beeinflussung zeigen. Die Amplitude des Testsignals darf um nicht mehr als 3 % vom erwarteten Wert (5 mV) abweichen (siehe Test C)). In der zweiten Aufnahme muss der letzte Spannungswert vor dem Trigger so lange konstant gehalten werden, bis der HOLD extern wieder „low“ geschaltet wird. Folgende Bedingungen werden geprüft:

- das Anliegen des korrekten Testsignals,
- die Funktion des extern getriggerten HOLD bei aktivierter HOLD-Funktion, sowie
- die Deaktivierung der HOLD-Funktion durch das HOLD-Kommando.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- HOLD Funktion: deaktiviert und aktiviert
- Aufnahmedauer: 21 Sekunden je Konfiguration

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter
- Signalform: Sinus
- Amplitude: 5 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximale Abweichung der gemessenen Amplitude wenn HOLD deaktiviert: $\pm 3 \%$
(0,15 mV bei 5 mV)
- Abweichung der HOLD-Werte: 0

Test K) – Fehlermeldung

Bei einer zur gewählten Abtastrate nicht erlaubten Puffergröße muss eine Fehlermeldung erzeugt werden. Eine Verschaltung der Kanäle durch den Testadapter ist nicht erforderlich. Es wird die MEX-Funktion `ErrorMessage` aufgerufen, welche den Verstärker mit einer nicht erlaubten Abtastrate/Puffergröße-Kombination (10/1200 Hz) startet, die Fehlermeldung abfängt und als Rückgabeparameter liefert. Ein zweiter Rückgabeparameter bestätigt die erfolgreiche Funktionsausführung.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 1200 Hz
- Puffergröße: 10

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: kein Testsignal

Test L) – Drift

Die Auswertung der Signaldrift benötigt eine Langzeitaufnahme von 30 Minuten bei einer Abtastrate von 256 Hz. Der Testadapter versorgt alle Kanäle mit einem sinusförmigen Testsignal mit 10 Hz und 80 mV. Die Datenaufnahme erfolgt mit der modifizierten Funktion `RecordDataWithSimulink2`, welche im Unterschied zu `RecordDataWithSimulink` die Daten aufgrund deren Speichergröße nicht automatisch in den Arbeitsbereich lädt. Zur Datensicherung wird die vom Simulink-Modell gespeicherte Datei in das Testverzeichnis kopiert und von dort mit der Matlab-Funktion `h5read` Kanal für Kanal eingelesen. Die Auswertung erfolgt im Zeitbereich. Die ersten 10 Sekunden werden verworfen – die Amplitude des restlichen Signals darf über die gesamte Aufnahmedauer um nicht mehr als 1 % in positive und/oder negative Richtung abdriften. Somit kann ein sich zeitlich zu stark verändernder Offset erkannt werden.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- Aufnahmedauer: 30 Minuten

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Testadapter
- Signalform: Sinus
- Amplitude: 80 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximale Abweichung des Signals in positive und negative Richtung: 1 % (0,8 mV)

Test M) – Spikes

Für jeweils 30 Sekunden wird mit den Abtastraten 256, 512 und 1200 Hz mit vom Testadapter auf Signal-GND kurzgeschlossenen Kanälen das Rauschen aufgezeichnet. Sollen zusätzliche externe Einstreuungen in die Zuleitungskabel vermieden werden, so können Kurzschlussstecker verwendet werden – der Benutzer wird mittels „Pop-Up“-Fensters darauf aufmerksam gemacht. Die Auswertung des Rauschens auf aufgetretene Spikes erfolgt im Zeitbereich. Der Betrag des größten positiven und negativen Datenwertes wird addiert und somit der maximale Spitze-Spitze-Wert der Aufzeichnung ermittelt. Dieser darf den festgelegten Grenzwert von 12 μV nicht überschreiten.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256, 512 und 1200 Hz
- Aufnahmedauer je Abtastrate: 30 Sekunden

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: Kurzschluss auf Signal-GND (mit Kurzschlusssteckern)

Grenzwerte

- Maximal erlaubter Spitze-Spitze-Wert: 12 μV

Test N) – Internes Signal

Der Verstärker verwendet eine Konfiguration mit aktiviertem internen Testsignal. Der Testadapter verschaltet alle Kanäle auf Signal-GND, was dem Verbinden mit dem internen Signal entspricht. Mit der Funktion `RecordDataWithSimulink` erfolgt eine Aufnahme für 12 Sekunden. Beim intern generierten Signal handelt es sich um ein Rechtecksignal mit einer Amplitude von 7,5 mV, einem Offset von -7,5 mV und einer konfigurierbaren Frequenz – im Test werden 10 Hz verwendet. Die Prüfung der Signaleigenschaften erfolgt durch Vergleich realer und idealer Fourier-Parameter.

Die Fourier-Analyse einer Rechteckschwingung ergibt die Fourierreihe nach Gleichung (2.6).

$$f(t) = \frac{4h}{\pi} \cdot \left[\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \dots \right] = \frac{4h}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega t)}{2k-1} \quad (2.6)$$

Für das interne Testsignal (Amplitude: 7,5 mV, Offset: -7,5 mV, Frequenz: 10 Hz) ergeben sich mit Gleichung (2.6) die Fourierkoeffizienten aus Tabelle 2.8.

Die erste und letzte Sekunde des Zeitsignals wird vor der Auswertung verworfen. Das mittels DFT berechnete Spektrum wird auf die ersten fünf Harmonischen sowie den Offset untersucht (Tabelle 2.8). Die bei den Frequenzen ermittelten Amplituden dürfen um nicht mehr als 5 % vom erwarteten Wert abweichen.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: 256 Hz
- Aufnahmedauer: 12 Sekunden
- Internes Testsignal: aktiviert

Tabelle 2.8: Die ersten sechs Fourierkoeffizienten des internen Testsignals (Rechtecksignal: Amplitude = 7,5 mV, Offset = -7,5 mV, Frequenz = 10 Hz)

Frequenz	Amplitude
Hz	mV
0	7,5
10	9,55
30	3,18
50	1,91
70	1,36
90	0,11

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: intern
- Amplitude: 7,5 mV
- Frequenz: 10 Hz

Grenzwerte

- Maximal erlaubte Abweichung der Amplitude: 0,5 mV
- Maximal erlaubte Abweichung der Frequenz: 0 Hz

Test O) 5Vdc

Die frontseitigen 5 Vdc Buchsen werden auf die ausgewiesene Spannung von 5 V und Strombelastbarkeit von 30 mA geprüft. Dazu müssen die 65-poligen Kanal-Kabel vom Testadapter getrennt und die frontseitigen Spannungsbuchsen mit den entsprechenden Buchsen auf dem Testadapter mittels den dafür vorgesehenen Kabeln verbunden werden. Ein gleichzeitiges Verbinden von Kanal-Kabel und 5 Vdc Kabel führt aufgrund des internen Aufbaus des Testadapters und Biopotentialverstärkers zu Ausgleichsströmen, die zu vermeiden sind – ein „Pop-Up“-Fenster weist den Benutzer nach Starten des Tests auf diesen Umstand hin.

Sobald die 5 Vdc Buchsen mit dem Testadapter verbunden sind, werden diese mit einem Strom von 30 mA belastet. Der Testadapter schaltet die Spannung jeder Buchse über einen Spannungsteiler auf den Analogeingang des Mikrokontrollers und prüft die Spannung. Eine Abweichung von 100 mV darf nicht überschritten werden.

Konfiguration des Verstärkers

- Abtastrate: keine Datenaufzeichnung

Parameter des Testsignals

- Signalquelle: kein Testsignal

Grenzwerte

- Maximal erlaubte Abweichung der Spannung: 100 mV

2.2.4 Spektralanalyse mit der diskreten Fourier Transformation (DFT)

Erfolgt bei den Einzeltests eine Auswertung der Amplitude, so wird diese aus dem Frequenzspektrum ermittelt. Auch der Effektivwert des Rauschens im angegebenen Frequenzband wird daraus berechnet. Um aus dem digitalisierten Zeitsignal das Frequenzspektrum zu erhalten, wird die diskrete Fouriertransformation, kurz DFT, angewandt.

Wendet man die Fouriertransformation auf ein abgetastetes Signal an, so erhält man sein Spektrum, welches kontinuierlich und periodisch mit $\omega_A = 2 \cdot \pi \cdot f_A = 2 \cdot \pi / T$ ist ($\omega_A \dots$ Kreisfrequenz der Abtastung, $f_A \dots$ Abtastfrequenz). Die Periodizität des Spektrums ist keine Eigenschaft der Transformation sondern ergibt sich aus der Signaleigenschaft des abgetasteten Signals. Man spricht von der Fourier-Transformation für Abtastsignale (FTA). Die FTA ist nicht gleich der DFT – die DFT ist die abgetastete Version der FTA. Bei der DFT beschränkt man die Auswertung auf ein Zeitfenster der Länge $N \cdot T$ ($N \dots$ Anzahl der Abtastungen, $T \dots$ Abtastperiode). Da aus N Abtastpunkten nur N Spektralwerte berechnet werden können, wird die Frequenzachse diskret. Das DFT-Spektrum ist also eine abgetastete Version des FTA-Spektrums – es ist diskret und periodisch. Da das DFT-Spektrum ein diskretes Spektrum ist folgt daraus im Umkehrschluss, dass das zugehörige Zeitsignal periodisch mit $N \cdot T$ sein müsste. Das ist aber meistens nicht der Fall. Trotzdem ist es möglich, auch von nichtperiodischen Zeitsignalen das DFT-Spektrum zu berechnen – diese werden dann sozusagen zwangsperiodisiert. Die dabei entstehenden Fehler können im Allgemeinen toleriert werden, da die numerischen Vorteile die Nachteile übertreffen. Es wird dann nicht das Spektrum des Signals im Zeitfenster berechnet, sondern das Spektrum dessen periodischer Fortsetzung. Die Fehler entstehen durch die bei der Periodisierung erzeugten Sprungstellen, die im ursprünglichen Signal gar nicht vorhanden sind. Deswegen sollte das Zeitsignal wenn möglich stetig periodisch fortsetzbar sein und eine ganze Anzahl an Perioden im Zeitfenster liegen. Eine Ungenauigkeit des Zeitfensters wirkt sich umso weniger aus, je mehr Perioden transformiert werden.

Da es sich bei dem Testsignal des Testadapters und dem internen Testsignal des Verstärkers um periodische Signale mit ganzzahligen Frequenzen handelt und immer eine ganze Anzahl an Sekunden zur Auswertung herangezogen wird, sollte die DFT fehlerfrei berechnet werden. Die DFT-Koeffizienten entsprechen dann dem Informationsgehalt der Fourier-Koeffizienten. Ist das Zeitsignal zwar periodisch, die Frequenz aber nicht exakt synchron mit der Abtastfrequenz, so gelingt es nicht, dass das Signal stetig fortgesetzt wird – man spricht von einem

quasiperiodischen Signal. Durch die Unstetigkeit erscheinen im Spektrum Frequenzen, die im ursprünglichen Signal nicht vorhanden sind – es entsteht der so genannte „leakage-effect“. Eine Verminderung des „leakage-effects“ lässt sich durch die Verwendung von Fensterfunktionen (nicht Rechteck-Fenster) erreichen – die Sprungstelle wird dann geglättet. Aber auch die Verwendung von Fenstern führt nicht zu einem korrektem Spektrum – der Fehler kann lediglich minimiert werden.

Nichtperiodische, stationäre Leistungssignale haben ein kontinuierliches Leistungsdichtespektrum und können nur mittels Summation über unendlich viele Abtastwerte korrekt beschrieben werden. Die Berechnung mittels DFT liefert nur eine Näherung des wahren Spektrums – es entsteht zwangsläufig der „leakage-effect“. Das Zeitfenster sollte wenn möglich recht lange sein. [22]

Um bei der Amplitudenauswertung in den Einzeltests dem „leakage-effect“ Rechnung zu tragen, bei dem sich die Signalenergie auf mehrere Stützstellen um die wahre Frequenz verteilt, werden die Stützstellen um die Harmonische in die Auswertung miteinbezogen. Da es sich bei den durchgeführten Tests um Funktionstests zum Identifizieren von Konstruktions- und Bestückungsfehlern und nicht um Spezifikationstests handelt, können die nach wie vor entstehenden Ungenauigkeiten toleriert werden – diese können bei der Festlegung der zur Beurteilung herangezogenen Grenzwerte miteingerechnet werden.

3 Ergebnisse

3.1 Hardware

3.1.1 Platinen

Abbildung 3.1 zeigt die Oberseite und Abbildung 3.2 die Unterseite der unbestückten Platine. Deren Konturen wurden unter maximaler Platzausnutzung dem Gehäuse angepasst. Die Platzierungen folgender wichtiger Komponenten sind zu erkennen:

1. Erzeugung des virtuellen Nullpunktes zwischen 0 und 3,3 V
2. Programmierstecker zum Anpassen der Firmware
3. Mikrokontroller samt externer Quarz
4. USB-Chip
5. Mini-USB Buchse
6. Multiplexer 1
7. Widerstände für Impedanzmessung des 16-Kanal-Verstärkers
8. Multiplexer 2
9. Zweifache Verstärkerstufe der Testsignalerzeugung
10. Ein/Aus-Schalter
11. Anschlüsse für 16-Kanal-Verstärker
12. GND-Schalter für 16-Kanal-Verstärker
13. Vielkanalbuchse (Kanal-Gruppe A)
14. Digitale Eingänge 1
15. Vielkanalbuchse (Kanal-Gruppe B)
16. HOLD

17. Schalter zum Triggern der digitalen Eingänge
18. Vielkanalbuchse (Kanal-Gruppe C)
19. Digitale Eingänge 2
20. Vielkanalbuchse (Kanal-Gruppe D)
21. 5 Vdc Buchsen
22. Schalterstufe 1 der Analogkanäle (256 Schalter)
23. Signalgenerator mit Taktgeber
24. Schalter für Impedanzen (Impedanzmessung)
25. Digital/Analog-Umsetzer für das Signal-GND Potential
26. Spannungsregler für 3,3 V
27. Schalterstufe 2 der Analogkanäle (256 Schalter)
28. Schalter für die Spannungsmessung (5 Vdc, DINs, HOLD)

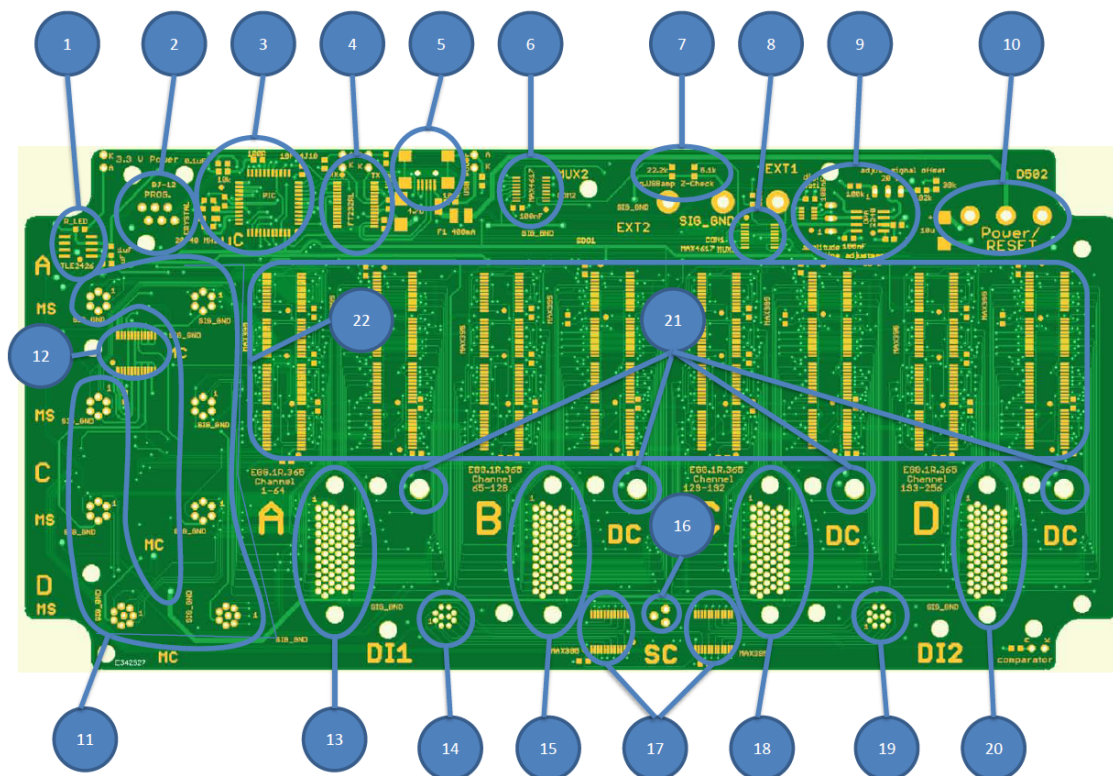


Abbildung 3.1: Oberseite der Platine des Testadapters

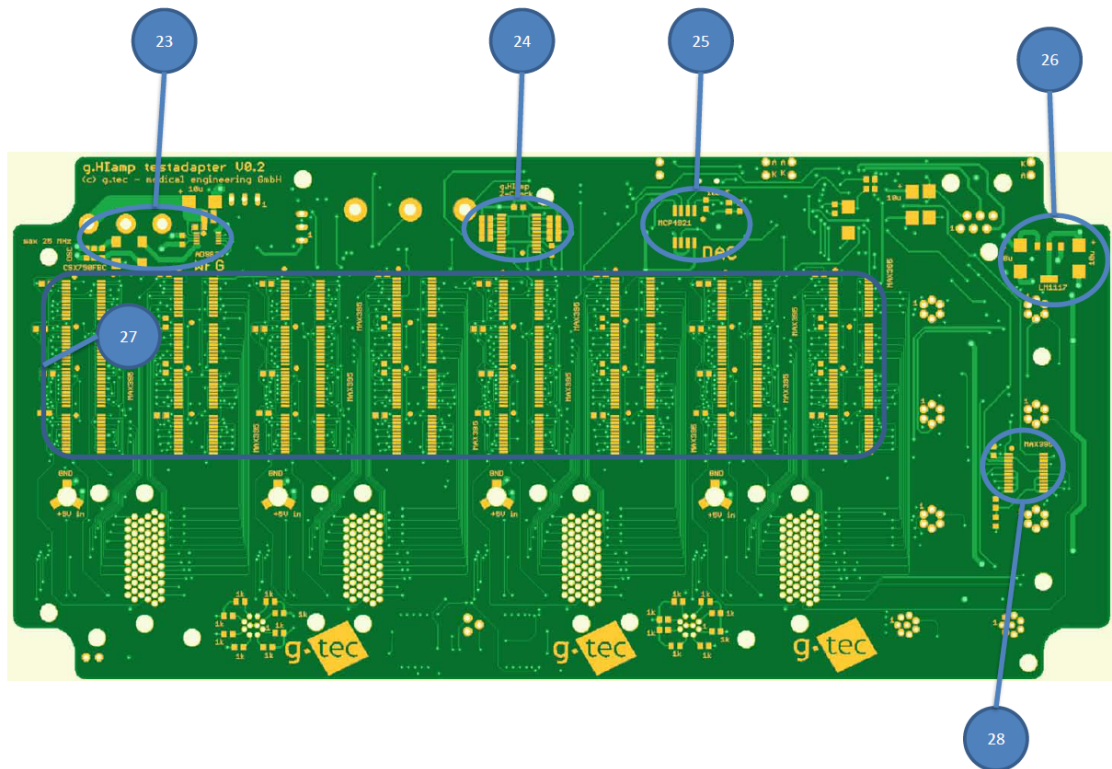
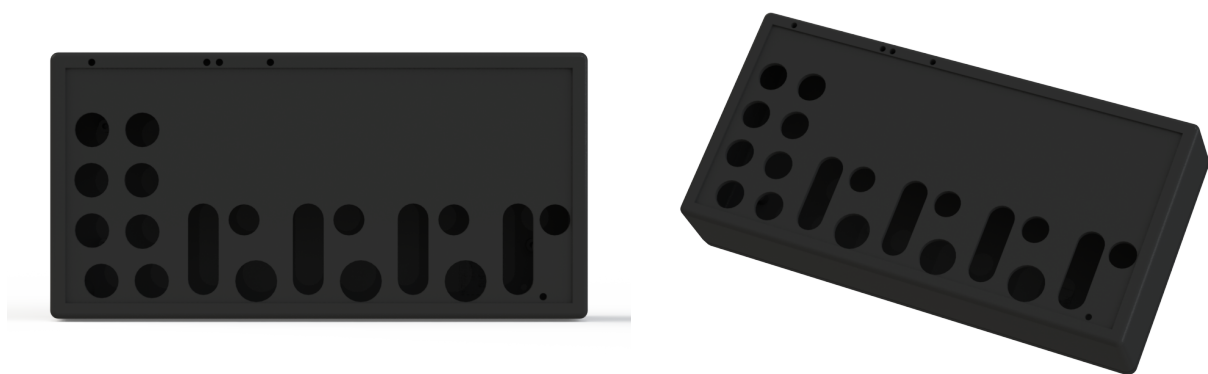


Abbildung 3.2: Unterseite der Platine des Testadapters

3.1.2 Gehäuse

Das bearbeitete Gehäuse ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Deutlich zu erkennen sind die Fräsungen für die Buchsen sowie die Bohrungen für die Status-LEDs.



(a) Draufsicht

(b) Perspektivische Ansicht

Abbildung 3.3: Das bearbeitete Gehäuse (Hammond 1599H) des Testadapters. Die für die Buchsen benötigten Ausschnitte wurden aus dem Gehäuse gefräst. (a) Draufsicht, (b) perspektivische Ansicht

Zur Beschriftung der Buchsen und der Status-LEDs wurde das in Abbildung 3.4 darge-

stellte Label entworfen.

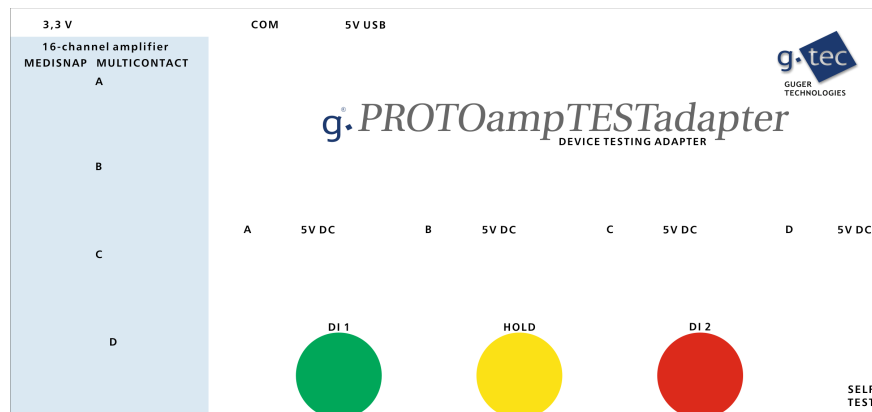
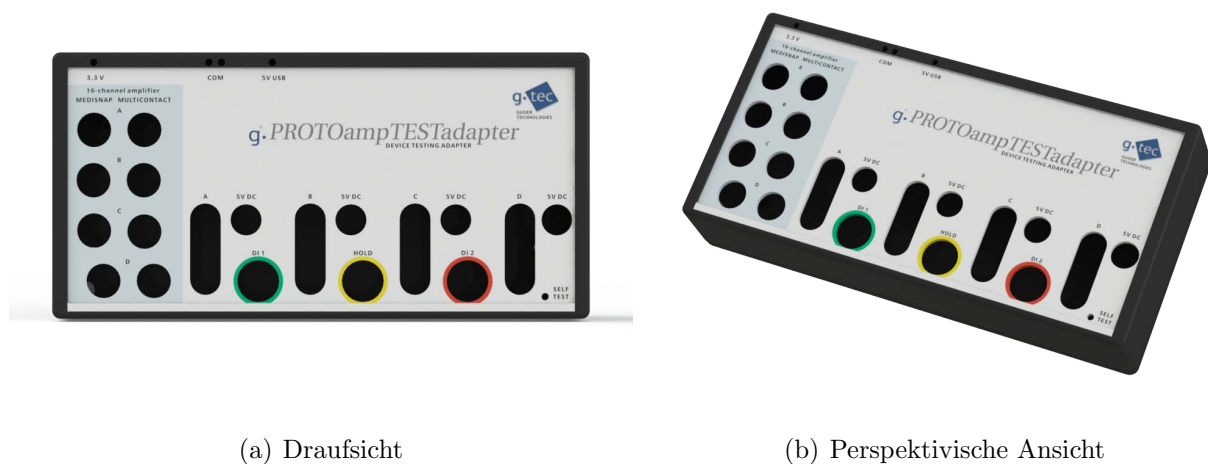


Abbildung 3.4: Das für den Testadapter eigens entworfene Label zum Beschriften der Anschlüsse und Status-LEDs

Das fertige Gehäuse mit aufgeklebten Label zeigt Abbildung 3.5.



(a) Draufsicht

(b) Perspektivische Ansicht

Abbildung 3.5: Das bearbeitete Gehäuse (Hammond 1599H) des Testadapters mit Label. Die für die Buchsen benötigten Ausschnitte wurden aus dem Gehäuse gefräst. (a) Draufsicht, (b) perspektivische Ansicht

Abbildung 3.6 zeigt den fertigen Testadapter nach dem Einbau der Platine in das Gehäuse und Verschraubung der Steckverbinder.



(a) Draufsicht

(b) Perspektivische Ansicht

Abbildung 3.6: Der fertige Testadapter mit Steckverbindern und Label. (a) Draufsicht, (b) perspektivische Ansicht

3.2 Software

3.2.1 Das GUI (graphical user interface)

Das GUI (Abbildung 3.7) ermöglicht das Auswählen der Seriennummer des zu testenden Verstärkers, die Anzahl der auszuwertenden Kanäle sowie die durchzuführenden Einzeltests. Im rechten Bereich des Fensters können Informationen des Testadapters abgefragt (COM-Port und Hardware-Version) sowie der Funktionstest der 512 analogen Kanalschalter durchgeführt werden.

Dieser erfolgt nach folgendem Schema:

- Signalleitung 1 liegt über den Multiplexer 1 auf 3,3 V, Signalleitung 2 über den Multiplexer 2 am analogen Eingang des Mikrokontrollers.
- Kanalschalter 1 legt Kanal n auf Signalleitung 1. Kanalschalter 2 ist offen. Am analogen Eingang muss die gemessene Spannung Null betragen.
- Kanalschalter 2 legt Kanal n auf Signalleitung 2. Kanalschalter 1 bleibt geschlossen. Am analogen Eingang müssen die 3,3 V messbar sein. Beide Schalter werden mit einem Strom von 30 mA belastet.
- Kanalschalter 1 wird geöffnet, Kanalschalter 2 bleibt geschlossen. Am analogen Eingang muss die gemessene Spannung wieder Null betragen.
- Kanalschalter 1 bleibt offen, Kanalschalter 2 wird geöffnet. Am analogen Eingang muss weiterhin 0 V messbar sein.

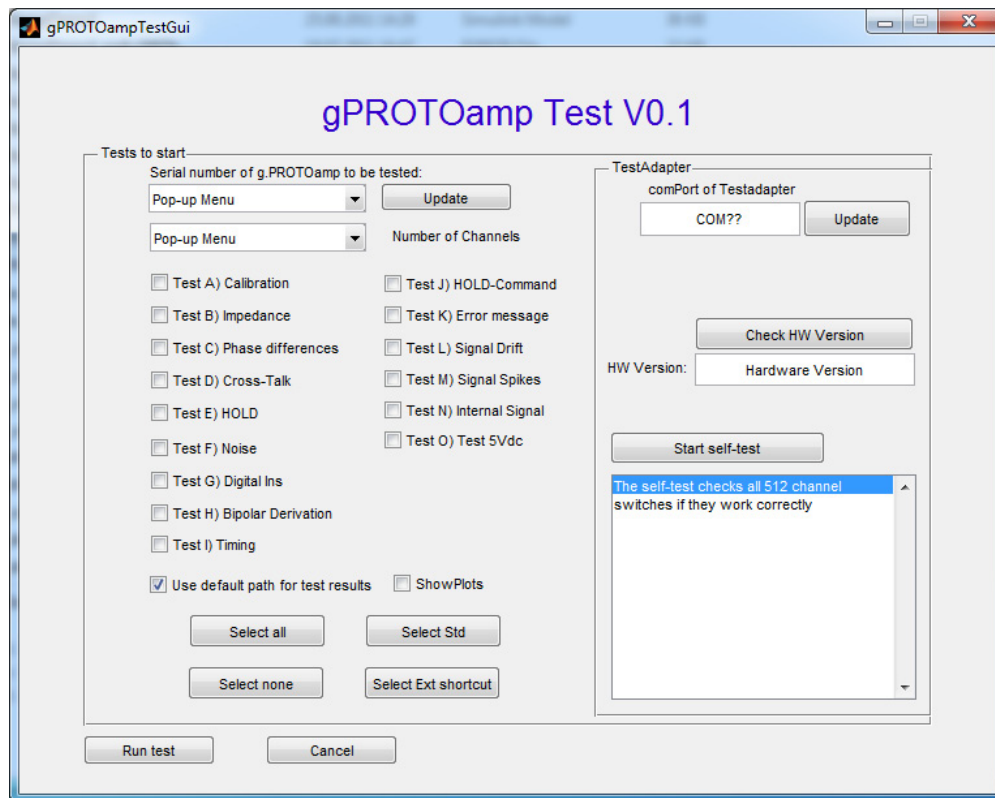


Abbildung 3.7: Matlab GUI der automatisierten Testumgebung zum Auswählen der Seriennummer des zu testenden Verstärkers, der Anzahl der auszuwertenden Kanäle sowie der durchzuführenden Einzeltests. Im rechten Bereich des Fensters können Informationen des Testadapters abgerufen und der Test der 512 analogen Kanalschalter gestartet werden.

3.2.2 Das Simulink-Modell

Das für die Datenaufzeichnung verwendete Simulink-Modell (Abbildung 3.8) besteht aus

- einem g.PROTOamp-Block, der die Konfiguration des Verstärkers sowie die Datenaufzeichnung abwickelt,
- einem Unbuffer-Block zum Verarbeiten der gepufferten Daten,
- einem Block zur Datenkonvertierung um das Datenformat anzupassen, und
- einer Datensenke, in der die Daten in eine Datei geschrieben werden.

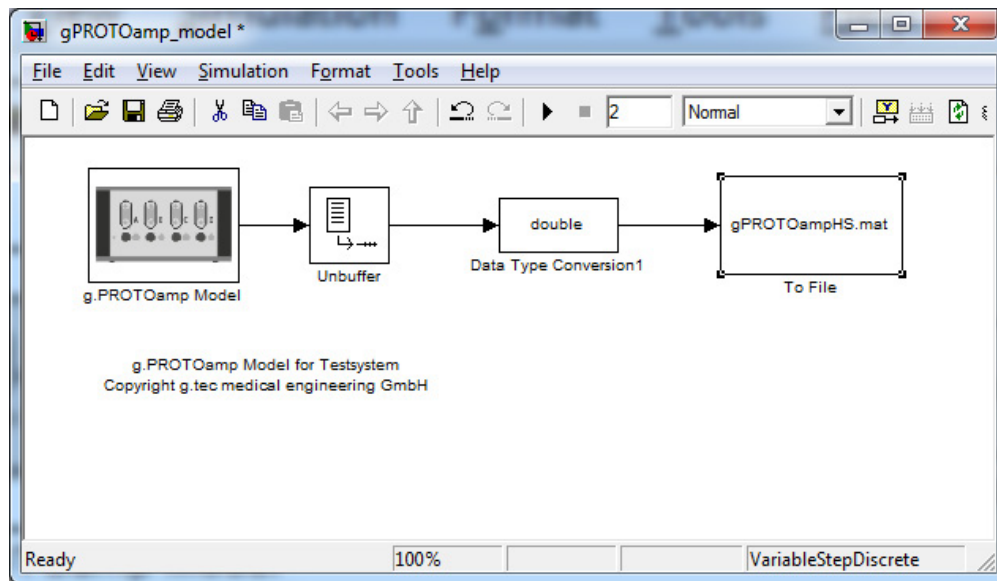


Abbildung 3.8: Simulink-Modell zum Aufzeichnen und Speichern der Daten des Verstärkers

3.2.3 Testergebnisse

Allgemeines

Im Folgenden sind Auszüge aus den Testergebnissen, so wie diese im ausführlichen Testreport dokumentiert werden, angeführt. Werden Daten auch als Diagramme abgedruckt, so sind an dieser Stelle aufgrund der übersichtlicheren Informationsdarstellung nur diese dargestellt. Die berechneten Werten in Tabellenform können dem Anhang A.2.1 entnommen werden – dort sind aus Platzgründen aber nur beispielhaft jene der ersten 8 Kanäle angegeben, da die Kanäle 9 - 256 keinen zusätzlichen Informationsgehalt liefern.

Test A) Kalibrierung

Die vom Verstärker eingelesenen Werte für Skalierung und Offset (Tabelle A.1 im Anhang) sind grafisch als Funktion der Kanalnummer in Abbildung 3.9 dargestellt. Die roten, horizontalen Linien markieren die Wertebereiche, die für ein positives Testergebnis nicht verlassen werden dürfen.

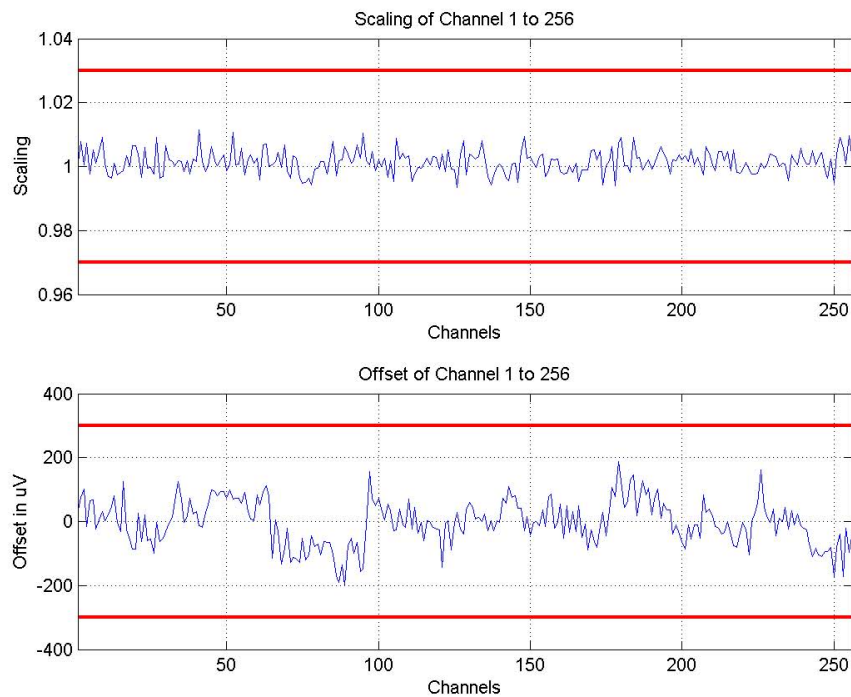


Abbildung 3.9: Test A) Kalibrierwerte für Skalierung (oben) und Offset (unten) als Funktion der Kanalnummer. Die roten Linien markieren die für ein positives Testergebnis nicht zu verlassenden Wertebereiche. Sowohl Skalierung als auch Offset bewegen sich innerhalb der erlaubten Grenzen.

Test B) Impedanzmessung

Die berechneten Impedanzwerte (Tabelle A.2 im Anhang) müssen für ein positives Testergebnis innerhalb des rot markierten Wertebereiches liegen (Abbildung 3.10). Der reale Impedanzwert ist als grüne, horizontale Linie eingezeichnet.

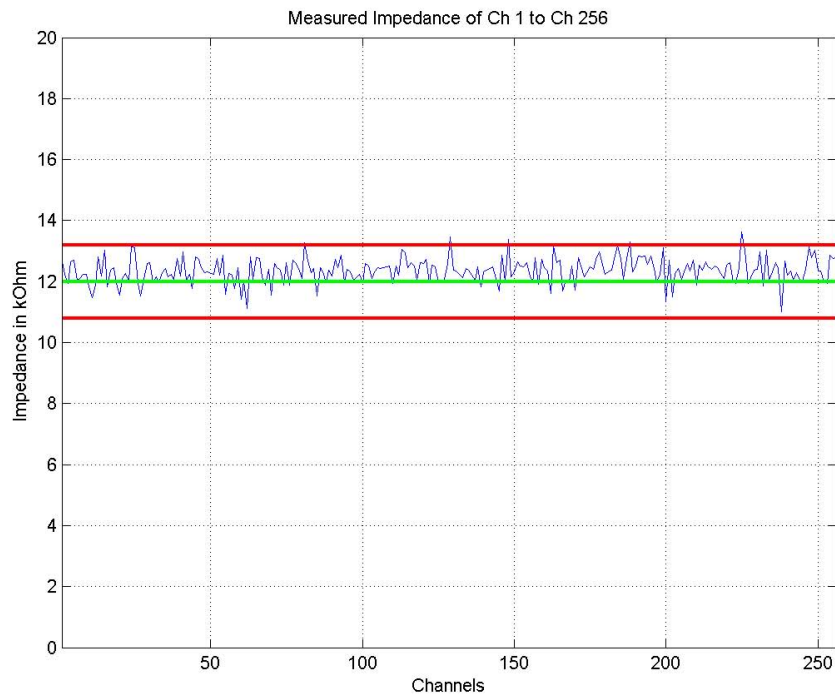


Abbildung 3.10: Test B) Berechnete Impedanz als Funktion der Kanalnummer. Erkennbar ist die Streuung der Ergebnisse, für die Bauteiltoleranzen der Kanalbeschaltung verantwortlich gemacht werden können. Fünf Kanäle zeigen eine Überschreitung der Grenzen, was auf zu ungenaue Bauteile in der Kanalbeschaltung hindeutet.

Test C) Phasendifferenz

Abbildung 3.11 zeigt die digitalisierten Signale aller Kanäle überlagert in einem Diagramm als Funktion der Zeit.

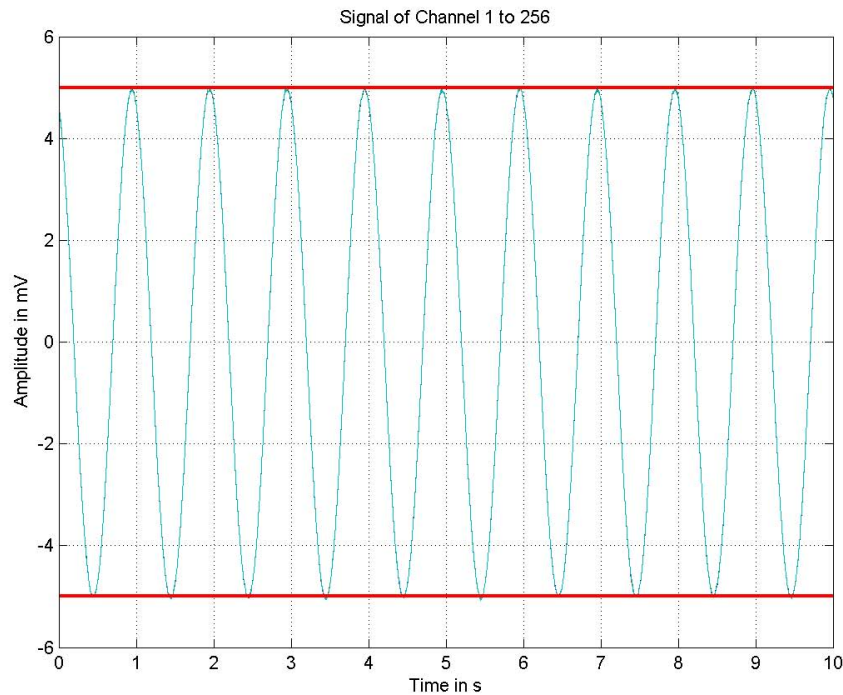


Abbildung 3.11: Test C) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Der für ein positives Testergebnis nicht zu überschreitende betragsmäßig obere Wertebereich ist rot markiert

Die berechneten Werte für Amplitude und Phasenlage des eingespeisten Testsignals sind in Tabelle A.3 im Anhang angeführt.

Test D) Übersprechen

Das Resultat der Berechnungen ist eine 256×256 -Matrix mit dem ermittelten Übersprechen aller Kanäle (Tabelle A.4 im Anhang).

Das maximale Übersprechen je Kanal (Tabelle A.5 im Anhang und Abbildung 3.12 als Funktion der Kanalnummer) darf -70 dB, dargestellt als rote, horizontale Linie, nicht überschreiten.

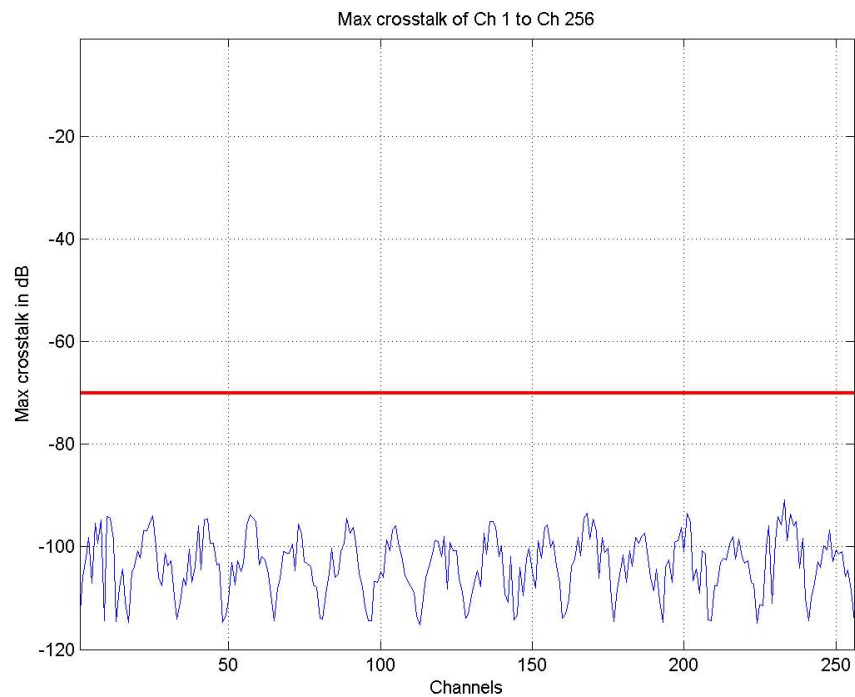


Abbildung 3.12: Test D) Maximales Übersprechen als Funktion der Kanalnummer. Die rote Linie markiert den nicht zu überschreitenden Grenzwert von -70 dB.

Test E) HOLD

Während dem getriggerten HOLD muss das aufgezeichnete Signal absolut konstant gehalten werden (Abbildung 3.13). Die roten, vertikalen Linien geben den Zeitbereich an, in dem die Aktivierung des HOLD ausgewertet wird. Vor und nach der Triggerung des HOLD muss das Testsignal amplitudenrichtig aufgezeichnet werden (Tabelle A.6 im Anhang).

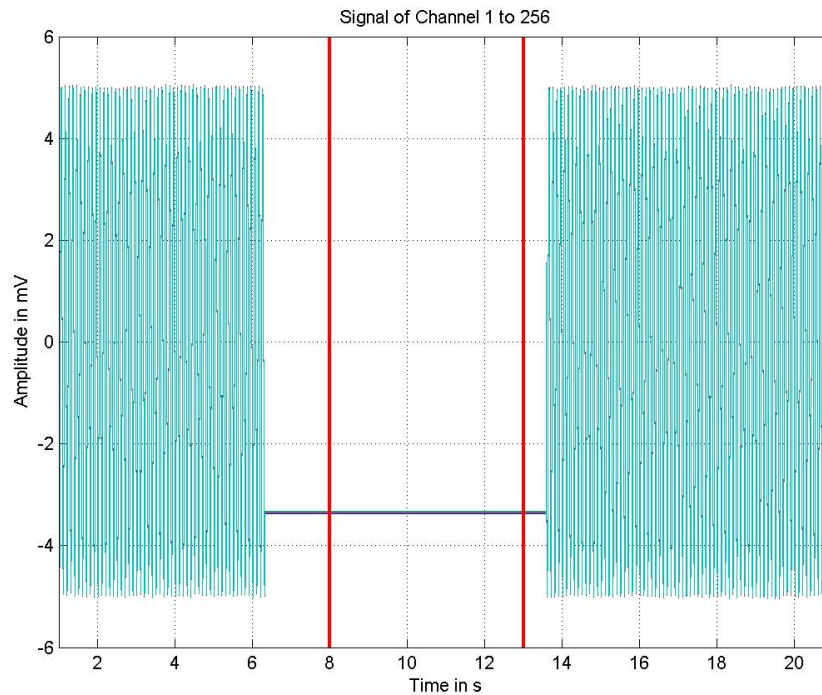
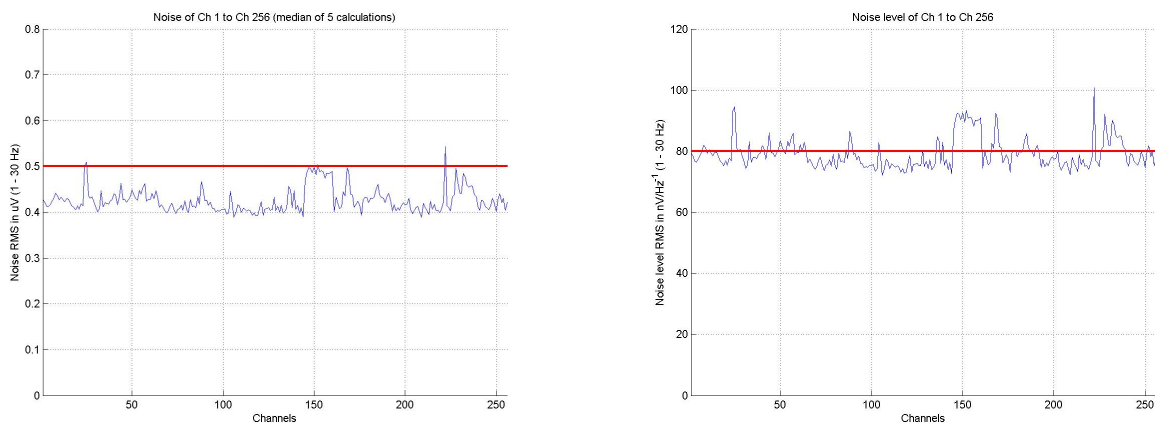


Abbildung 3.13: Test E) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Die senkrechten roten Linien markieren den Zeitraum, der für die Auswertung des aktivierten HOLD herangezogen wird (Phase 2).

Test F) Rauschen

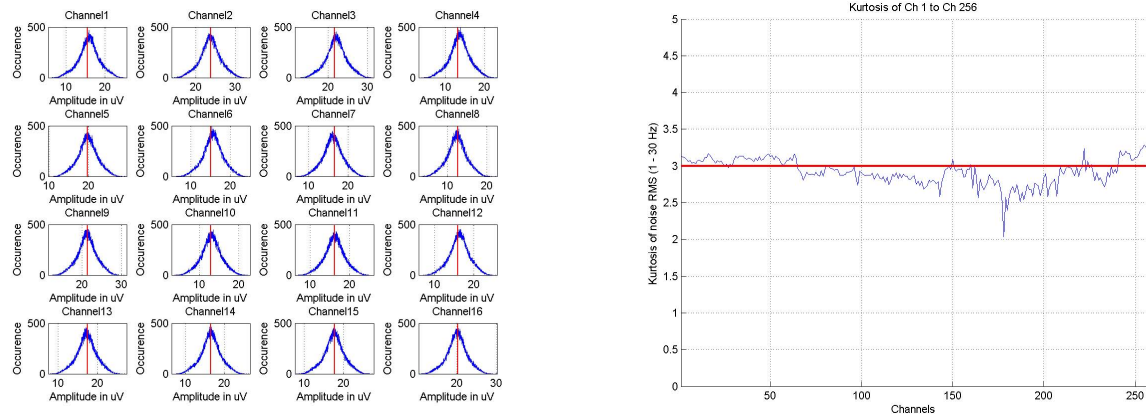
Im Folgenden sind nur die Ergebnisse für eine Abtastrate von 1200 Hz dargestellt – die anderen Abtastraten zeigen ähnliche Ergebnisse. Das Rauschen je Kanal (Median von fünf Berechnungen) darf den rot eingezeichneten Grenzwert nicht überschreiten (Abbildung 3.14 (a)). Weitere Diagramme zeigen die „äquivalente spektrale Rauschspannungsdichte“ als Funktion der Kanalnummer (Abbildung 3.14 (b)), das Histogramm der Rauschamplituden je Kanal (Abbildung 3.15 (a)) sowie die berechnete Kurtosis als Funktion der Kanalnummer (Abbildung 3.15 (b)). Alle berechneten Parameter werden auch in Tabellenform dokumentiert (Tabelle A.7 im Anhang).



(a) Rausch-Effektivwert von 1-30 Hz (Median von fünf Berechnungen)

(b) Effektivwert der „äquivalenten spektralen Rauschspannungsdichte“ von 1-30 Hz (Median von fünf Berechnungen)

Abbildung 3.14: Test F) Effektivwert des Rauschens (a) und der „äquivalenten spektralen Rauschspannungsdichte“ (b) von 1 bis 30 Hz als Funktion der Kanalnummer – jeweils Median von fünf Berechnungen, Abtastrate 1200 Hz



(a) Histogramme der Rauschamplituden von Kanal 1 bis 16

(b) Kurtosis als Funktion der Kanalnummer. Die rote Linie bezeichnet die Kurtosis des normalverteilten Rauschens bei 3

Abbildung 3.15: Histogramme der Rauschamplituden von Kanal 1 bis 16 (a) und deren Kurtosis als Funktion der Kanalnummer (b), Abtastrate 1200 Hz

Test G) Digitale Eingänge

Die am Kanal 257 erfasste Kodierung der digitalen Eingänge (Tabelle A.8 im Anhang) ist in Abbildung 3.16 als Funktion der Zeit dargestellt.

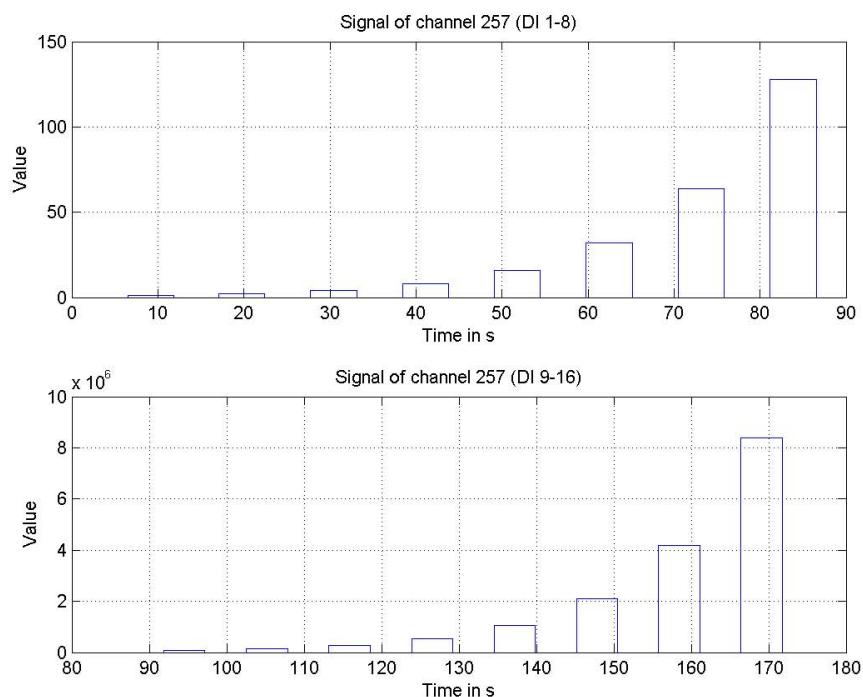


Abbildung 3.16: Test G) Kodierung der digitalen Eingänge am Kanal 257 als Funktion der Zeit

Test H) Bipolare Ableitung

Die nach der bipolaren Verrechnung resultierenden Signalamplituden (Tabelle A.9 im Anhang) sollten nahezu Null sein – für ein positives Testergebnis darf der als rote Linie dargestellte Grenzwert nicht überschritten werden (Abbildung 3.17).

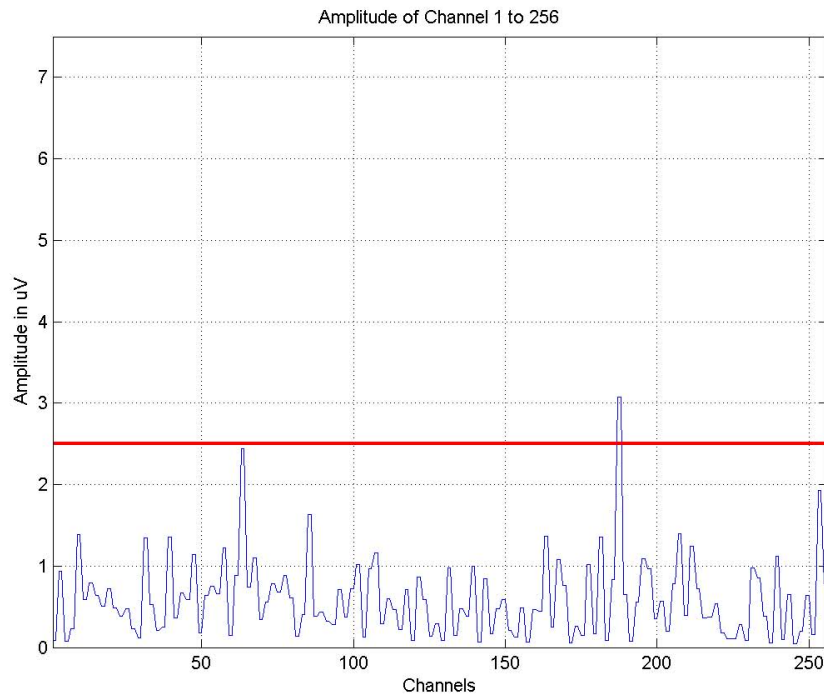


Abbildung 3.17: Test H) Amplitude nach der bipolaren Verrechnung als Funktion der Kanalnummer. Die horizontale rote Linie markiert den Grenzwert, der für ein positives Testergebnis nicht überschritten werden darf.

Test I) Timing

Die MEX-Funktion `TestTiming` liefert die in Tabelle 3.1 angegebenen Zeiten für die getesteten API-Aufrufe.

Tabelle 3.1: Die von der MEX-Funktion ermittelten Zeiten der API-Aufrufe

API command	open	close	set acqu. buffer	set config.	start/stop	get serial nr.
time in ms	110.350	0.150	0.000	3.350	169.800	36.400

Test J) Hold Kommando

Getestet wird das Verhalten des Verstärkers bei getriggertem HOLD mit deaktivierter sowie aktivierter HOLD-Funktion. Im ersteren Fall muss das digitalisierte Testsignal unbeeinflusst bleiben (Abbildung 3.18 oben), im letzteren muss der letzte Abtastwert vor der Triggerung absolut konstant gehalten werden (Abbildung 3.18 unten). Die roten, vertikalen Linien geben den Zeitbereich an, in dem die Aktivierung des HOLD ausgewertet wird. Vor und nach der Triggerung des HOLD muss das Testsignal amplitudenrichtig anliegen (Tabelle A.10 und A.11 im Anhang).

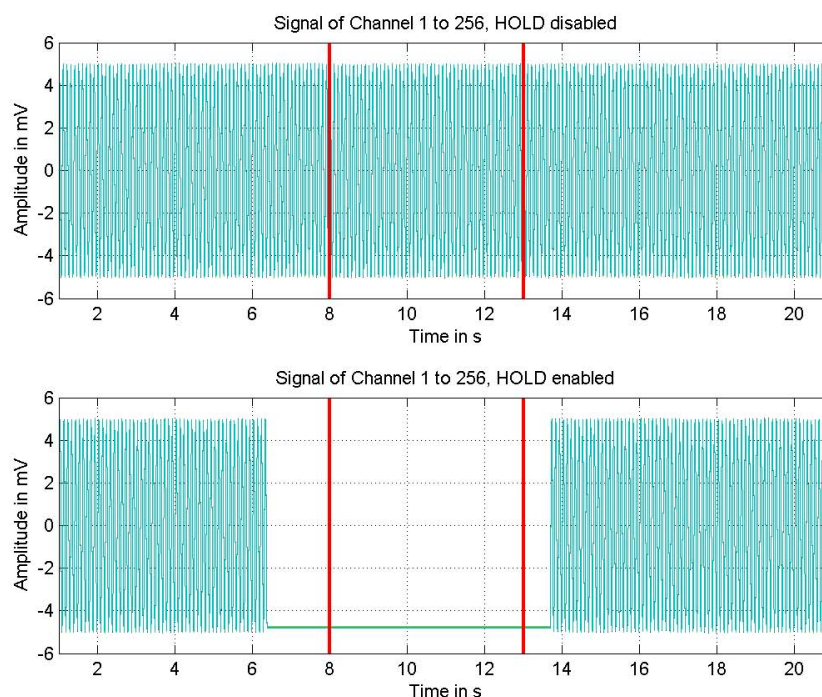


Abbildung 3.18: Test J) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Die senkrechten roten Linien markieren den Zeitraum, der für die Auswertung bei aktiviertem HOLD herangezogen wird (Phase 2).

Test K) Fehlermeldung

Bei erfolgreicher Ausführung der MEX-Funktion `ErrorMessage` liefert diese folgende Fehlermeldung als Rückgabeparameter:

"Data lost event occurred!"

Test L) Drift

Das Zeitsignal (Abbildung 3.19) darf die als rote, horizontale Linien dargestellten Grenzen nicht verlassen. Dazu wird der maximale und minimale Wert des Zeitsignals ausgewertet (Tabelle A.12 im Anhang).

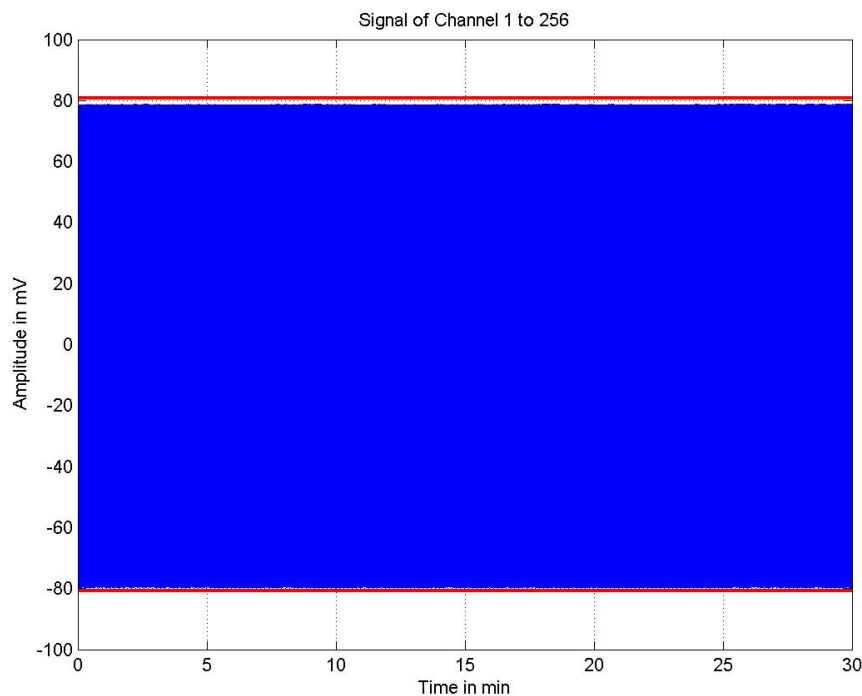


Abbildung 3.19: Test L) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Für eine Dauer von 30 Minuten ist keine Überschreitung der Grenzwerte aufgetreten.

Test M) Spikes

Im Folgenden sind nur die Ergebnisse für eine Abtastrate von 256 Hz dargestellt – die anderen Abtastraten zeigen ähnliche Ergebnisse. Das aufgezeichnete Rauschen wird im Zeitbereich (Abbildung 3.20 oben) auf das absolute Maximum und Minimum untersucht und beide Werte addiert, um die maximale Spike-Amplitude zu berechnen (Tabelle A.13 im Anhang). Diese darf den in rot eingezeichneten Grenzwert nicht überschreiten (Abbildung 3.20 unten).

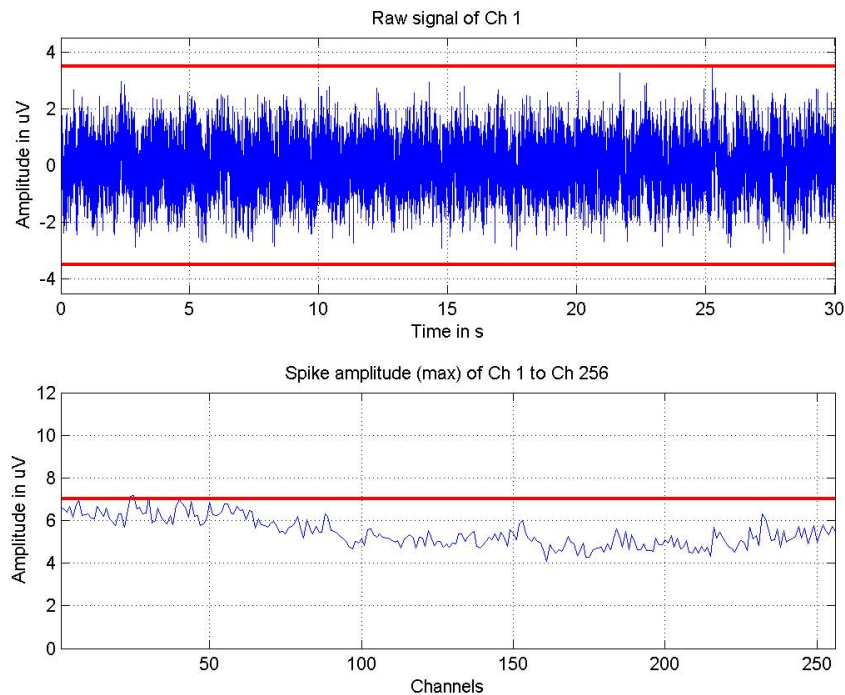


Abbildung 3.20: Digitalisiertes Rauschen (Kanal 1) als Funktion der Zeit (oben) sowie die maximale Spike-Amplitude als Funktion der Kanalnummer (unten), Abtastrate 256 Hz. Als rote Linie(n) sind die nicht zu überschreitenden Grenzen eingezeichnet.

Test N) Internes Signal

Das aufgezeichnete interne Testsignal wird zur optischen Kontrolle als Funktion der Zeit in einem Diagramm dargestellt (Abbildung 3.21). Die berechneten Parameter Frequenz, Amplitude und Offset zeigt Tabelle A.14 im Anhang.

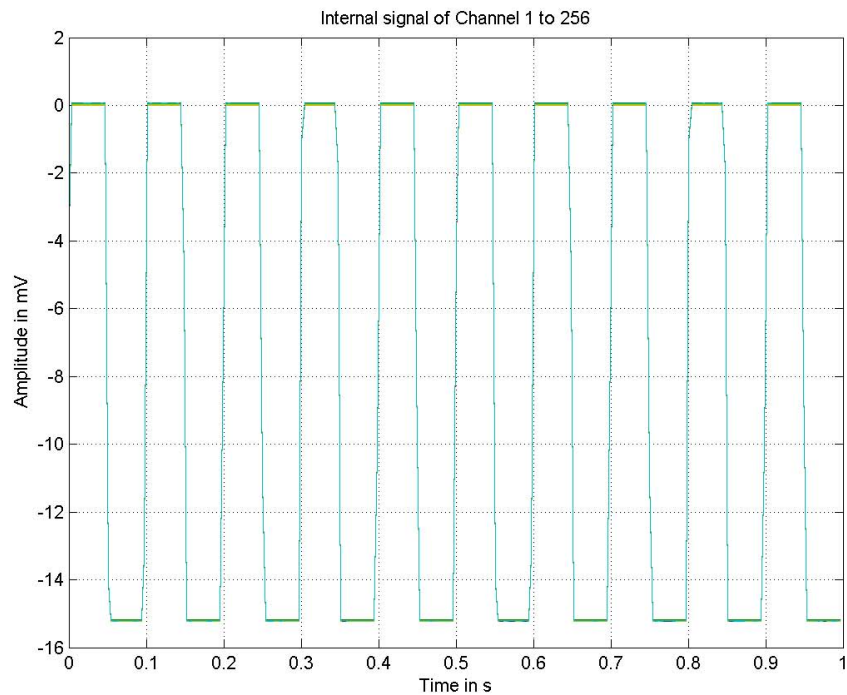


Abbildung 3.21: Internes Testsignal als Funktion der Zeit (Rechtecksignal: Amplitude = 7,5 mV, Offset = -7,5 mV, Frequenz = 10 Hz)

Test O) 5Vdc

Die vom Mikrokontroller gemessene Spannung (Tabelle A.15 im Anhang) darf für ein positives Testergebnis den roten Grenzwert nicht unterschreiten (Abbildung 3.22).

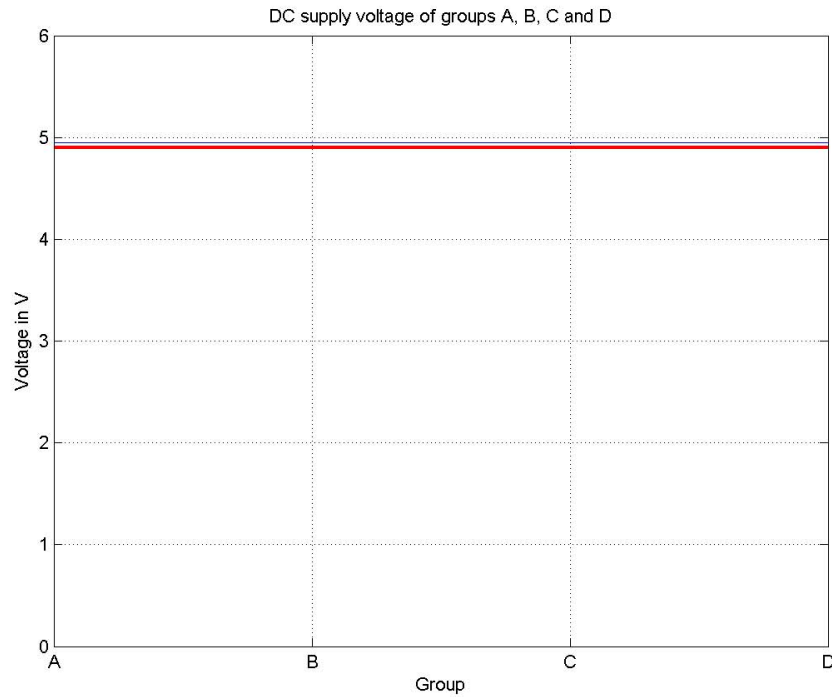


Abbildung 3.22: Die an den frontseitigen 5 Vdc Buchsen gemessene Spannung als Funktion der Gruppe bei einer Belastung mit 30 mA. Die rote Grenzlinie markiert die nicht zu unterschreitende Grenze von 4.9 V

4 Diskussion

4.1 Hardware

Die realisierte Hardware des Testadapters erfüllt die an sie gestellten Anforderungen. Alle geforderten Zustände an den analogen und digitalen Eingängen sind programmatisch einstellbar. Im Zuge der Realisierung der Tests konnten keine groben Versäumnisse oder Schwächen festgestellt werden. Lediglich für eine Chip-Select Leitung (#CS1_8 für den DAU) wurde versehentlich ein falscher PIN (RC4) am Mikrokontroller verwendet – dieser Pin ist SDI1 (serieller Dateneingang des SPI-Moduls 1) und kann bei Verwendung des SPI-Moduls nicht als digitaler Ausgang verwendet werden.

Es wäre nicht unbedingt notwendig, die Anschlüsse für die beiden digitalen Eingänge sowie den HOLD am Testadapter als Buchsen zu realisieren. Eine Möglichkeit wäre die fixe Verlotung von Kabeln, die am gegenüberliegenden Ende die passenden Stecker für die Verstärker-Buchsen führen. Die Kabel könnten dann an der Stirnseite das Gehäuse verlassen, sodass ein Abnehmen des Deckels noch möglich wäre. Für die durchgeführte Realisierung mit Buchsen spricht hingegen die vielseitigere Einsetzbarkeit des Testadapters, da die 5V-Triggerausgänge mit entsprechenden Kabeln auch mit anderen Geräten verbunden werden könnten.

Nach dem Zusammenbau ist eine Kalibrierung von Offset und Verstärkung des Testsignals notwendig, damit die in den Einzeltests getroffenen Einstellungen bei jedem neu aufgebauten Testadapter das gleiche Testsignal zur Folge haben. Diese einmalig notwendige Kalibrierung des Testsignals erfolgt mittels zweier Feingang-Potentiometer.

Die Funktion der 512 Kanalschalter des Testadapters lässt sich mit der Selbsttestfunktion im GUI überprüfen (siehe Abschnitt 3.2.1). Unter Zuhilfenahme von „Test D) Übersprechen“ und einem Biopotentialverstärker kann die korrekte Testsignalerzeugung sowie -verschaltung geprüft sowie eventuell kurzgeschlossene Kanäle identifiziert werden. Ein zusätzlich erzeugtes Rauschen, Netzeinkopplungen oder eine mögliche Vergrößerung des Übersprechens im Testadapter kann als unkritisch betrachtet werden, da es sich um Tests für die interne Qualitätssicherung und nicht um solche zur Ermittlung von Datenblattwerten des Verstärkers handelt. Lediglich bei den beiden Tests „F) Rauschen“ und „M) Spikes“ sollten Kurzschlussstecker verwendet werden, um zu starke Netzeinkopplungen in die langen Zuleitungskabel zu verhindern, die die Testergebnisse maßgeblich beeinflussen.

Der extra für den 256-Kanal Verstärker entwickelte Testadapter sollte auch die Möglichkeit bieten, einen bereits bestehenden 16-Kanal Verstärker automatisiert testen zu können. Dabei wurde im Hardware-Entwurf sowohl der abweichend realisierten Eingangsstufe (REF und GND) als auch der Impedanzmessung Rechnung getragen. Die korrekte Umsetzung wurde durch beispielhafte Programmierung einzelner Tests überprüft.

Die Hardware des Testadapters erlaubt somit das Testen bereits bestehender als auch zukünftiger Geräte und ist somit vielseitig einsetzbar. Ein vereinfachter Einsatz als externer Singalgenerator zum Testen der Signalkette wäre denkbar, wobei die gespeisten Kanäle mit einfachen Matlab-Funktionen individuell gewählt werden können. Da die Schnittstelle zwischen PC und Testadapter bereits über eine in C implementierte MEX-Funktion erfolgt, könnte sehr einfach ein C-API für die gesamte Steuerung des Testadapters programmiert werden – als Pendant zu den existierenden Matlab-Funktion. Damit könnte der Testadapter zusammen mit dem C-API des Verstärkers für Testzwecke genutzt werden.

4.1.1 Platinen

Das Design der Platine gestaltete sich als schwierig, da aufgrund der Forderung nach kompakten Abmessungen des Gehäuses der Platz äußerst eingeschränkt war. Die Platine wurde mit 4 Lagen entworfen, wodurch viel Platz an den Oberflächen von der Vielzahl an Leiterbahnen benötigt wurde und nicht mehr für die Platzierung von Bauteilen zur Verfügung stand.

Die Platine bietet die Möglichkeit zum Einbau eines Schalters, der, direkt nach der USB-Buchse geschaltet, die Stromzufuhr der gesamten Schaltung unterbrechen und somit einen Reset des Mikrokontrollers bei unklarem Verhalten hervorrufen würde. Dieser Schalter wurde im ersten Prototyp nicht eingebaut, könnte aber auf Wunsch jederzeit nachgerüstet werden.

Ähnlich verhält es sich mit der Möglichkeit, sowohl am Multiplexer 1 als auch am Multiplexer 2 ein externes Signal einzuspeisen, falls das intern generierte Testsignal gewissen Anforderungen nicht entsprechen sollte. Auch diese Möglichkeit wurde im Prototyp nicht realisiert, da zum Zeitpunkt dieser Arbeit keine Notwendigkeit für ein extern eingespeistes Signal bestand. Wie auch der Schalter können die dafür vorgesehene Buchsen (1,5 mm Sicherheitsbuchsen) jederzeit nachträglich eingebaut werden.

4.1.2 Gehäuse

Das Gehäuse erfüllt den Wunsch nach kompakten Abmessungen. Die Bearbeitung erfolgte manuell. Da alle Gehäuse-Modifikationen als CAD-Daten vorliegen könnte dieses bereits vom Hersteller professionell bearbeitet geordert werden.

4.2 Software

4.2.1 Allgemeines

Die in der Beschreibung der implementierten Testfunktionen angegebenen Grenzwerte (Abschnitt 2.2.3) sind jene, die vom Verfasser zum Zeitpunkt dieser Arbeit aufgrund erster Messergebnisse und Erfahrungen gewählt wurden. Es ist durchaus denkbar, dass einige dieser Grenzen zu streng oder möglicherweise auch zu locker gewählt wurden. Die ersten Testergebnisse sollen als Grundlage herangezogen werden, um die Grenzwerte iterativ den Eigenschaften der Verstärker anzupassen. Die Grenzwerte müssten so gewählt werden, dass einwandfreie Verstärker unter Berücksichtigung individueller Bauteiltoleranzen die Tests problemlos bestehen, Funktionsfehler aber sicher erkannt und daraus resultierende Handlungen gesetzt werden können.

4.2.2 Einzeltests

Test A) Kalibrierung

Die Kalibrierung des Verstärkers wird als erstes geprüft. Ein nicht kalibrierter Verstärker würde bei allen weiteren Tests, abgesehen von den digitalen Eingängen, nur negative Bewertungen erhalten – der Test sollte an dieser Stelle abgebrochen werden.

In Abbildung 3.9 bewegen sich Skalierung und Offset innerhalb der erlaubten Grenzen – der Verstärker ist ordnungsmäßig kalibriert.

Die Bauteil-Eigenschaften der Eingangstufe sind teilweise stark abhängig von der Temperatur. Deswegen sollte die werksseitige Kalibrierung des Verstärkers erst nach Erreichen der Betriebstemperatur erfolgen. Messungen haben gezeigt, dass dieser Zustand nach etwa 30 Minuten erreicht ist.

Test B) Impedanzmessung

Der Test prüft nicht den Impedanz-Algorithmus des Verstärkers, der das gleichzeitige Messen von bis zu 256 Elektrodenimpedanzen ermöglicht. Dieser wurde während der Entwicklung mehrfach getestet und muss nicht bei jedem Gerät nachgeprüft werden. Vielmehr wird an jedem einzelnen Kanal die für die Impedanzmessung notwendige Beschaltung auf korrekte Bestückung getestet, da andernfalls eine Elektrodenimpedanzbestimmung nicht möglich wäre.

Die Messung ist sehr stark von den Toleranzen der Bauteile abhängig, wie aus der Streuung der Testergebnisse ersichtlich ist (Abbildung 3.10). Die Verwendung von Bauteilen mit geringeren Toleranzen müsste hier eine Verbesserung bringen. Fünf Kanäle (81, 129, 148, 188, 225) zeigen eine leichte Überschreitung des oberen Grenzwertes. Daraus lässt sich schließen,

dass die Eingangsbeschaltung zwar richtig bestückt, ein Bauteil aber möglicherweise zu ungenau ist. Eine fehlerhafte Bestückung würde sich in einem nicht messbaren Impedanzwert äußern, wie dies beispielhaft in Abbildung 4.1 aufgezeigt ist.

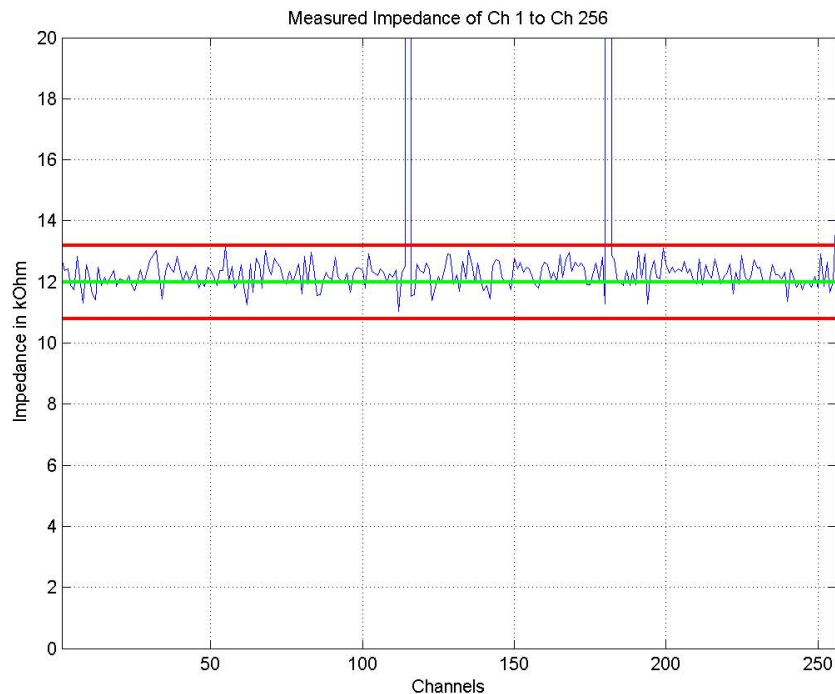


Abbildung 4.1: Test B) Berechnete Impedanz als Funktion der Kanalnummer. Erkennbar ist die Streuung der Ergebnisse, für die Bauteiltoleranzen der Kanalbeschaltung verantwortlich gemacht werden können. Zwei Kanäle zeigen eine nicht messbare Impedanz, was auf eine fehlerhafte Bestückung der Kanalbeschaltung schließen lässt.

Test C) Phasendifferenz

Abbildung 3.11 zeigt keine berechneten Ergebnisse sondern rein das digitalisierte Testsignal, wie es vom Verstärker aufgezeichnet wurde, als Funktion der Zeit. Die roten Grenzl意思ien markieren nur den betragsmäßig oberen Grenzwert des nicht zu verlassenden Wertebereiches und dienen nur als grobe Orientierungshilfe. Trotzdem lässt sich auf einen Blick feststellen, dass alle Kanäle amplituden- und phasenrichtig aufgezeichnet haben.

Der Test könnte beispielsweise durch die zusätzliche grafische Darstellung der berechneten Amplitude als Funktion der Kanalnummer erweitert werden.

Test D) Übersprechen

Die 256×256 -Matrix mit dem berechneten Übersprechen aller Kanäle wird aufgrund ihrer Größe in eine eigene HTML-Datei geschrieben und kann, wenn notwendig, im Browser-

Fenster untersucht werden – das Ausdrucken auf Papier ist praktisch nicht sinnvoll.

Das berechnete Übersprechen der gespeisten Kanäle auf sich selbst ergibt 0 dB, weshalb die Übersprechen-Matrix in der Hauptdiagonale ausschließlich Nullen aufweisen muss. Auf alle anderen Kanäle darf das Übersprechen -70 dB nicht überschreiten. Abbildung 3.12 zeigt das maximale Übersprechen der Kanäle als Funktion der Kanalnummer. Dieses bewegt sich bei dem getesteten Verstärker weit unter dem gewählten Grenzwert. Es wäre zu überlegen diesen eventuell auf -80 oder -90 dB abzusenken.

Test E) HOLD

Abbildung 3.13 zeigt deutlich die Auswirkung der Triggerung des HOLD auf das digitalisierte Zeitsignal. Um sicherzustellen, dass das Testsignal ordnungsgemäß eingespeist wurde, wird dieses vor und nach der Aktivierung des HOLD (Phase 1 und 3) mit den Kriterien aus Test C) bewertet. Ein aktivierter HOLD zeichnet sich durch das Konstanthalten des letzten Abtastwertes aus.

Test F) Rauschen

Vier Kanäle (24, 25, 152, 222) überschreiten leicht den festgelegten Grenzwert für den Effektivwert des Rauschens zwischen 1 und 30 Hz (Abbildung 3.14 (a)). Je nach Größe der Überschreitung muss entschieden werden, welche Handlung aus dem Testergebnis resultiert. Ist die Überschreitung eventuell so klein, dass nach weiterer Begutachtung diese als tolerierbar eingestuft werden kann oder müssen Bauteile der Eingangsstufe getauscht werden? Die modulare Bauweise des Verstärkers ermöglicht es, Teile der Eingangsstufe in Gruppen zu je 16 Kanälen zu ersetzen. Ist die Überschreitung anschließend verschwunden so kann die Ursache des Rauschens definitiv einem schlechten Bauteil angelastet werden.

Der Effektivwert des Rauschens ist der einzige Parameter der das Testergebnis bestimmt. Die „äquivalente spektrale Rauschspannungsdichte¹“, Histogramme und Kurtosis dienen nur der zusätzlichen manuellen Beurteilung (Abbildung 3.14 (b) und 3.15).

Ein Histogramm ermöglicht die grafische Veranschaulichung einer Häufigkeitsverteilung, wobei auf der Abszisse die Kategoriegrenzen bzw. die Messwerte und auf der Ordinate die Häufigkeiten aufgetragen werden. [1] Das Histogramm der Rauschamplituden sollte normalverteilt um den Mittelwert sein, wobei dieser dem Offset des Kanals entsprechen müsste. Eine Abweichung von der idealisierten Normalverteilung kann optisch beurteilt werden. Eine schiefe oder zweigipflige Verteilung deutet auf eine zusätzliche Rauschquelle bzw. einen fehlerhaften Kanal hin. Ein weiterer Parameter um die Abweichung der realen Verteilung von der Normalverteilung zu beurteilen ist die Kurtosis. Die Kurtosis (Wölbung) ist ein Maß dafür, wie spitz- oder flachgipflig eine Häufigkeitsverteilung ist und berechnet sich nach

¹Diese dient als Vergleichsparameter mit firmeninternen Erfahrungswerten von anderen Verstärkern.

Gleichung (4.1) als Summe der Abweichung der einzelnen Werte vom Mittelwert in der vierten Potenz normiert auf die Standardabweichung in der vierten Potenz. Die Kurtosis einer Normalverteilung hat den Wert 3. [3] Dieser ist in Abbildung 3.15 als rote Referenzlinie hervorgehoben.

$$\beta_2 = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^k f_i(x_i - \hat{x})^4}{\sigma^4} \quad (4.1)$$

Die Abweichung der Kurtosis von der Kurtosis der Normalverteilung wird als Exzess bezeichnet.

Test G) Digitale Eingänge

Die Kodierung der 16 digitalen Eingänge erfolgt in einem 32 Bit breiten Float-Wert. In Abbildung 3.16 ist erkennbar, wie die digitalen Eingänge nacheinander für fünf Sekunden aktiviert und wieder deaktiviert wurden. Jeder Eingang zeigt den erwarteten Wert am Kanal 257. Sind nur N Kanäle für die Aufnahme aktiviert, so werden die digitalen Eingänge am (N+1)-ten Kanal übertragen.

Test H) Bipolare Ableitung

Bipolare Ableitungen sind beispielsweise für EMG- und EKG-Messungen gewünscht. Dies wird vom Verstärker nicht schaltungstechnisch in der Eingangsstufe, sondern rechnerisch im DSP realisiert. Der Vorteil besteht in der Flexibilität, da jederzeit beliebige Kanäle bipolar verrechnet werden können.

Zwei Kanäle (187, 188) zeigen eine Überschreitung des Grenzwertes (Abbildung 3.17). In den vorangegangenen Test konnte an diesen Kanälen keine Auffälligkeiten entdeckt werden. Eventuell müsste der Test wiederholt werden um eine mögliche Störeinkopplung während der Datenaufnahme auszuschließen.

Test I) Timing

Die Ausführungsdauer aller API-Funktionen liegt unter dem festgelegten Grenzwert. Wie in Tabelle 3.1 ersichtlich dauert das Starten und Stoppen sowie das Öffnen des Verstärkers mit Abstand am längsten, die Zeit zum Setzen des Puffers hingegen liegt unter der Messgrenze.

Test J) Hold Kommando

Das HOLD Kommando dient der Aktivierung bzw. Deaktivierung der HOLD-Funktion. In Abbildung 3.18 ist deutlich die Auswirkung des HOLD Kommandos in den dargestellten Zeitsignalen zu sehen. Das obere Diagramm zeigt, dass die digitalisierten Daten bei deaktivierter HOLD-Funktion keinerlei Beeinflussung durch den getriggerten HOLD zeigen. Im unteren

Diagramm hingegen ist deutlich dessen Einfluss bei aktivierter HOLD-Funktion erkennbar (vergleiche auch Test E)).

Test K) Fehlermeldung

Die Fehlermeldung *"Data lost event occurred!"* weist den Benutzer hin, dass er eine zur Abtastrate nicht mögliche Puffergröße gewählt hat. Die Zuordnung der erlaubten Puffergrößen zu den Abtastraten sind dem Handbuch des Verstärkers zu entnehmen.

Test L) Drift

In Abbildung 3.19 ist zu erkennen, dass das digitalisierte Signal für eine Dauer von 30 Minuten innerhalb der beschriebenen Grenzen blieb. Eine Überschreitung würde hingegen bedeuten, dass ein Bauteil der Eingangsstufe eine zu starke Temperaturabhängigkeit zeigt oder eine schlechte elektrische Verbindung zur Masse besteht. In beiden Fällen wären Untersuchungen der Hardware erforderlich.

Test M) Spikes

Drei Kanäle (24, 25, 30) zeigen eine leichte Überschreitung des Grenzwertes (Abbildung 3.20 unten). Interessant ist die Beobachtung, dass die maximalen Spikeamplituden der ersten 64 Kanäle höher ist als jene der darauffolgenden. Dies entspricht genau der ersten Kanal-Gruppe am ersten Stecker. Wenn es sich hier um eine zulässige Eigenschaft der ersten Gruppe handelt, müsste der Grenzwert dementsprechend nach oben korrigiert werden.

Test N) Internes Signal

Das zur optischen Beurteilung in Abbildung 3.21 dargestellte interne Testsignal zeigt die erwarteten Attribute (Amplitude: 7,5 mV, Offset: -7,5 mV, Frequenz: 10 Hz). Das Testsignal dient zum Testen der Signalkette Verstärker – PC – Software ohne der Notwendigkeit eines externen Signalgenerators. Das am Signal-GND aktivierte interne Signal kann durch Kurzschließen in den gewünschten Kanal eingespeist werden.

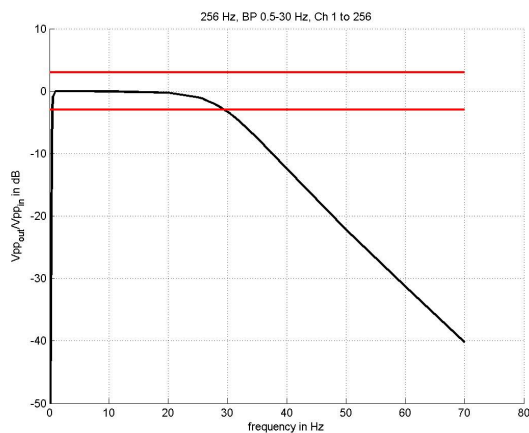
Test O) 5Vdc

Die vier an der Front des Verstärkers mit 5 Vdc gekennzeichneten Buchsen liefern eine medizintechnisch vom Netz getrennte Spannung mit 5 V bei einer Belastbarkeit von je 30 mA. In Abbildung 3.22 ist ersichtlich, dass alle Buchsen Spannungen größer 4,9 V bei der geforderten Belastbarkeit zur Verfügung stellen. Verwendet werden kann diese Spannung zum Betreiben von dafür vorgesehenem Zubehör.

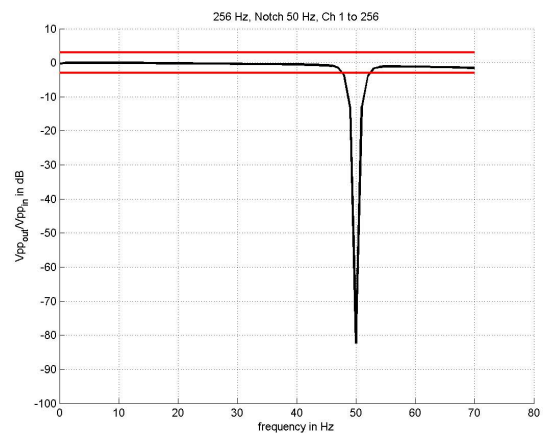
4.3 Schlussfolgerung

Die entwickelte Testumgebung dient nicht zum Finden der Spezifikationen des Verstärkers, sondern dient der Qualitätssicherung. Die erfolgreiche Identifikation von Fehlern in der Hard- und Firmware – des zum Zeitpunkt dieser Arbeit noch in der Entwicklung befindlichen Verstärkers – hat die Funktion der realisierten Testumgebung (Testadapter und Testprogramm) bestätigt.

Der modulare Aufbau der Test-Software mittels zentralem Testprogramm zum Aufrufen der Einzeltests ermöglicht es, die Testumgebung problemlos mit neuen Tests zu erweitern oder bestehende zu ersetzen. Beispielsweise lässt sich die Aufnahme von Bodediagrammen zum Veranschaulichen der korrekten Funktionsweise der am DSP implementierten digitalen Filter mit dem Testsignalgenerator des Testadapters sehr einfach realisieren und wurde exemplarisch bereits implementiert (Abbildung 4.2).



(a) Bandpass 0,5 - 30 Hz, Abtastrate 256 Hz



(b) Notch 50 Hz, Abtastrate 256 Hz

Abbildung 4.2: Mit der Testumgebung (Testadapter und Testprogramm) automatisiert erstellte Bodediagramme aller 256 Kanäle

Zusammen mit dem vielseitig einsetzbaren Testadapter kann die Testumgebung mittels kleiner Modifikationen zum Testen bestehender, als auch zukünftiger Geräte verwendet werden.

5 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es, einen PC-gesteuerten Messplatz zu entwickeln, der die Funktionen und Eigenschaften eines neuen Vielkanal-Biopotentialverstärkers der Firma *g.tec (g.tec medical engineering GmbH, Schiedlberg, Österreich)* automatisiert überprüft, Abweichungen von den geforderten Spezifikationen feststellt und die Testergebnisse dokumentiert.

Zu diesem Zweck wurde ein Testadapter entwickelt, der es ermöglicht, die analogen und digitalen Eingänge des Verstärkers mit den für die Tests notwendigen Signalen PC-gesteuert zu beschalten. Im Hardware-Entwurf wurde die elektronische Schaltung und die Leiterplatte entworfen.

Im Software-Entwurf wurde ein Interface programmiert, mit dem der Testadapter vom PC gesteuert werden kann. Weiters wurden Testroutinen entwickelt, mit denen die Funktionalität des Verstärkers sowie die Einhaltung dessen Spezifikationen automatisiert überprüft und in einem Testreport dokumentiert werden.

Die erfolgreiche Identifikation von Fehlern in der Hard- und Firmware, des zum Zeitpunkt dieser Arbeit noch in der Entwicklung befindlichen Verstärkers, hat die Funktionstauglichkeit der realisierten Testumgebung (Testadapter und Testprogramm) bestätigt.

Der modulare Aufbau der Test-Software ermöglicht es auf einfache Weise, die bestehende Testumgebung durch weitere Tests zu erweitern oder bestehende zu ersetzen. Zusammen mit dem vielseitig einsetzbaren Testadapter könnte die Testumgebung mittels kleiner Modifikationen zum Testen bestehender, als auch zukünftiger Geräte verwendet werden.

A Anhang

A.1 Listings

Listing A.1: Parameter des seriellen Portobjektes

```
s = serial('COM1');
set(s)
    ByteOrder: [ {littleEndian} | bigEndian ]
    BytesAvailableFcn
    BytesAvailableFcnCount
    BytesAvailableFcnMode: [ {terminator} | byte ]
    ErrorFcn
    InputBufferSize
    Name
    OutputBufferSize
    OutputEmptyFcn
    RecordDetail: [ {compact} | verbose ]
    RecordMode: [ {overwrite} | append | index ]
    RecordName
    Tag
    Timeout
    TimerFcn
    TimerPeriod
    UserData
    SERIAL specific properties:
    BaudRate
    BreakInterruptFcn
    DataBits
    DataTerminalReady: [ {on} | off ]
    FlowControl: [ {none} | hardware | software ]
    Parity: [ {none} | odd | even | mark | space ]
    PinStatusFcn
    Port
    ReadAsyncMode: [ {continuous} | manual ]
    RequestToSend: [ {on} | off ]
    StopBits
    Terminator
```

A.2 Software

A.2.1 Testergebnisse

Test A) Kalibrierung

Tabelle A.1: Test A) Vom Verstärker eingelesenen Werte der Kalibrierung (Skalierung und Offset)

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Scaling	1.000	1.008	1.000	1.007	0.998	1.005	1.001	1.005
Offset in uV	30.807	74.960	102.403	-14.432	65.264	68.943	-22.799	5.703

Test B) Impedanzmessung

Tabelle A.2: Test B) Berechnete Impdanzwerte

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Impedance in kOhm	12.7	12.2	11.9	12.6	12.7	12.0	12.1	12.2

Test C) Phasendifferenz

Tabelle A.3: Test C) Ermittelte Amplitude und Phasenverschiebung des eingespeisten Testsignals

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Amplitude in mV	4.99	4.99	4.99	4.99	4.99	4.99	4.99	4.99
Phase in °	-15.76	-15.76	-15.76	-15.76	-15.76	-15.76	-15.76	-15.76

Test D) Übersprechen

Tabelle A.4: Test D) Übersprechen in dB

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Ch1	0000.00	-114.75	-114.16	-114.09	-114.23	-114.11	-114.34	-114.09
Ch2	-116.54	0000.00	-108.07	-106.37	-106.39	-106.03	-106.12	-105.78
Ch3	-115.62	-109.18	0000.00	-106.69	-105.98	-103.66	-103.42	-102.15
Ch4	-114.75	-107.67	-107.13	0000.00	-100.34	-098.79	-098.61	-098.10
Ch5	-115.98	-112.59	-112.13	-108.11	0000.00	-112.32	-112.78	-114.73
Ch6	-115.64	-106.85	-105.68	-099.99	-099.69	0000.00	-096.40	-095.50
Ch7	-116.24	-109.60	-108.82	-103.67	-103.37	-099.69	0000.00	-099.83
Ch8	-112.96	-106.32	-105.34	-099.51	-099.01	-096.41	-096.41	0000.00

Tabelle A.5: Test D) Maximales Übersprechen der Kanäle sowie betroffener Kanal

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
max crosstalk in dB	-113.60	-105.78	-102.07	-98.10	-107.10	-95.47	-99.25	-94.77
to channel	10.00	8.00	9.00	8.00	12.00	9.00	10.00	9.00

Test E) HOLD

Tabelle A.6: Test E) Berechnete Amplitude vor und nach der Triggerung des HOLD sowie erste Ableitung des Signals während der Aktivierung

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Amplitude in mV (HOLD off)	4.976	4.976	4.977	4.976	4.977	4.977	4.976	4.976
deviation in uV (HOLD on)	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
Amplitude in mV (HOLD off)	4.978	4.978	4.978	4.977	4.978	4.978	4.977	4.977

Test F) Rauschen

Tabelle A.7: Test F) Effektivwert des Rausches (Median, Minimum, Maximum) und „äquivalente spektrale Rauschspannungsdichte“ (Median) zwischen 1 und 30 Hz sowie die berechnete Kurtosis der Histogramme, Abtastrate 1200 Hz

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Noise RMS in uV (median)	0.427	0.423	0.413	0.411	0.417	0.425	0.430	0.441
Noise RMS in uV (min)	0.406	0.411	0.407	0.410	0.411	0.421	0.407	0.429
Noise RMS in uV (max)	0.443	0.450	0.453	0.454	0.451	0.461	0.457	0.465
Kurtosis	3.136	3.119	3.111	3.093	3.057	3.070	3.036	3.049
Noise floor RMS in nV/Hz⁻¹	79.353	78.616	76.698	76.409	77.387	78.879	79.838	81.881

Test G) Digitale Eingänge

Tabelle A.8: Test G) Die am Kanal 257 erfasste Kodierung der digitalen Eingänge

DIn	DI 1	DI 2	DI 3	DI 4	DI 5	DI 6	DI 7	DI 8
value	1	2	4	8	16	32	64	128

Test H) Bipolare Ableitung

Tabelle A.9: Test H) Die nach der bipolaren Verrechnung resultierenden Amplituden

Ch. Num.	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Ampl. in uV	8.75e-002	8.75e-002	9.34e-001	9.34e-001	7.62e-002	7.62e-002	2.25e-001	2.25e-001

Test J) Hold-Kommando

Tabelle A.10: Test J) Berechnete Amplitude vor, nach und während der Triggierung des HOLD

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Amplitude in mV (HOLD off)	4.979	4.979	4.980	4.979	4.980	4.980	4.979	4.979
deviation in uV (HOLD on)	4.981	4.980	4.981	4.980	4.981	4.981	4.980	4.980
Amplitude in mV (HOLD off)	4.979	4.979	4.979	4.978	4.979	4.979	4.978	4.978

Tabelle A.11: Test J) Berechnete Amplitude vor und nach der Triggierung des HOLD sowie erste Ableitung des Signals während der Aktivierung

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Amplitude in mV (HOLD off)	4.979	4.979	4.980	4.979	4.980	4.980	4.979	4.979
deviation in uV (HOLD on)	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
Amplitude in mV (HOLD off)	4.981	4.981	4.982	4.981	4.981	4.982	4.981	4.980

Test L) Drift

Tabelle A.12: Test L) Maximaler und minimaler Wert des Zeitsignals

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
min. Amplitude in mV	-79.637	-79.633	-79.644	-79.625	-79.643	-79.661	-79.636	-79.650
max. Amplitude in mV	78.723	78.738	78.744	78.699	78.735	78.738	78.715	78.713

Test M) Spikes

Tabelle A.13: Test M) Maximale Spike-Amplitude des Zeitsignals, Abtastrate 256 Hz

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
max. spike amplitude in μV	6.586	6.567	6.379	6.654	6.167	6.753	6.988	6.222

Test N) Internes Signal

Tabelle A.14: Test N) Berechnete Parameter des Testsignals

Channel Number	CH 1	CH 2	CH 3	CH 4	CH 5	CH 6	CH 7	CH 8
Frequency in Hz	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00
Amplitude in mV	7.60	7.60	7.60	7.60	7.60	7.60	7.60	7.60
Offset in mV	-7.62	-7.62	-7.62	-7.62	-7.62	-7.62	-7.62	-7.62

Test O) 5 Vdc

Tabelle A.15: Test O) Die gemessene Spannung der 5 Vdc Buchsen als Funktion der Gruppe

Group	A	B	C	D
Voltage in V	4.95	4.95	4.95	4.95

A.3 Matlab Funktionsbibliothek

findTestAdapter

Beschreibung

Durchsucht die COM-Ports des Computers nach dem angeschlossenen Testadapter.

Aufruf

```
comPort = findTestAdapter;
```

Übergabe-Parameter

keine

Rückgabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

Beispiel

```
comPort = findTestAdapter;
```

checkHW

Beschreibung

Fragt die ID des angeschlossenen Testadapters ab.

Aufruf

```
[result ID] = checkHW(comPort);
```

Übergabe-Parameter

comPort ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

Rückgabe-Parameter

result ... das Ergebnis des Verbindungsversuchs (0 oder 1)

ID ... die ID der angeschlossenen Testbox

Beispiel

```
[ergebnis ID] = checkHW('COM17');
```

modifyConfig

Beschreibung

Ändert in der übergebenen Konfigurationsdatei des Verstärkers die Seriennummer sowie die Abtastrate, passt die Puffergröße an die Abtastrate an und speichert die temporäre Konfigurationsdatei.

Aufruf

```
modifyConfig(gPROTOampSerial,fsample,configuration);
```

Übergabe-Parameter

`gPROTOampSerial` ... die Seriennummer des Verstärkers als String der Form 'PA-2011.06.00'

`fsample` ... die Abtastrate des Verstärkers

`configuration` ... der Dateiname der zu verändernden Konfigurationsdatei als String der Form 'config.xml'

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
modifyConfig('PA-2011.06.00',256,'gPROTOamp.xml');
```

generateArrays

Beschreibung

Erzeugt zwei mit Null initialisierte Arrays zum Konfigurieren der Kanalschalter des Testadapters.

Aufruf

```
[array1,array2] = generateArrays(NumOfSwitches);
```

Übergabe-Parameter

NumOfSwitches ... die Anzahl der Kanalschalter des Testadapters je Signalleitung

Rückgabe-Parameter

array1 ... ein mit Null initialisiertes Array der Länge 'NumOfSwitches'

array2 ... ein mit Null initialisiertes Array der Länge 'NumOfSwitches'

Beispiel

```
[array1,array2] = generateArrays(256);
```

SendToAdapter

Beschreibung

Schickt die Konfiguration eines SPI-Bausteins an den Testadapter.

Aufruf

```
SendToAdapter(comPort,SPI,Slave,Bytes,Array);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`SPI` ... der zu beschreibende SPI-Bus (1)

`Slave` ... der Slave, der den Bitstrom erhalten soll (1 oder 2)

`Bytes` ... die Länge des Arrays in Byte

`Array` ... Array mit dem Bitstrom

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
SendToAdapter(comPort,1,1,32,array1);
```

SetAnalogOutput

Beschreibung

Konfiguriert den Signalgenerator des Testadapters auf ein Sinussignal mit 5 mV und angegebener Frequenz.

Aufruf

```
SetAnalogOutput(comPort,frequency);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`frequency` ... die Frequenz des sinusförmigen Testsignals (0 - 1000 Hz)

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
SetAnalogOutput('COM17',10);
```


SetAnalogOutput2

Beschreibung

Konfiguriert den Signalgenerator des Testadapters auf ein Sinussignal mit angegebener Frequenz, Amplitude und Nullpunktverschiebung.

Aufruf

```
SetAnalogOutput2(comPort,frequency,amplitude,offset);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`frequency` ... die Frequenz des sinusförmigen Testsignals (0 - 1000 Hz)

`amplitude` ... die Amplitude des sinusförmigen Testsignals (0 - 255)

`offset` ... die Nullpunktverschiebung des sinusförmigen Testsignals (0-4095)

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
SetAnalogOutput2('COM17',10,2,2048);
```

SetAnalogOutput_Drift

Beschreibung

Konfiguriert den Signalgenerator des Testadapters auf ein Sinussignal mit 80 mV und angegebener Frequenz

Aufruf

```
SetAnalogOutput_Drift(comPort,frequency)
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`frequency` ... die Frequenz des sinusförmigen Testsignals (0 - 1000 Hz)

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
SetAnalogOutput_Drift('COM17',10);
```

configCOM1

Beschreibung

Legt die gewünschte Signalquelle auf die erste gemeinsame Leitung der Kanalschalter

Aufruf

```
configCOM1(comPort,source)
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`source` ... die Signalquelle: Testsignal('WFG'), extern 1 ('EXT1'), 3.3 V ('VDD'), 5.1 k Ω ('R1') oder Signal-GND ('GND')

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
configCOM1('COM17','WFG');
```

configCOM2

Beschreibung

Legt die gewünschte Signalquelle auf die zweite gemeinsame Leitung der Kanalschalter

Aufruf

```
configCOM2(comPort,source)
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`source` ... die Signalquelle: Analog in 1 ('ADC1'), extern 2 ('EXT2'), Analog in 2 ('COMP'), 22.2 k Ω ('R2'), Impedanz ('Z') oder Signal-GND('GND')

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
configCOM1('COM17', 'ADC1');
```

RecordDataWithSimulink

Beschreibung

Konfiguriert das Simulink-Modell, startet die Aufnahme und liefert nach dessen erfolgreicher Beendigung die Matrix mit den digitalisierten Daten als Rückgabeparameter.

Aufruf

```
Data = RecordDataWithSimulink(gPROTOampSerial,time,configuration)
```

Übergabe-Parameter

`PROTOampSerial` ... die Seriennummer des Verstärkers als String der Form 'PA-2011.06.00'

`time` ... die Aufnahmedauer in Sekunden als String

`configuration` ... der Dateiname der zu verwendenden Konfigurationsdatei des Verstärkers als String der Form 'config.xml'

Rückgabe-Parameter

`Data` ... die digitalisierten Daten als Matrix (Spalten: Kanäle, Zeilen: Abtastzeiten).

Beispiel

```
Data = RecordDataWithSimulink('PA-2011.06.00', '10', 'gPROTOamp.xml');
```

RecordDataWithSimulink2

Beschreibung

Konfiguriert das Simulink-Modell und startet die Aufnahme – die digitalisierten Daten werden aber nicht als Rückgabeparameter bereitgestellt.

Aufruf

```
Data = RecordDataWithSimulink2(gPROTOampSerial,time,configuration)
```

Übergabe-Parameter

`PROTOampSerial` ... die Seriennummer des Verstärkers als String der Form 'PA-2011.06.00'

`time` ... die Aufnahmedauer in Sekunden als String

`configuration` ... der Dateiname der zu verwendenden Konfigurationsdatei des Verstärkers als String der Form 'config.xml'

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
RecordDataWithSimulink2('PA-2011.06.00','10','gPROTOamp.xml');
```

RecordDataWithSimulink_DI

Beschreibung

Konfiguriert das Simulink-Modell, startet die Aufnahme für 177 Sekunden, triggert die digitalen Eingänge und liefert nach erfolgreicher Aufnahme die Matrix mit den digitalisierten Daten als Rückgabeparameter.

Aufruf

```
Data = RecordDataWithSimulink_DI(gPROTOampSerial,comPort,configuration)
```

Übergabe-Parameter

`PROTOampSerial` ... die Seriennummer des Verstärkers als String der Form 'PA-2011.06.00'

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`configuration` ... der Dateiname der zu verwendenden Konfigurationsdatei des Verstärkers als String der Form 'config.xml'

Rückgabe-Parameter

`Data` ... die digitalisierten Daten als Matrix (Spalten: Kanäle, Zeilen: Abtastzeiten).

Beispiel

```
Data = RecordDataWithSimulink_DI('PA-2011.06.00', 'COM17', 'gPROTOamp.xml');
```

RecordDataWithSimulink_HOLD

Beschreibung

Konfiguriert das Simulink-Modell, startet die Aufnahme für 21 Sekunden, triggert den HOLD und liefert nach erfolgreicher Aufnahme die Matrix mit den digitalisierten Daten als Rückgabeparameter.

Aufruf

```
Data = RecordDataWithSimulink_HOLD(gPROTOampSerial,comPort,configuration)
```

Übergabe-Parameter

`PROTOampSerial` ... die Seriennummer des Verstärkers als String der Form 'PA-2011.06.00'

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`configuration` ... der Dateiname der zu verwendenden Konfigurationsdatei des Verstärkers als String der Form 'config.xml'

Rückgabe-Parameter

`Data` ... die digitalisierten Daten als Matrix (Spalten: Kanäle, Zeilen: Abtastzeiten).

Beispiel

```
Data = RecordDataWithSimulink_HOLD('PA-2011.06.00', 'COM17', 'gPROTOamp.xml');
```


askADC1

Beschreibung

Fragt die Spannung am Analogeingang 1 ab.

Aufruf

```
voltage = askADC1(comPort);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

Rückgabe-Parameter

`voltage` ... die am Analogeingang 1 gemessene Spannung in V.

Beispiel

```
voltage = askADC1('COM17');
```

askADC2

Beschreibung

Fragt die Spannung am Analogeingang 2 ab.

Aufruf

```
voltage = askADC2(comPort);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

Rückgabe-Parameter

`voltage` ... die am Analogeingang 2 gemessene Spannung in V.

Beispiel

```
voltage = askADC2('COM17');
```

configHOLD

Beschreibung

Triggert den HOLD.

Aufruf

```
configHOLD(comPort, state);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`state` ... Status des HOLD als String ('on' oder 'off')

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
configHOLD('COM17', 'on');
```

switch5Vdc

Beschreibung

Schaltet eine der vom Verstärker zur Verfügung gestellten Spannungen (5 Vdc-Buchsen, HOLD-Buchse, Digital In 1 und 2) auf den Analogeingang 2 des Mikrokontrollers.

Aufruf

```
switch5Vdc(comPort, array);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

`array` ... Array mit der Schalterstellung

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
switch5Vdc('COM17',[1 0 0 0 0 0 0 0]);
```

switchDI**Beschreibung**

Triggert die digitalen Eingänge 1 bis 16.

Aufruf

```
switchDI(comPort, array);
```

Übergabe-Parameter

comPort ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

array ... Array mit den Schalterstellungen

Rückgabe-Parameter

keine

Beispiel

```
switchDI('COM17', [1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0]);
```

switchTest**Beschreibung**

Testet die 512 analogen Kanalschalter des Testadapters.

Aufruf

```
switchErrors = switchTest(comPort);
```

Übergabe-Parameter

`comPort` ... der COM-Port mit dem angeschlossenen Testadapter als String der Form 'COMXX'

Rückgabe-Parameter

`switchErrors` ... Array mit den Nummern der fehlerhaften Schalter

Beispiel

```
switchErrors = switchTest('COM17');
```

Literaturverzeichnis

- [1] Jürgen Bortz. *Statistik für Human- und Sozialwissenschaftler*. Springer, 2004.
- [2] Analog Devices. *Low Power 20 mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator*. One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., rev. c edition.
- [3] Hans Diefenbacher and Andreas Frank. *Einfach Lernen! Statistik*. studentensupport.de, 2006.
- [4] EnviteC-Wismar GmbH, Alter Holzhafen 18, D-23966 Wismar. *Gebrauchsanweisung Digitales Pulsoximeter Modul ChipOx(R)*, 47-07-00330001-f edition, 08 2005.
- [5] Burr-Brown Products from Texas Instruments. *SINGLE-SUPPLY, RAIL-TO-RAIL OPERATIONAL AMPLIFIERS MicroAmplifier(TM) Series*. Texas Instruments, sbos073b edition, November 2007.
- [6] Future Technology Devices International Ltd. (FTDI), 2011. [Online; Stand 30. Dezember 2011], <http://www.ftdichip.com/FTPProducts.htm>.
- [7] FTDI Chip. *Future Technology Devices International Ltd. FT232R USB UART IC*. Document No.: FT_000053, FT232R USB UART IC Datasheet Version 2.07, Clearance No.: FTDI 38.
- [8] CadSoft Computer GmbH. Eagle. [Online; Stand 30. Dezember 2011], <http://www.cadsoft.de/>.
- [9] Eurocircuits GmbH. [Online; Stand 30. Dezember 2011], <http://www.eurocircuits.de/>.
- [10] Peter Husar. *Biosignalverarbeitung*. Springer, 2010.
- [11] IEEE. IEEE Std 802.15.4 TM-2006: IEEE Standard for Information technology Part15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs). Technical report, IEEE Computer Society, 3 Park Avenue, New York, NY 10016-5997, USA, September 2006.

-
- [12] Texas Instruments. SPICE-Based Analog Simulation Program TINA TI. [Online; Stand 30. Dezember 2011],
<http://www.ti.com/tool/tina-ti>.
- [13] Texas Instruments. *TLE2426, TLE426Y THE "RAIL SPLITTER" PRECISION VIRTUAL GROUND*. Texas Instruments Incorporated, POST OFFICE BOX 655303, DALLAS, TEXAS 75265, slos098d edition, May 1998.
- [14] Rüdiger Kramme. *Medizintechnik Verfahren – Systeme – Informationsverarbeitung*. Springer Berlin Heidelberg, 3., vollständig überarbeitete und erweiterte Auflage edition, 2007.
- [15] E.C. Leuthardt, G. Schalk, J. R. Wolpaw, J. G. Ojemann, and D. W. Moran. A brain-computer interface using electrocorticographic signals in humans. *Journal of neural engineering*, 1:63–71, June 2004.
- [16] E. C. M. Lim, X. Zou, Y. Zheng, and J. Tan. Design of Low-Power Low-Voltage Biomedical Amplifier for Electrocardiogram Signal Recording. *IEEE*, pages 191–194, 2007.
- [17] Hammond Manufacturing Ltd. [Online; Stand 30. Dezember 2011],
<http://www.hammondmfg.com/>.
- [18] The MathWorks, Inc, 3 Apple Hill Drive, Natick, MA 01760-2098. *MATLAB 7 External Interfaces*, 2010.
- [19] Maxim. *MAX395 Serially Controlled, Low-Voltage, 8-Channel SPST Switch*. Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA, 19-0448; rev 0 edition, November 1995.
- [20] Maxim. *256-Tap SOT-PoT, Low-Drift Digital Potentiometers in SOT23, MAX5400/MAX5401*. Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA, 19-1848; rev 0 edition, October 2000.
- [21] Maxim. *MAX4617/MAX4618/MAX4619 High-Speed, Low-Voltage, CMOS Analog Multiplexers/Switches*. Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA, 19-1502; rev 2 edition, March 2002.
- [22] Martin Meyer. *Signalverarbeitung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2011.
- [23] Microchip. *MCP4921/4922 12-Bit DAC with SPI(TM) Interface*. Microchip Technology Inc., ds21897a edition, 2004.
- [24] Microchip. *PIC18F45J10 Family Data Sheet*. Microchip Technology Inc., ds39682e edition, March 2009.
-

-
- [25] Mujtaba Javed Mir. Electrocorticography (ECoG) based brain computer interface for cerebral palsy patients, 2009.
- [26] M. R. Nuwer, G. Comi, R. Emerson, A. Fuglsang-Frederiksen, J. Guérit, H. Hinrichs, A. Ikeda, F. J. C. Luccas, and P. Rappelsburger. IFCN standards for digital recording of clinical EEG. Technical report, IFCN, 1998.
- [27] M. R. Nuwer, D. Lehmann, F. Lopes da Silva, S. Matsuoka, W. Sutherling, and J. Vibert. IFCN guidelines for topographic and frequency analysis of EEG and EPs. Report of an IFCN committee. Technical report, IFCN, 1994.
- [28] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer. *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. Oldenbourg, 1992.
- [29] William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, and Brian P. Flannery. *NUMERICAL RECIPES in C The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 2 edition, 1992.
- [30] G. Schalk, K. J. Miller, N.R. Anderson, J. A. Wilson, M.D. Smyth, J. G. Ojemann, D. W. Moran, J. R. Wolpaw, and E. C. Leuthardt. Two-dimensional movement control using electrocorticographic signals in humans. *Journal of neural engineering*, 5:75–84, 2008.
- [31] Wolfram Schiffmann. *Technische Informatik 2 Grundlagen der Computertechnik*, volume 5. Springer, 2005.
- [32] National Semiconductor. *LM1117/LM1117I 800mA Low-Dropout Linear Regulator*. National Semiconductor Corporation, ds100919 edition, April 2006.
- [33] Richard J. Staba, Charles L. Wilson, Anatol Bragin, Itzhak Fried, and Jerome Engel Jr. Quantitative Analysis of High-Frequency Oscillations (80-500 Hz) Recorded in Human Epileptic Hippocampus and Entorhinal Cortex. *J Neurophysiol*, 88:1743–1752, 2002.
- [34] U Tietze and Ch Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*, volume 11. Springer-Verlag, 1999.
- [35] Werner Zimmermann and Ralf Schmidgall. *Bussysteme in der Fahrzeugtechnik*. vieweg, 2 edition, 2007.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Vereinfachtes Blockschaltbild der Messkette eines Biopotentialverstärkers . . .	5
1.2	Perspektivische Ansicht von g.PROTOamp (<i>g.tec medical engineering GmbH, Schiedlberg, Österreich</i>). Die Abbildung zeigt die mit zwei Analogmodulen bestückte Hauptplatine. Je Analogmodul sind 16 Eingangskanäle realisiert. Der mit 16 Analogmodulen voll ausgebaute Verstärker umfasst 256 Kanäle. . .	8
1.3	Aufgezeichnetes Testsignal mit 5 mV und 1 Hz (eine Periode)	11
2.1	Vereinfachtes Blockschaltbild zur Darstellung der benötigten Hardwarekomponenten des Testadapters	17
2.2	Schematische Darstellung der beiden Schaltergruppen und Multiplexer . . .	18
2.3	Pinbelegung des verwendeten Mikrokontrollers (PIC18F45J10) im TQFP-44 Gehäuse [24]	19
2.4	Minimalbeschaltung des PIC18F45J10 aus dem Datenblatt [24]	21
2.5	Beschaltung des PIC18F45J10 mit externen Quarz [24]	21
2.6	Festspannungsregler LM1117-3.3 [32]	22
2.7	FT232R von FTDI [6]	22
2.8	Versorgung des FT232R USB UART ICs über die USB-Schnittstelle (busversorgte Konfiguration) [7]	23
2.9	Verbindung des FT232R mit dem Mikrokontroller mittels UART [7]	23
2.10	Blockschaltbild des programmierbaren Signalgenerators AD9833 [2]	24
2.11	Zweifache Verstärkerschaltung zur Programmierung von Offset und Amplitude des vom AD9833 generierten Signals (TINA TI Simulation [12])	25
2.12	Blockschaltbild des digitalen Potentiometers MAX5400 [20]	25
2.13	Ergebnis der Simulation der zweifachen Verstärkerstufe aus Abbildung 2.11 mit dem Simulationsprogramm TINA von Texas Instruments [12]: Die Verstärkung der zweiten Stufe ist 0,5 ($R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ und $R_4 = 25 \text{ k}\Omega$), VG1...ein vom AD9833 erzeugtes Sinussignal mit 10 Hz, VF1...das Signal nach der ersten Verstärkerstufe, VG2...das Signal nach der zweiten Verstärkerstufe	26
2.14	Serienschaltung (Daisy-Chain) von drei Analogschalter-Bausteinen MAX395	27
2.15	Pinbelegung des MAX4617 [21]	27
2.16	Das unbearbeitete Gehäuse des Testadapters: Hammond 1599H [17]	28
2.17	Die wichtigsten Abmessungen des Hammond 1599H [17]	29

2.18	Schematische Darstellung des Programmablaufs (Firmware des Mikrokontrollers im Testadapter)	31
2.19	Der Aufbau eines Konfigurations-Befehls	34
2.20	Schematische Darstellung der Testumgebung	36
2.21	Aufbau eines an den Mikrokontroller gesendeten Datenpakets	39
2.22	Aufbau der Datenbytes	39
2.23	Schematische Darstellung der von <code>gPROTOampTest</code> durchgeführten Arbeiten .	44
3.1	Oberseite der Platine des Testadapters	62
3.2	Unterseite der Platine des Testadapters	63
3.3	Das bearbeitete Gehäuse (Hammond 1599H) des Testadapters. Die für die Buchsen benötigten Ausschnitte wurden aus dem Gehäuse gefräst. (a) Draufsicht, (b) perspektivische Ansicht	63
3.4	Das für den Testadapter eigens entworfene Label zum Beschriften der Anschlüsse und Status-LEDs	64
3.5	Das bearbeitete Gehäuse (Hammond 1599H) des Testadapters mit Label. Die für die Buchsen benötigten Ausschnitte wurden aus dem Gehäuse gefräst. (a) Draufsicht, (b) perspektivische Ansicht	64
3.6	Der fertige Testadapter mit Steckverbindern und Label. (a) Draufsicht, (b) perspektivische Ansicht	65
3.7	Matlab GUI der automatisierten Testumgebung zum Auswählen der Seriennummer des zu testenden Verstärkers, der Anzahl der auszuwertenden Kanäle sowie der durchzuführenden Einzeltests. Im rechten Bereich des Fensters können Informationen des Testadapters abgerufen und der Test der 512 analogen Kanalschalter gestartet werden.	66
3.8	Simulink-Modell zum Aufzeichnen und Speichern der Daten des Verstärkers .	67
3.9	Test A) Kalibrierwerte für Skalierung (oben) und Offset (unten) als Funktion der Kanalnummer. Die roten Linien markieren die für ein positives Testergebnis nicht zu verlassenden Wertebereiche. Sowohl Skalierung als auch Offset bewegen sich innerhalb der erlaubten Grenzen.	68
3.10	Test B) Berechnete Impedanz als Funktion der Kanalnummer. Erkennbar ist die Streuung der Ergebnisse, für die Bauteiltoleranzen der Kanalbeschaltung verantwortlich gemacht werden können. Fünf Kanäle zeigen eine Überschreitung der Grenzen, was auf zu ungenaue Bauteile in der Kanalbeschaltung hindeutet.	69
3.11	Test C) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Der für ein positives Testergebnis nicht zu überschreitende betragsmäßig obere Wertebereich ist rot markiert	70
3.12	Test D) Maximales Übersprechen als Funktion der Kanalnummer. Die rote Linie markiert den nicht zu überschreitenden Grenzwert von -70 dB.	71

3.13	Test E) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Die senkrechten roten Linien markieren den Zeitraum, der für die Auswertung des aktivierten HOLD herangezogen wird (Phase 2).	72
3.14	Test F) Effektivwert des Rauschens (a) und der „äquivalenten spektralen Rauschspannungsdichte“ (b) von 1 bis 30 Hz als Funktion der Kanalnummer – jeweils Median von fünf Berechnungen, Abtastrate 1200 Hz	73
3.15	Histogramme der Rauschamplituden von Kanal 1 bis 16 (a) und deren Kurtosis als Funktion der Kanalnummer (b), Abtastrate 1200 Hz	74
3.16	Test G) Kodierung der digitalen Eingänge am Kanal 257 als Funktion der Zeit	74
3.17	Test H) Amplitude nach der bipolaren Verrechnung als Funktion der Kanalnummer. Die horizontale rote Linie markiert den Grenzwert, der für ein positives Testergebnis nicht überschritten werden darf.	75
3.18	Test J) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Die senkrechten roten Linien markieren den Zeitraum, der für die Auswertung bei aktiviertem HOLD herangezogen wird (Phase 2).	76
3.19	Test L) Digitalisiertes Testsignal aller Kanäle als Funktion der Zeit. Für eine Dauer von 30 Minuten ist keine Überschreitung der Grenzwerte aufgetreten.	77
3.20	Digitalisiertes Rauschen (Kanal 1) als Funktion der Zeit (oben) sowie die maximale Spike-Amplitude als Funktion der Kanalnummer (unten), Abtastrate 256 Hz. Als rote Linie(n) sind die nicht zu überschreitenden Grenzen eingezeichnet.	78
3.21	Internes Testsignal als Funktion der Zeit (Rechtecksignal: Amplitude = 7,5 mV, Offset = -7,5 mV, Frequenz = 10 Hz)	79
3.22	Die an den frontseitigen 5 Vdc Buchsen gemessene Spannung als Funktion der Gruppe bei einer Belastung mit 30 mA. Die rote Grenzlinie markiert die nicht zu unterschreitende Grenze von 4.9 V	80
4.1	Test B) Berechnete Impedanz als Funktion der Kanalnummer. Erkennbar ist die Streuung der Ergebnisse, für die Bauteiltoleranzen der Kanalbeschaltung verantwortlich gemacht werden können. Zwei Kanäle zeigen eine nicht messbare Impedanz, was auf eine fehlerhafte Bestückung der Kanalbeschaltung schließen lässt.	84
4.2	Mit der Testumgebung (Testadapter und Testprogramm) automatisiert erstellte Bodediagramme aller 256 Kanäle	88

Tabellenverzeichnis

1.1	Amplitude und Frequenzbereich von EEG, ECoG, EKG, EMG und EOG . . .	3
1.2	Forderungen an Biosignalverstärker der IFCN formuliert im Standard für digitale Aufzeichnung von klinischem EEG [26], [27]	7
1.3	Übersicht der Eigenschaften von <i>g.PROTOamp</i>	9
2.1	Die verwendeten Chip-Select-Leitungen: Bezeichnung im Schaltplan, Pin am Mikrokontroller und angesteuerter Baustein	20
2.2	Verwendete Pins des PIC18F45J10, Bezeichnung der Signale im Schaltplan und deren Funktion	21
2.3	Mögliche Kombinationen von Modul und Adresse sowie die jeweils mögliche Konfiguration	35
2.4	Eigenschaften der seriellen Schnittstelle RS-232 C (V.24) [34]	37
2.5	Mögliche Arten der Paritätsprüfung [18]	38
2.6	Eigenschaften des seriellen Portobjektes und des anzusprechenden Gerätes, die für eine erfolgreiche Kommunikation übereinstimmen müssen [18]	42
2.7	Zuordnung der am Kanal 257 übertragenen Float32-Werte zu den digitalen Eingängen	52
2.8	Die ersten sechs Fourierkoeffizienten des internen Testsignals (Rechtecksignal: Amplitude = 7,5 mV, Offset = -7,5 mV, Frequenz = 10 Hz)	58
3.1	Die von der MEX-Funktion ermittelten Zeiten der API-Aufrufe	76
A.1	Test A) Vom Verstärker eingelesenen Werte der Kalibrierung (Skalierung und Offset)	91
A.2	Test B) Berechnete Impdanzwerte	91
A.3	Test C) Ermittelte Amplitude und Phasenverschiebung des eingespeisten Testsignals	91
A.4	Test D) Übersprechen in dB	92
A.5	Test D) Maximales Übersprechen der Kanäle sowie betroffener Kanal	92
A.6	Test E) Berechnete Amplitude vor und nach der Triggerung des HOLD sowie erste Ableitung des Signals während der Aktivierung	92

A.7	Test F) Effektivwert des Rausches (Median, Minimum, Maximum) und „äquivalente spektrale Rauschspannungsdichte“ (Median) zwischen 1 und 30 Hz sowie die berechnete Kurtosis der Histogramme, Abtastrate 1200 Hz	92
A.8	Test G) Die am Kanal 257 erfasste Kodierung der digitalen Eingänge	93
A.9	Test H) Die nach der bipolaren Verrechnung resultierenden Amplituden . . .	93
A.10	Test J) Berechnete Amplitude vor, nach und während der Triggerung des HOLD	93
A.11	Test J) Berechnete Amplitude vor und nach der Triggerung des HOLD sowie erste Ableitung des Signals während der Aktivierung	93
A.12	Test L) Maximaler und minimaler Wert des Zeitsignals	93
A.13	Test M) Maximale Spike-Amplitude des Zeitsignals, Abtastrate 256 Hz . . .	94
A.14	Test N) Berechnete Parameter des Testsignals	94
A.15	Test O) Die gemessene Spannung der 5 Vdc Buchsen als Funktion der Gruppe	94

Index

Symbols

1/f-Rauschen 6

A

Anti-Aliasing-Filter 4

B

Biopotentialverstärker 4

Byte-Stuffing-Algorithmus 39

D

Daisy-Chain 26

F

full-duplex 38

G

Gleichtaktunterdrückung 4

H

half-duplex 38

hardware handshaking 38

R

Roll-Off-Kennlinie 5

S

serielle Kommunikation 36

synchrone Kommunikation 37

T

thermisches Rauschen 6

U

UART 37