

Entwicklung eines Echtzeit-Triggersystems für Strahl- und Trajektoriensensoren zur Messung von geladenen Mikropartikeln

Von der Fakultät Luft- und Raumfahrttechnik und Geodäsie
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Dipl.-Ing. Heiko Strack
geb. in Stuttgart

Hauptberichter:	PD Dr.-Ing. Ralf Srama
Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. Stefanos Fasoulas
Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. Felix Huber
Tag der mündlichen Prüfung:	12. November 2018

Institut für Raumfahrtssysteme (IRS) der Universität Stuttgart

2018

Inhaltsverzeichnis

Bezeichnungen	vi
Kurzzusammenfassung	x
Abstract	xii
Vorwort	xiv
1 Einleitung.....	1
1.1 Stand der Technik - Partikelsensorik.....	3
1.2 Motivation.....	4
1.3 Lösungsansatz	5
1.4 Methoden und Vorgehen.....	6
2 Partikeldetektionssystem - Theoretische Abhandlung.....	8
2.1 Detektor	9
2.2 Elektronisches Frontend	12
2.2.1 Signalanalyse.....	14
2.2.2 1. Stufe: Vorverstärker	21
2.2.3 2. Stufe: Shaper.....	27
2.2.4 3. Stufe: Treiber.....	30
2.2.5 Design- und Auswahlkriterien	30
2.3 ADC.....	32
2.4 Digitale Signalverarbeitung	33
2.4.1 Digitale Filterung.....	34
2.4.2 Beispielsystem zur Partikeldetektion	36
2.4.3 Frequenzanalyse der Signale des analogen Frontends	38
2.4.4 Formen der digitalen Filterung.....	40
2.4.5 Auslegung der Korrelationsfilter	46
2.5 Systemperformance.....	52
2.5.1 Methoden zur Analyse der Systemperformance.....	52

2.5.2	Systemperformance der analogen Baugruppen.....	62
2.5.3	Systemperformance der digitalen Baugruppen	62
2.5.4	Auswertung der Performanceanalyse.....	64
3	Umsetzung des Triggersystems mit digitaler Signalverarbeitung	70
3.1	Hardware	72
3.1.1	FPGA-Board und Schnittstellen	73
3.1.2	Mehrkanaliger ADC.....	76
3.1.3	Bedienterminal.....	77
3.2	Software.....	77
3.3	Logikblöcke (FPGA-Firmware).....	78
3.3.1	ADC Hardwareimplementierung.....	80
3.3.2	Signalkorrektur	81
3.3.3	Digitale Filterung.....	82
3.3.4	Automatische Pulserkennung und Trigger	86
3.3.5	Auswertung der Messdaten	87
3.3.6	Datenverarbeitung.....	91
4	Anwendungen	97
4.1	Triggersystem (PSU) für Partikelbeschleuniger	97
4.1.1	Auslegung der Baugruppen zur Ladungsdetektion	99
4.1.2	Performance	101
4.1.3	Messungen	102
4.2	Aerosol Sensor für Partikel in der Marsatmosphäre - ASPM.....	104
4.2.1	Hardware.....	106
4.2.2	Performance	112
4.2.3	Messungen	114
4.3	Stuttgart Dust Detector System - SD2S.....	121
4.3.1	Hardware.....	125

4.3.2	Performance.....	127
4.3.3	Messungen.....	129
5	Zusammenfassung und Ausblick.....	131
	Literaturverzeichnis.....	134
	Anhang.....	138
	A Ausgangssignalformen nach Korrelation mit einfachen Rechteckfiltern.....	138
	B Kalkulation des Ressourcenbedarfs von FPGA-Primitiven.....	140
	C Befehlssatz Triggersystem.....	146
	D Testbeschleuniger am IRS.....	148
	E Hardware der Partikeldetektionssysteme.....	150
	Lebenslauf.....	151

Bezeichnungen

Formelzeichen

D	[m]	Durchmesser
e ⁻	[C]	Elementarladung: $e^- = 1,6021766208 \cdot 10^{-19}$ [C]
G	[-]	Gewichtungsfaktor
G	[-]	Verstärkungsfaktor (Gain)
h	[-]	Filterübertragungsfunktion
hak	[-]	Filterübertragungsfunktion für Autokorrelation
I	[-]	Vergleichswert (ermittelt mit Gewichtungsfaktor G)
K	[-]	Anzahl der Detektorkaskaden
M	[kg]	Masse
N	[-]	Länge der digitalen Filter
N	[-]	Anzahl eingesetzter digitaler Filter je System
Q	[C]	Ladung
Res	[bit]	Auflösung des Analog-zu-Digitalwandlers (Resolution)
SR	[V/s]	Slew-Rate (Bauteilgröße elektronischer Komponenten)
T _h	[s]	Filterlaufzeit
U	[V]	Spannung (Signal)
v	[m/s]	Geschwindigkeit
Var	[V ²]	Varianz (Stochastik)
v _{rms}	[V]	Rauschspannung (Effektivwert)
W	[%]	Wahrscheinlichkeit
vi		

x	[dn]	digitalisiertes Eingangssignal (vor digitaler Filterung)
y	[dn]	digitales Ausgangssignal (nach digitaler Filterung)
μ	[V]	Erwartungswert (Stochastik)
σ	[V]	Standardabweichung (Stochastik)

Indizes

0	Neuester Signalwert
A	Ausgang
CSA	Ladungsverstärker (Charge Sensitive Amplifier)
dre	Doppelter Rechteckfilter
Det	Detektor
GS	Gate Source (Strecke bei Feldeffekttransistoren)
i	Laufvariable der Filterkanäle
IU	Strom-zu-Spannungswandler (Transimpedanzverstärker)
j	Laufvariable der Detektorkaskaden
N	Signalwert nach N Stellen
O	Obere Grenze
P	Partikel
re	Rechteckfilter
S	Shaper
u	Untere Grenze
V	Vorverstärker
vii	

x	Signal vor digitaler Filterung
y	Signal nach digitaler Filterung

Abkürzungen

ADC	Analog-zu-Digitalwandler (engl. Analog to Digital Converter)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (additives weißes gaußsches Rauschen)
B	Bandbreite
BP	Bandpass (Filterform)
BS	Bandsperre (Filterform)
CSA	Charge Sensitive Amplifier (Analoger Verstärker mit Ladungseingang)
DAC	Digital-zu-Analog-Wandler (engl. Digital to Analog Converter)
DDR	Doppelte Datenrate (engl. Dual Data Rate)
DFT	Diskrete Fouriertransformation
DUT	Zu testende Baugruppe (engl. Device Under Test, DUT)
ENC	Equivalent Noise Charge (Äquivalente Rauschladung)
ENOB	Effective Number Of Bits
FMC	FPGA Mezzanine Card
FPGA	Field Programmable Gate Array (Elektronisches Bauelement zur Realisierung komplexer logischer Schaltungen mittels Programmierung)
FFT	Fouriertransformation
FIR	Finite Impulse Response (Filterklassifizierung)
FW	Firmware

GUI	Grafische Benutzeroberfläche (engl. Graphical User Interface)
HDL	Hardwarebeschreibungssprache (engl. Hardware Description Language)
HP	Hochpass (Filterform)
HPC	High Pin Count (Ausführung des FMC-Standards)
IFFT	Inverse Fouriertransformation
IIR	Infinite Impulse Response (Filterklassifizierung)
INT	Institut für Nachrichtentechnik (Universität Stuttgart)
IRS	Institut für Raumfahrtsysteme (Universität Stuttgart)
IZR	Steinbeis-Innovationszentrum Raumfahrt
LEO	Low Earth Orbit
LPC	Low Pin Count (Ausführung des FMC-Standards)
LUT	Lookup-Tabelle
MP _q	Messpunkt (Detektorausgang)
MP _x	Messpunkt (nach analogem Frontend)
MP _y	Messpunkt (nach digitaler Filterung)
PSU	Particle Selection Unit
SC	Spacecraft
SD2S	Stuttgart Dust Detector System
SDR	Einfache Datenrate (engl. Single Data Rate)
SW	Schwellenwert
TP	Tiefpass (Filterform)
WDF	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
WT	Wavelet-Transformation

Kurzzusammenfassung

Kleinste Partikel mit Durchmesser im Mikro- und Nanometerbereich sind für den Menschen mit bloßem Auge nicht sichtbar. Dennoch werden wir fast überall mit diesen konfrontiert und von ihnen beeinflusst, ohne es bewusst wahrzunehmen. Sie bestimmen zahlreiche physikalische Vorgänge. Die Kenntnis von Partikelvorkommen und Partikeltransport, sowie der Entstehung und Zusammensetzung trägt entscheidend dazu bei, ein tieferes Verständnis für uns und unsere Umwelt zu erlangen. Wie Forscher im Bereich der Staubastronomie herausgefunden haben, entstand unser Sonnensystem aus einer riesigen Wolke kosmischen Staubs (also Mikro- und Nanopartikeln). Die Teilchen tragen Informationen mit sich, die älter sind als unser Heimatplanet. Durch Entschlüsseln dieser Informationen erlangen Wissenschaftler neue Erkenntnisse über die Entstehung der Sonnensysteme. Eine weitere und besondere Motivation für den Menschen sind Themen mit Bezug zur Umwelt und Gesundheit. Aktuelle Studien und Medienberichte sensibilisieren für das Thema Feinstaub und die Auswirkung auf die Gesundheit. Vertreter der Wissenschaft und Industrie fordern immer genauere Sensoren und Messsysteme, mit denen kleinste Partikel detektiert und analysiert werden können.

Sensoren, die auf dem Prinzip der elektrischen Influenz basieren, werden schon seit Jahrzehnten bei erfolgreichen wissenschaftlichen Missionen im All eingesetzt; bei Anwendungen in einer Atmosphäre dominieren andere sensorische Verfahren. Trotz der hervorragenden Eigenschaften der ladungsinfluenzbasierten Partikelmessung werden bei Aerosolen vor allem optische-, gravimetrische oder auf Elektrometern basierte Messprinzipien eingesetzt. Dies ist auf die Empfindlichkeit der Messelektronik zurückzuführen, da durch das umgebende Trägergas zusätzliche Störeinflüsse auf das Partikelmesssystem wirken. Zum aktuellen Stand der Technik ist die Empfindlichkeit nicht ausreichend, um Nanopartikel mit Aerosolsensoren basierend auf elektrischer Influenz zu detektieren. Wegen dieser Gründe widmet sich die vorliegende Arbeit dem Thema der Ladungsinfluenzsensoren mit dem Schwerpunkt der Steigerung der Empfindlichkeit und der Übertragbarkeit auf ein breites Einsatzspektrum. Um das zu erreichen, wird der aktuelle Stand der Sensorik diskutiert, sowie die Möglichkeiten der Weiterentwicklungen identifiziert und untersucht.

Um die o. g. Ziele zu erreichen, wird ein digitales System entwickelt, dessen Funktionalität speziell für die hochempfindliche Partikelmessung ausgelegt wird. Mit Algorithmen

der digitalen Signalverarbeitung wird die Empfindlichkeit der Messung zur Signallaufzeit erhöht. Da vor allem im Weltraum Partikel mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten vorkommen, muss die Elektronik des Partikelmesssystems so ausgelegt sein, dass ein breites Frequenzband interpretiert werden kann. Dadurch wird die Komplexität der Triggerung auf das digital aufbereitete Signal erhöht. Mit vorliegender Arbeit wird diese Problemstellung bearbeitet.

Um die Erhöhung der Empfindlichkeit nachzuweisen, werden komplette Messsysteme, bestehend aus Sensorkopf, analogem Frontend und digitaler Signalverarbeitung aufgebaut, die auf spezielle Einsatzgebiete abzielen. Durch theoretische Untersuchungen und Labormessungen wurden vielversprechende Erkenntnisse hinsichtlich der Messempfindlichkeit sowie neuer Einsatzgebiete gewonnen. Die Ergebnisse der Arbeit zeigen, dass mit der Weiterentwicklung der Partikelsensoren, basierend auf elektrischer Influenz, neue Möglichkeiten bei der Partikelmesstechnik geschaffen werden können. Dies führt dazu, dass weitere Potentiale entfaltet werden können, bei allen Einsatzgebieten, bei denen Nano- und Mikropartikel eine Rolle spielen.

Abstract

Smallest particles with diameters of a few micro- or nanometers are not visible to the human eye. Nevertheless, people are confronted and influenced by the small particles without even realizing it. The particles determine numerous physical processes, so the knowledge of the particles' density, transport, origin and composition contribute decisively to a deeper understanding of our environment. Scientists working on dust astronomy discovered that our solar system originated from a huge cloud of cosmic dust (nano and micron sized objects). These particles contain information that is older than our planet. By deciphering this information, scientists gain new insights into the origin of the solar systems. Further motivations for human beings with particular importance are environmental and health related topics. Recent studies and reports raise awareness for particulate matter and its impact on the human body. Representatives of science and industry demand for precise sensors and systems to detect and analyze the smallest particles.

Sensors based on electrical influence have been deployed on successful scientific missions in space for decades. In atmospheric applications particle sensors based on different physical principles are commonly used. For the measurement of aerosols generally optical, gravimetric or electrometer-based physical principles are used, despite the outstanding properties of charge-influence-based particle sensors. This is due to the sensitivity of the frontend electronics, as the surrounding carrier gas has additional interference effects on the particle measuring system. At the current state of the art, the sensitivity is not sufficient to detect nanoparticles with aerosol sensors based on electrical influence. For these reasons this work deals with particle sensors based on electrical influence with a main focus on the improvement of sensitivity and to apply those sensors to a wide range of applications. In order to achieve this, the current state of sensor technology is discussed and the possibilities for further development are identified and investigated.

In order to achieve the above-mentioned goals, a digital system is developed whose functionality is specially designed for highly sensitive particle measurement. Using digital signal processing, the sensitivity of the measurement is increased at signal runtime. Especially particles in space have a wide variety of relative speed to the sensor. Therefore, the electronics of the particle measurement system must be designed in such a way

that a wide frequency band can be interpreted. This increases the complexity of triggering on the digitally processed signal. The solution of triggering on digital processed signals with high bandwidths to signal runtime will be provided by the present work.

In order to prove the increase in sensitivity, complete measuring systems consisting of sensor head, analog frontend and digital signal processing are set up, which are designed for specific areas of application. By theoretical investigations and laboratory measurements with prototypes, promising results are obtained in terms of sensitivity of the sensors as well as the possibility to use these sensors in new fields of applications. The results of this work point out that advancing development of sensors based on electrical influence may lead to new possibilities in the particle measurement technology. In all areas of application where nano and micron sized particles occur, major improvements can be obtained.

Vorwort

Das Angebot von PD Dr.-Ing. Ralf Srama, mich bei einer Promotion zu unterstützen, ehrte mich sehr. Da das Thema seiner Cosmic Dust Forschergruppe grundlegende und äußerst wertvolle wissenschaftliche Erkenntnisse liefert, habe ich das Angebot angenommen und wurde somit Teil dieses Teams am Institut für Raumfahrtsysteme (IRS). Herr Dr. Srama unterstützte mich hervorragend während der Bearbeitung meiner Dissertation durch seinen fachlichen Rat. Sein ausgezeichnetes Gespür für Projekte mit Synergieeffekten ermöglichte die fundamentale Erarbeitung der vorliegenden Problemstellung in diesem Ausmaß. Danken möchte ich außerdem Prof. Dr.-Ing. Stefanos Fasoulas, dem Institutsleiter des IRS für die Übernahme des Mitberichts.

Bei meiner parallelen Tätigkeit am Steinbeis-Innovationszentrum Raumfahrt (IZR) sind wesentliche Teile der hier beschriebenen technischen Umsetzung entstanden. An dieser Stelle möchte ich die fachliche Kompetenz der Mitarbeiter am IZR besonders hervorheben. Durch die zahlreichen und projektbezogenen Diskussionen ist eine fruchtbare Arbeitsumgebung entstanden, ohne die die vorliegende Arbeit so nicht möglich gewesen wäre. Besonders danken möchte ich an dieser Stelle Prof. Dr.-Ing. Felix Huber, der auch den Mitbericht bei dieser Arbeit übernommen hat, Dr.-Ing. Michael Gräßlin und Thomas Aust, meinen geschätzten Arbeitskollegen.

Ein großes Dankeschön möchte ich auch meinen Kollegen am IRS aussprechen, vor allem den Mitarbeitern der Cosmic Dust Forschergruppe und den Werkstätten. Mit ihnen war es möglich, zahlreiche technische Herausforderungen zu meistern. Nicht zu vergessen sind die Studenten, die mit ihren Abschlussarbeiten einen Beitrag zum Thema geleistet haben.

Ein Besonderer Dank geht an meine Eltern, Geschwister und Schwiegereltern. Eure unermüdliche Unterstützung hat mir während der Promotion die nötige Kraft gegeben.

Meiner Frau Erika Strack möchte ich besonders danken. Du hast mir stets einen starken Rückhalt geboten, mich motiviert und mir bei unzählbaren Gelegenheiten den Rücken freigehalten. Ein riesengroßer Dank geht auch an meine kleine Tochter Emily. Du hast ständig für die besondere Abwechslung gesorgt, mich auf den Boden der Tatsachen zurückgeholt und mir sehr viel Energie verliehen.

1 Einleitung

Aufgrund des Drangs nach Wissen beschäftigt sich die Menschheit vor allem mit den grundlegenden Fragestellungen: Wie kam das Leben auf die Erde? Wie ist unsere Erde, Galaxie bzw. Sonnensystem entstanden? Gibt es weitere habitable Himmelskörper und kann es sein, dass dort schon Leben existiert? Wissenschaftler beschäftigen sich seit Anbeginn Antworten darauf zu finden.

Seit Anfang des 20. Jahrhunderts ist bekannt, dass der Weltraum voll ist von winzigen submikrometergroßen Partikeln, welche im Fachjargon auch Staubteilchen genannt werden. Doch erst seit Mitte der fünfziger Jahre werden diese Teilchen hinsichtlich deren Zusammensetzung und Verteilung im All untersucht. Denn mit der Erklärung der Entstehung der Staubwolken lässt sich auch die Entstehung von Sternen und Planeten ableiten. Wohingegen die Teilchen (für irdische Dimensionen) in unserem Sonnensystem im Mittel relativ dünn verteilt sind (ein Teilchen in einem Volumen von $100\text{ m} \times 100\text{ m} \times 100\text{ m}$), können selbige auch in Form riesiger Kollektive (Staubwolken) vorkommen. [Greenberg, 2001] schätzt die Gesamtmasse des interstellaren Staubs in unserer Galaxis auf mehr als das Hundertfache der Masse aller Planeten des Milchstraßensystems, wovon 80 % einen Durchmesser in der Größenordnung von $0,2\text{ }\mu\text{m}$ haben. Etwa 10 % der Teilchen sind im Bereich von 5 nm und die restlichen 10 % sind im Bereich kleiner 2 nm.

Der Wissenschaftszeitung, die sich mit dieser Materie befasst nennt sich Staubastronomie. Um Daten zu sammeln, deren Auswertung die o. g. Erkenntnisse liefern sollen, werden Raumsonden mit Partikelsensoren bestückt. Je nach Komplexität des Sensors können unterschiedliche Parameter aus den Partikelvorkommen ermittelt werden. Diese reichen über Sensoren zur Trajektorienbestimmung bis hin zur Massenspektroskopie, mit der die Zusammensetzung des kosmischen Staubs ermittelt wird. Mit wissenschaftlichen Missionen wie z. B. Ulysses, Cassini und Rosetta wurden in den letzten Jahren wertvolle Daten gesammelt.

Das Staubinstrument der Cassini-Mission wird betrieben von PD Dr.-Ing. Ralf Srama, dem Leiter der Forschergruppe *Kosmischer Staub* des Instituts für Raumfahrtssysteme der Universität Stuttgart. Mit diesem Staubdetektor konnten erstmalig einzelne geladene Mikropartikel im interplanetaren Raum und in der Saturnumgebung gemessen wer-

den [Srama et al, 2004], [Kempf et al., 2004]. Die Forschungsgruppe beschäftigt sich darüber hinaus nicht nur mit der Entwicklung solcher wissenschaftlicher Messgeräte sondern auch mit der Auswertung der empfangenen Daten und der Erzeugung von Modellen zur Simulation des Staubvorkommens und Flugbahnen einzelner Partikel.

Doch nicht nur die Partikel im All stehen im Fokus aktueller Forschungen. Saubere Luft ist eines der dominierenden Themen des öffentlichen Interesses der vergangenen Jahre. Mikroskopische Partikel in der Luft zählen zu den Schadstoffen, die große Auswirkungen auf das Leben in Großstädten und Ballungsgebieten haben. Für Feinstaub gibt es keine unbedenklichen Grenzwerte [Stoll, 2015]. Laut World Health Organisation (WHO) und Umweltbundesamt (UBA) ist Feinstaub gesundheitsschädigend. Die Luftverschmutzung forderte im Jahr 2012 weltweit 3,7 Millionen Todesopfer [WHO, 2013], [WHO, 2014], [UBA, 2015]. Um diesen Zahlen entgegenzuwirken, muss die Anzahl der Mikro- und Nanopartikel in der Atemluft vor allem in den Ballungsgebieten drastisch reduziert und überwacht werden. Um das Ausmaß der Belastung festzustellen, werden Partikelmessgeräte benötigt, die in der Lage sind immer kleinere Partikel (bis zum unteren Nanometerbereich) zu detektieren.

Da der Hauptteil der Belastung von Dieselfahrzeugen kommt [Janssen et al., 2012], wurde bereits im Jahr 2001 die Arbeitsgruppe Particle Measurement Programme (PMP) gegründet, die sich mit der Aufgabe der Partikelmessung in Abgasen beschäftigt. Der Politik gelingt es bislang nicht, einheitliche bzw. gerechte Regulierungen zu schaffen, da der Partikelausstoß nur über aufwendige Messungen am Prüfstand bestimmt werden kann. Die aktuellen Partikelmessgeräte sind aufgrund ihres Messprinzips sehr komplex aufgebaut (Beispiel: Kondensationspartikelzähler für Euro6 Abgasmessung). Dahingegen kündigte das PMP der Europäischen Union 2012 Verordnungen an, die eine Partikelmessung bei Fahrzeugen im Betrieb (On-Board-Diagnose) vorsehen, sobald Partikelsensoren den notwendigen Entwicklungsgrad erreicht haben [Stoll, 2015], [Verordnung (EU) Nr. 459, 2012].

Wie aus den einleitenden Abschnitten ersichtlich wird, haben Partikelmessgeräte ein breites Einsatzspektrum und sind nicht nur bei den o. g. Bereichen der Staubastronomie, Umwelt- und Gesundheitstechnik sowie Automobilindustrie von Relevanz. Weitere Disziplinen erstrecken sich dabei von Meteorologie und dem Transport bzw. Levitation von

Staub auf Oberflächen von Himmelskörpern (Mond, Asteroiden, Kometen) bis hin zur Steigerung der Effizienz von Bauteilen durch sauberere Herstellung in Reinräumen.

1.1 Stand der Technik - Partikelsensorik

Aktuelle Sensoren wie der CDA [Srama et al, 2004], [Kempf et al., 2004], LDX [Li et al., 2014] und ELDA [Duncan et al., 2011] bilden den Stand der Technik der Detektoren für kosmischen Staub. Die Sensorbaugruppe die für die Detektion der Partikel verantwortlich ist, nutzt das physikalische Prinzip der elektrischen Influenz aus, indem freie Ladungsträger verschoben werden, sobald das zu detektierende Teilchen den Einflussbereich einer Elektrode durchfliegt. Ist die Ladungsträgerverschiebung ausreichend groß, kann diese mit einem empfindlichen Frontendverstärker in ein messbares Spannungssignal gewandelt werden. Dies bedingt in jedem Fall, dass das zu messende Objekt eine Ladung besitzt, was im All durch die elektromagnetische Strahlung auf natürliche Weise gegeben ist.

Der wesentliche Unterschied bei den Anwendungen auf der Planetenoberfläche ist die umgebende Atmosphäre. Für alle Einsatzgebiete, bei denen die Partikeldetektion nicht im Vakuum stattfindet, haben sich andere Messprinzipien durchgesetzt. Hier liegen die zu messenden (sub-)mikrometergroßen Partikel in Form einer Dispersion mit dem Trägergas vor. Sensoren die dieses Gemisch (Aerosol) messen, nutzen hauptsächlich:

- optische Verfahren,
- gravimetrische Verfahren und
- auf Elektrometern basierte Verfahren.

Der Nachteil des optischen Messprinzips ist, dass die zu detektierenden Partikel zuerst durch Kondensation vergrößert werden müssen, um von der Optik erfasst werden zu können. Dazu muss das zu messende Aerosol in komplexen Aufbereitungsstrecken (mehrstufige Verdüner, Kondensatabscheider, etc.) aufbereitet werden, wodurch die verfügbaren Messgeräte extrem aufwändig und teuer sind. Die Entwicklung muss also dahin gehen, dass die Messung in dem jeweiligen Prozess integriert werden kann und das Messverfahren robust gegenüber äußeren Einflüssen ist. Für die Kondensation wird ein Zusatzstoff (meist n-Butanol) benötigt, bei dessen Verwendung die Sicherheitsrichtlinien des Chemiedatenblatts einzuhalten sind.

Beim gravimetrischen Verfahren wird ein bestimmter Abgasmassenstrom abgezweigt, gefiltert und es werden Proben entnommen. Die Gesamtmasse an Partikeln in den Filtern wird durch Wiegen bestimmt. Bei diesem Prozess ist keine in-situ Partikelmessung möglich. Somit können keine schnellen Änderungen in der Partikelkonzentration gemessen werden. Dies ist bei vielen Anwendungen (vor allem bei der Abgasmessung) erforderlich. Im Prozess muss zudem berücksichtigt werden, dass die Filter zum Auffangen der Partikel gereinigt bzw. ersetzt werden müssen.

Mit Messsystemen auf Basis von Elektrometern können bauartbedingt keine Einzelevents (einzelne Partikel) gemessen werden. Das Verfahren benötigt einen Partikelstrom, der aufgrund der bekannten Ladung der einzelnen Partikel ausgewertet werden kann.

Betrachtet man die beschriebenen Messprinzipien im Vergleich, so stellen sich folgende Aspekte heraus: Mit dem Prinzip basierend auf elektrischer Influenz, welches für die Detektion kosmischen Staubs im All eingesetzt wird, ist es möglich, alle wichtigen Anforderungen an die Partikelmessung einzuhalten. Diese sind die in-situ Detektion, Messung von Einzelevents sowie von Größenverteilungen bis zum unteren Nanometerbereich, etc. Die nachteiligen Eigenschaften der o. g. Messgeräte zum aktuellen Stand der Technik sind bei diesem Verfahren nicht vorhanden. D. h. die Partikelmessung mit elektrischer Influenz ist unabhängig von den optischen Eigenschaften der Partikel. Der Aufbau sowie der Messvorgang ist weniger komplex, da keine künstliche Partikelvergrößerung oder Probenentnahme stattfindet. Durch die sehr gute Skalierbarkeit des Sensors kann dieser einfach miniaturisiert werden. Dies ermöglicht ein Masseneinsatz z. B. in der Automobilindustrie. Zudem werden keine zusätzlichen Verbrauchsmaterialien (n-Butanol, Filter, etc.) benötigt.

1.2 Motivation

Die Anforderungen an die Partikelmessgeräte in Wissenschaft und Industrie nehmen stetig zu. Aus diesem Grund rüstet die Prüfmittelindustrie aktuell mit großem Aufwand nach, um den geforderten Eigenschaften an die Partikelzähler gerecht zu werden. Dazu zählen: die Verbesserung der Empfindlichkeit, Erweiterungen der Messbereiche (Größe, Rate, Ladung, Geschwindigkeit der Partikel) sowie eine einfachere Anbindung an den zu untersuchenden Prozess und der in-situ Betrieb. Mit der Einhaltung dieser Anforderungen beschäftigen sich die Ingenieure unserer Forschergruppe bereits seit dem Bau der

ersten Staubdetektoren. Diese Erfahrungswerte befähigen die Cosmic-Dust-Gruppe im Speziellen, eine effiziente Forschung in diesem Gebiet zu leisten. Die Recherchen zeigen, dass die Motivation gegeben ist, neue empfindliche Partikelsensoren zu entwickeln. Dabei gilt: je empfindlicher gemessen werden kann, desto mehr Nutzen kann im jeweiligen Anwendungsbereich daraus gewonnen werden. Das bedeutet beispielsweise: es können kleinere Partikel gemessen werden oder die Auflösung der Partikeldichten ist genauer, höhere Partikelraten sind messbar, etc. Aufgrund der genannten herausragenden Eigenschaften wird die ladungsinfluenzbasierte Partikelmessung mit der vorliegenden Arbeit genauer untersucht.

1.3 Lösungsansatz

Bei den nachfolgenden Studien wird besonderer Fokus darauf gelegt, die Empfindlichkeit zu steigern. Um das zu erreichen, werden zwei Ansätze verfolgt. Beim Ersten wird jede Baugruppe des Sensors, die zur Partikeldetektion beiträgt, analysiert und jene Parameter identifiziert, die einen Einfluss auf die Messempfindlichkeit haben. Diese Analyse dient als Werkzeug zur Auslegung und Optimierung der einzelnen Baugruppen. Zudem dienen die Parameter als Anzeige der Verluste, mit denen die eingesetzten Bauteile behaftet sind. Beim zweiten Ansatz zur Empfindlichkeitssteigerung wird die digitale Signalverarbeitung eingesetzt. Mit speziellen mathematischen Funktionen wird das Messsignal des Sensors aufbereitet, um Informationen zu extrahieren, die von Störungen überlagert sind. Dies kann auch als eine Erhöhung des Signal-zu-Rauschverhältnisses interpretiert werden.

Zudem wird mit vorliegender Arbeit die Problemstellung der in-situ Sensorik bearbeitet. Die Cosmic Dust Forschergruppe betreibt einen Van-de-Graaff-Partikelbeschleuniger, mit dem die Hochgeschwindigkeitseinschläge der Partikel im All simuliert werden können. Dies dient als Testumgebung der entwickelten wissenschaftlichen Instrumente und insbesondere auch zur Kalibrierung. Mit dem Beschleuniger werden Partikel eines ausgewählten Materials im Vakuum beschleunigt und zum Testobjekt befördert. Aufgrund des Van-de-Graaff-Prinzips sind die Partikelparameter: Ladung (Q_p), Geschwindigkeit (v_p), Masse (M_p) und Durchmesser (D_p) nicht exakt einstellbar; diese variieren in einem bestimmten Rahmen. Da bei den wissenschaftlichen Studien oftmals definierte Partikel benötigt werden, sind jene herauszufiltern, die außerhalb des geforderten Bereichs liegen. Um dies technisch umzusetzen, muss die Messeinrichtung in der Lage sein, die

Hochgeschwindigkeitsteilchen in-situ zu detektieren und die Parameter zu bestimmen. Anhand dieser Informationen kann mit einer nachgeschalteten Vorrichtung das jeweilige Teilchen zum Testobjekt entweder durchgelassen, oder so abgelenkt werden, dass es das Ziel in der Messkammer nicht erreicht. Daher rührt die Anforderung an eine in-situ Detektion im Speziellen. Im Allgemeinen wird diese benötigt, um einen Partikelstrom bzw. -rate messen zu können, ohne die laufende Messung zu unterbrechen.

Zudem widmet sich diese Arbeit der Fragestellung ob sich das Partikeldetektionssystem (aufgrund des inneren Aufbaus im Folgenden auch Triggersystem genannt) auf unterschiedliche Einsatzgebiete anwenden lässt. Dazu wird ein solches System konstruiert und jeweils an die Anwendung am Partikelbeschleuniger, an einen Sensor zum Betrieb im All sowie für einen Aerosolsensor angepasst. Anhand des digitalen Triggersystems wird die Signalaufbereitung charakterisiert sowie die automatische in-situ Detektion validiert. Für dieses Arbeitspaket wird jedes Element der Messkette für die jeweilige Anwendung entwickelt und gebaut; also vom Detektor an dem die Ladungen influenziert werden, über das analoge Frontend bis hin zum Element der digitalen Signalverarbeitung.

1.4 Methoden und Vorgehen

In vorliegendem Manuskript wird der Sachverhalt in nachstehender Reihenfolge dokumentiert:

In Kapitel 2 findet die theoretische Abhandlung statt. Zu Beginn wird jedes Bauelement der Messkette untersucht und sog. Performanceparameter herausgestellt. Anhand dieser ist es einerseits möglich die Empfindlichkeit des bisherigen Messsystems zu bestimmen. Andererseits lässt sich das digitale Triggersystem bewerten, welches im Rahmen dieses Projekts aufgebaut wird. Anhand einer Gegenüberstellung wird gezeigt, um welchen Faktor sich die Empfindlichkeit mittels digitaler Signalverarbeitung steigern lässt.

In Kapitel 3 wird die technische Umsetzung des Triggersystems beschrieben. Angefangen wird mit dem Auswahlprozess des digitalen Signalverarbeitungssystems. Darauf folgt die Erläuterung der programmierten Software, mit der das Interface zum Benutzer hergestellt wird. Abschließend werden die Funktionsblöcke beschrieben, aus denen sich die Firmware des Signalverarbeitungssystems zusammensetzt.

Mit Kapitel 4 werden die Messsysteme für unterschiedliche Anwendungsbereiche dokumentiert. Zuerst wird die Anwendung des digitalen Triggersystems am Partikelbeschleuniger beschrieben. Danach wird auf die Sensorik eingegangen die zur Messung von Partikeln in langsamen Gasströmungen entwickelt wurde. Im Anschluss folgt die Beschreibung eines Sensors, der für den Einsatz im niederen Erdorbit vorgesehen ist.

Im letzten Kapitel 5 werden alle Ergebnisse zusammengefasst und hinsichtlich der Bedeutung für die Partikelmesstechnik bewertet. Mit weiterführenden Gedanken wird das Thema abgegrenzt und abgeschlossen.

2 Partikeldetektionssystem - Theoretische Abhandlung

Ladungsinfluenz wurde bei Teilchenbeschleunigern (Cern) zur Detektion kleinster Ladungen erfolgreich eingesetzt [Kolanoski et al., 2016]. Dort handelt es sich allerdings um zeitlich periodisch auftretende Ereignisse. Die Besonderheit des Systems dieser Arbeit ist es, dass stochastische Einzelereignisse von Staubpartikeln mit kleinsten Primärladungen ($<1 fC$) nachgewiesen werden.

Das System zur Detektion von kosmischem Staub auf Basis von elektrischer Influenz besteht aus mehreren mechanischen und elektronischen Bauelementen, die in funktionelle Gruppen unterteilt werden können. Zusammengefügt bilden diese Baugruppen die Messkette, an deren Anfang die ladungssensitive Einheit ist und an deren Ende die Partikelinformation in Form digitaler Daten oder Triggerpulsen ansteht. Im Folgenden wird die Messkette kurz erläutert, vom Eintritt des zu messenden Teilchens bis hin zum Messergebnis. In den nachfolgenden Unterkapiteln wird jede funktionelle Gruppe im Detail analysiert.

Das zu messende Teilchen mit der Ladung Q_P und der Geschwindigkeit v_P bewegt sich entlang seiner Trajektorie durch den ladungssensitiven Teil des Sensors – der Detektor-kaskade (vgl. Abbildung 2.1). Aufgrund der Partikelladung bilden sich E-Feldlinien aus, die mit den Elektroden im Inneren jedes Detektors wechselwirken. Die Ladungen stoßen sich ab und verursachen eine Verschiebung der freien Ladungsträger der Elektrode. Die Verschiebung ist proportional zum Anteil des E-Feldes, das die Elektrode „sieht“. Durch eine elektrisch leitende Verbindung wird die verschobene Ladung (influenziertes Signal) von den Elektroden abgegriffen und der nachfolgenden Baugruppe zugeführt. Damit das Signal des Messpunkts MP_q interpretiert werden kann, muss dies in ein Spannungssignal gewandelt und mehrfach verstärkt werden, was mit dem analogen Frontend realisiert wird. Das auswertbare Signal liegt am Messpunkt MP_x an. Dies wird mit der Baugruppe zur Signalverarbeitung ausgewertet. In Abbildung 2.1 sind an dieser Stelle zwei Pfade dargestellt; der Analoge und der Digitale. Der obere zeigt den Stand der Technik vor dieser Arbeit auf. Die Messempfindlichkeit für diesen Pfad ist bereits vor der Signalverarbeitung durch die verwendeten Bauteile determiniert. Während dieses Projekts wird der Einsatz von digitaler Signalverarbeitung (DSV) untersucht. Das analoge Signal von MP_x wird digitalisiert und mittels digitaler Filter aufbereitet. Im Gegensatz zum analogen Pfad wird hier auf das digitale Signal getriggert. Damit soll die Empfindlichkeit

deutlich gesteigert werden. Mit dem Schwellenwertvergleich wird auf das jeweilige Signal getriggert (daher rührt der Name: *Triggersystem*). Mit nachfolgenden Logikbaugruppen werden diese Trigger ausgewertet und die Parameter des Teilchens ermittelt.

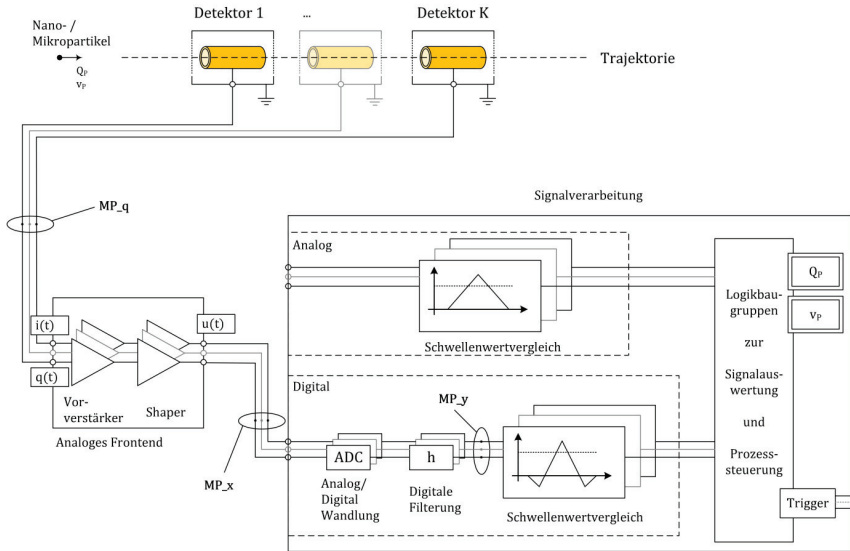


Abbildung 2.1: Komplett Messkette des Partikeldetektionssystems. Hauptbaugruppen sind: Detektoren, analoges Frontend und Signalverarbeitung. Zwischen den Messpunkten (MP_q, MP_x und MP_y) sind Baugruppen, die mit ihren Übertragungsfunktionen das Messsignal verändern. Die Signalverarbeitung zeigt zwei Pfade (analog und digital), die vergleichend betrachtet werden.

Nach dieser Übersicht des Gesamtsystems wird in den folgenden Unterkapiteln auf jede Unterbaugruppe separat eingegangen. Mit der theoretischen Abhandlung werden jene Konstruktionsdetails hervorgehoben, die zur Empfindlichkeit des Systems beitragen und solche, die benötigt werden um die DSV auszulegen.

2.1 Detektor

Die Partikelmessung erfolgt berührungslos. Der Detektor (auch Sensorkopf genannt) hat die Aufgabe, die passierenden Ladungen zu erfassen und ein korrespondierendes Ladungssignal zu erzeugen. Das induzierte Signal soll in der Amplitude maximal sein, also idealerweise so groß wie die vorbeifliegende Ladung. Dieser Sachverhalt wird in Abbildung 2.2 dargestellt am Beispiel eines Sensorkopfmodells mit röhrenförmiger Elektrode.

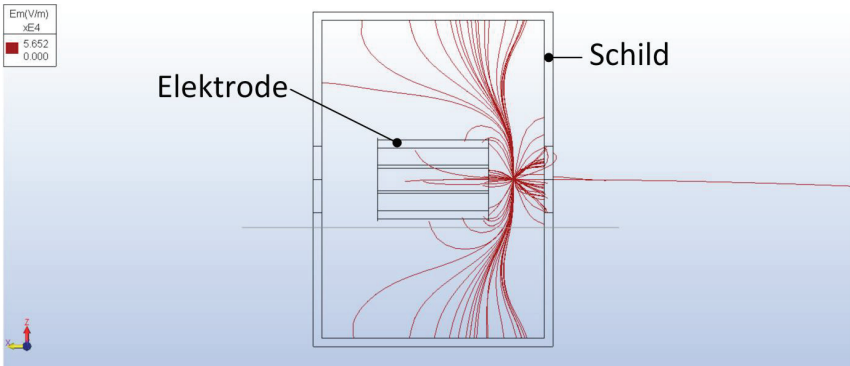


Abbildung 2.2: Simulation des elektrischen Felds in einer Messkammer des Sensorkopfs [Bosch Bruguera, 2014].

Die Abbildung zeigt die Ergebnisse der Simulation der elektrischen Feldlinien (rote Linien), welche von einer kugelförmigen Probenladung ausgehen. Die Messkammer ist hier im Querschnitt dargestellt.

Das zentrale Element ist die röhrenförmige Elektrode, an der das Ladungssignal influenziert wird. Kommt eine Ladung in den Einflussbereich einer leitenden Oberfläche (hier Elektrode), werden dort die beweglichen Ladungen (Elektronen) verschoben. Die Elektronenverschiebung entspricht einem elektrischen Strom. Dieser kann mit hochempfindlicher, analoger Messelektronik gemessen werden. Auf die Elektronik wird später in diesem Dokument eingegangen. Je mehr Feldlinien des elektrischen Felds von der Ladung auf die Elektrode fallen, desto größer ist die Ladungsverschiebung und somit die Signalamplitude. Damit die Forderung einer möglichst hohen Amplitude erreicht wird, müssen die Feldlinien fokussiert werden. Dies wird durch eine geerdete Abschirmung (Schild) realisiert. Zum einen wird durch die Schirmung ein Übersprechen der E-Feldlinien (hier rote Linien) auf benachbarte Bauelemente minimiert. Zum anderen werden äußere elektromagnetische Felder abgeschirmt, die ansonsten als Störung in die Messung mit eingehen würden. Ist die influenzierte Ladung gleich der Partikelladung, dann trägt das komplette E-Feld zur Signalerzeugung bei. In der Realität wird bei aktuellen Detektordesigns ca. 99,9% erreicht. Bei anderen Elektrodenformen (z. B. Gitter oder Draht) ist der prozentuale Anteil geringer. Der Anteil der Ladung, den der Sensorkopf in Signalamplitude umsetzt, ist designbedingt und kann als Sichtfaktor oder Dämpfung (D_{Det}) für E-Feldlinien verstanden werden. Für diesen Faktor gilt:

$$D_{Det} = \frac{Q_{Det}}{Q_P} \leq 1 \quad (2.1)$$

Je nach Anwendung und Bauraum werden unterschiedliche Detektorformen eingesetzt. Die drei gängigsten sind Röhrenform, Gitter und Draht. Die Erstgenannte wird vor allem in Strahlröhren oder Sensoren mit Gasströmung eingesetzt. Diese wird aufgrund des vergleichsweise hohen Platzbedarfs vor allem in Labor oder an Sensoren verwendet, bei denen auf hohe Empfindlichkeit Wert gelegt wird [Srama et al., 2008]. Gitter werden hauptsächlich bei Satellitenanwendungen eingesetzt, da dort der Bauraum begrenzt ist und seitens der Missionsplanung eine große Öffnung gefordert ist (vgl. Kapitel 4.3). Drahtelektroden finden vor allem bei Trajektoriensensoren Anwendung [Auer et al., 2008]. Abbildung 2.3 zeigt die gängigen Elektrodengeometrien:

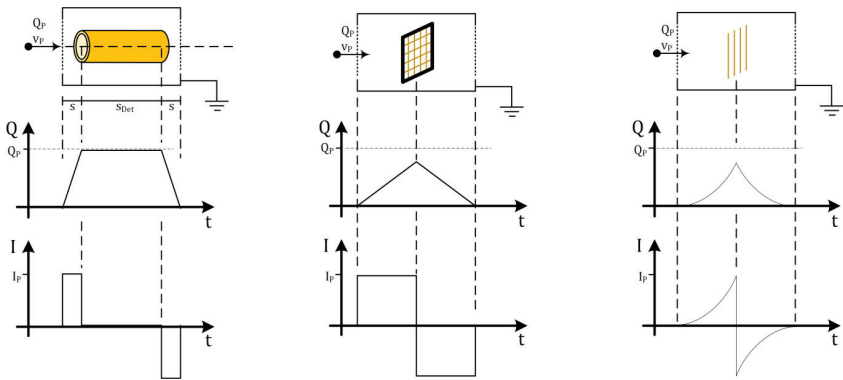


Abbildung 2.3: Gängige Elektrodengeometrien von Influenzdetektoren. Links: Röhrenform. Mitte: Gitter. Rechts: Drahtelektroden. Die Diagramme zeigen die korrespondierenden Signalverläufe beim Durchflug einer Ladung (Q_p in Richtung von \vec{v}_p).

Jede Geometrie reagiert mit einer unterschiedlichen Signalform auf eine Ladung, die sich durch den Einflussbereich bewegt. Die influenzierte Ladungsträgerverschiebung kann entweder als Stromfluss $i(t)$ aufgefasst werden oder als Ladungssignal $q(t)$. Beide Interpretationen haben Vor- und Nachteile, die in Kapitel 2.2 beschrieben werden und die bei der Auslegung des analogen Frontends zum Tragen kommen.

In den Diagrammen ist zudem die bauartbedingte Dämpfung angedeutet. Beim Röhrendetektor geht $D_{Det} \rightarrow 1$ (Amplitude des Ladungssignals geht gegen Wert der Partikelladung). Bei Gitterelektroden ist die E-Feldführung komplexer und somit kann hier der Sichtfaktor bis 70 % betragen. Bei nebeneinanderliegenden Drähten ist D_{Det} u. U. kleiner als 50 %. Wie später anhand Gleichung (2.11) und (2.12) gezeigt wird, ist die Sig-

nalenergie ein wichtiger Punkt bei der Auslegung der DSV. Um eine möglichst große Energie zu bekommen, muss D_{Det} möglichst groß werden. Aber auch die Form des Signals spielt eine Rolle. Das trapezförmige Ladungssignal des Röhrendetektors hat beispielsweise eine höhere Energie als die Dreiecksform eines vergleichbaren Gitters.

Einen weiteren Aspekt der Auslegung des Sensorkopfs beschreibt [Bertuccio et al., 1994]. Demnach kann ein Verstärker mit besserem SNR an einen Detektor angepasst werden, wenn die Kapazität (C_{Det}) des Detektors möglichst klein ist. Nach der Kondensatorformel ist die Kapazität im Wesentlichen abhängig von den Kondensatorflächen (A) und dem Abstand der Platten (d):

$$C_{Det} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} = konst \cdot \frac{A}{d}$$

Im Falle des Sensorkopfs entspricht die Elektrode der einen und der Schirm der zweiten Kondensatorplatte. Demnach sollten bei der Konstruktion möglichst kleine Flächen eingesetzt werden. Je größer der Plattenabstand umgesetzt wird, desto kleiner wird die Kapazität. Bei gegebenem Design des Sensorkopfs und somit gegebenem C_{Det} , wird in Kombination mit einem nachfolgenden Verstärker das beste SNR erreicht, wenn C_{Det} gleich der Eingangskapazität (C_{GS}) des Verstärkers ist.

Der Forderung, den Abstand d zu erhöhen, um dadurch das SNR zu vergrößern, stehen jedoch noch andere Auslegungsaspekte gegenüber. Aufgrund des integrierenden Verhaltens der nachfolgenden Verstärker mit Ladungseingang ist ein steiler Signalanstieg gefordert. Dieser wird erreicht, indem die Abschirmung nahe an der Elektrode platziert wird, was einen kleinen Abstand d impliziert.

2.2 Elektronisches Frontend

Die im vorangegangenen Unterkapitel beschriebenen Ladungsinfluenzdetektoren erzeugen eine Verschiebung der freien Ladungsträger. Damit dieser physikalische Vorgang elektronisch erfasst werden kann, muss aus der Ladungsträgerverschiebung ein auswertbares Spannungssignal generiert werden. Mit einem analogen, elektronischen Frontend werden die Signale in ein äquivalentes Spannungssignal gewandelt. Zudem muss das Signal entsprechend verstärkt werden, um es an den dynamischen Bereich der Signalauswertung (Backend) anzupassen.

Das vom analogen Frontend generierte Messrauschen determiniert die kleinste Ladung, die gemessen werden kann (Empfindlichkeit). Aus diesem Grund muss bei der Auslegung der einzelnen Schaltungen und bei der Auswahl der Bauteile darauf geachtet werden, dass möglichst wenig Rauschen induziert wird. Zum aktuellen Stand der Technik (Anfang 2017) existieren kommerzielle Operationsverstärker (OP) mit Rauschzahlen („Input Voltage Noise“) von kleiner $4,8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ [TI, 2008].

Da Ladungsinfluenzdetektoren ein sehr kleines Stromsignal (im Bereich von Picoampere) induzieren, muss bei der Signalverarbeitung mit einem analogen Frontend ein weiterer Aspekt berücksichtigt werden. Zum Betrieb benötigen elektronische Halbleiterbauelemente einen sog. Biasstrom I_B , der auch im Ruhezustand (Eingangssignal liegt auf Masse) in die Schaltung fließt. Aus dem Grund muss der Detektor ein größeres Signal als I_B induzieren. Da der anteilige Biasstrom nicht zum Messergebnis beiträgt, können für diese Anwendung nur Halbleiterbauelemente verwendet werden, die speziell für den Betrieb mit geringem I_B ausgelegt sind. Bei gängigen Operationsverstärkern ist der Biasstrom in der gleichen Größenordnung wie die Signale der hier verwendeten Detektoren. Um diese kleinen Ströme dennoch messen zu können, muss für das Design des Frontends eine spezielle Klasse an Operationsverstärkern, die sog. „Electrometer-grade OpAmps“ gewählt werden. Der Biasstrom dieser Operationsverstärkerklasse liegt im Bereich von Femtoampere. Abbildung 2.4 zeigt die prinzipiellen Funktionen und Signalfade des analogen Frontends.

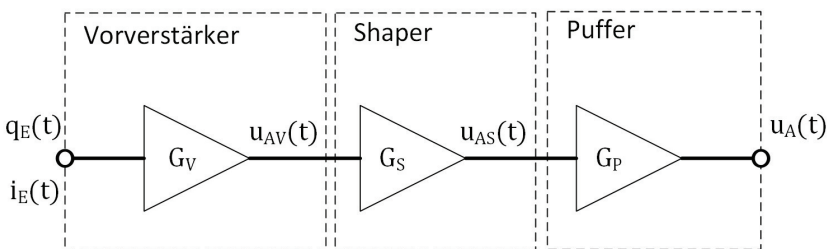


Abbildung 2.4: Blockschaltplan des analogen, elektronischen Frontends mit Unterteilung in drei Stufen. Das Signal der Ladungsinfluenzdetektoren (von links kommend) wird mit einem Vorverstärker in ein Spannungssignal gewandelt. Mit der Shaper Stufe werden Signaloptimierungen durchgeführt. Der Puffer stellt eine stabile Ausgangsspannung für das Backend zur Verfügung.

Mit dem jeweiligen Eingangssignal (links der jeweiligen Verstärkerstufe) und der Übertragungsfunktion erhält man das Ausgangssignal (rechts der jeweiligen Verstärkerstufe).

fe). Die Berechnung kann sowohl im Zeitbereich, als auch im Frequenz- oder auch Bildbereich genannt, getätigt werden. Bei der Entwicklung des Frontends werden die Übertragungsfunktionen so ausgelegt, dass die oben genannten Anforderungen bestmöglich umgesetzt werden.

Bevor auf die elektronischen Schaltungen aus Abbildung 2.4 im Detail eingegangen wird, muss zunächst das Eingangssignal genauer betrachtet werden. Dies wird im folgenden Unterkapitel abgehandelt; danach folgt die Diskussion der elektronischen Schaltungen für das analoge Frontend.

2.2.1 Signalanalyse

Wie an den Diagrammen in Abbildung 2.3 zu sehen ist, lässt sich das Ausgangssignal der Ladungsinfluenzdetektoren (Eingangssignal der Frontendelektronik) auf zwei unterschiedliche Arten beschreiben; entweder als Ladungssignal oder als Stromsignal. Welche Signalform für die Auslegung der Frontendelektronik am besten geeignet ist, hängt vom jeweiligen Anwendungsfall (Dimensionierung des Detektors und Geschwindigkeitsbereich der zu messenden Partikel) ab. Anhand des Detektors mit röhrenförmiger Elektrode werden die Formeln zur **Signalbeschreibung** hergeleitet. Mittels dieser kann berechnet werden, ob die Anpassung des Frontends an das Ladungssignal oder an das Stromsignal zu einem besseren Ergebnis führt.

Wie in Kapitel 2.1 beschrieben, wird an der Elektrode des Sensorkopfs ein Ladungssignal $q(t)$ influenziert, dessen Maxima unter Annahme idealer Schirmung der Ladung des Partikels Q_p entspricht. Das $Q(t)$ -Diagramm in Abbildung 2.3 (links) zeigt den trapezförmigen Verlauf des **Ladungssignals**. Die steigende bzw. fallende Flanke hat die Dauer:

$$t_{fl} = \frac{s}{v_p}, \quad (2.2)$$

wobei s der Strecke vom Einlass der Abschirmung bis zur vorderen Kante des Röhrchens entspricht. Befindet sich die Ladung im inneren der Detektorröhre, so tragen annähernd alle E-Feldlinien zur Ladungsverschiebung bei, was sich im $Q(t)$ -Diagramm als konstanter Wert Q_p widerspiegelt. Dieser Signalabschnitt hat die Dauer:

$$t_{Det} = \frac{s_{Det}}{v_P}. \quad (2.3)$$

Für das Ladungssignal $Q(t)$ lassen sich aus diesen Teilsegmenten folgende vereinfachte Beziehungen ableiten. Es gelten die Bezeichnungen aus Abbildung 2.3:

$$\begin{aligned} Q(t) &= \frac{Q_P}{t_1} \cdot t && \text{für } 0 \leq t < t_1 \\ Q(t) &= Q_P = konst. && \text{für } t_1 \leq t < t_2 \\ Q(t) &= -\frac{Q_P}{(t_3 - t_2)} \cdot (t - t_3) && \text{für } t_2 \leq t < t_3 \\ &\quad + Q_P \\ Q(t) &= 0 && \text{sonst} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Aufgrund der vereinfachten Betrachtung mit Signalabschnitten, liegt $Q(t)$ hier abschnittsweise (nicht stetig) vor. Für eine exakte Signalbeschreibung müssen Maxwellgleichungen für das vorhandene Problem aufgestellt und die Differentialgleichungen über der Detektorgeometrie gelöst werden. Dies ist analytisch nicht möglich und muss numerisch durch Diskretisieren der Flächen der vorhandenen Geometrie berechnet werden. Das Softwarepaket *Coulomb* der Fa. *Integrated Engineering Software* ist ein Werkzeug, das auf diese Problemstellungen angepasst ist. Bei den Herleitungen der Sachverhalte, die bei dieser Arbeit untersucht werden, ist die abschnittsweise Beschreibung mit den Gleichungen (2.4) ausreichend. Bei der exakten Auslegung der Messkette muss auf die Maxwellgleichung (bzw. Softwaretool) zurückgegriffen werden.

Die Maximalstelle des $Q(t)$ -Verlaufs ist bei gegebener Detektorgeometrie ausschließlich von der Partikelladung abhängig. Die Flanken des Ladungssignals sind bei den meisten Detektoren sehr steil, da beim Großteil der Anwendungen die Partikelgeschwindigkeit extrem hoch ist (mehrere km/s). Wenn der Detektor mit $s \ll s_{Det}$ dimensioniert wurde, kann das Ladungssignal in diesem Fall vereinfacht als Sprungfunktion angenommen werden. Bei realen Detektoranwendungen sind die Übergänge von den Signalfanken eher abgerundet und haben einen stetigen Kurvenverlauf.

Eine weitere Möglichkeit der Interpretation dieses physikalischen Vorgangs ist die Betrachtung der Ladungsträgerverschiebung als elektrischen Strom. Die vereinfachte Sig-

nalform des Stroms zeigt Abbildung 2.3 unten links. Strom und Ladung hängen über die Beziehung:

$$dI = \frac{dQ}{dt} \quad (2.5)$$

zusammen. Der Verlauf des **Stromsignals** entspricht der Ableitung des Ladungsverlaufs, was beim vorliegenden trapezförmigen Ladungssignal zwei rechteckförmigen Pulsen mit umgekehrtem Vorzeichen entspricht. Der absolute Wert des Strompulses hängt nicht nur vom Wert der zu messenden Partikelladung ab, sondern ist ebenfalls eine Funktion der Strecke s (Detektorgeometrie) und der Partikeleigenschaften (Q_P, v_P). Die Amplitude berechnet sich in dem Fall mit Formel (2.6):

$$I_P = \frac{Q_P}{t_{fl}} = \frac{Q_P \cdot s}{v_P} \quad (2.6)$$

Unter Annahme konstanter Partikelladung und festem Auslegungsparameter s , erhält man für schnelle Partikel eine größere Signalamplitude des Stromsignals. Diese Abhängigkeit von der Partikelgeschwindigkeit hat das $Q(t)$ -Signal nicht.

Bei der Auslegung muss der Fokus darauf gelegt werden, dass die Amplituden (des $Q(t)$ bzw. $I(t)$ -Signals) größtmöglich werden. Wie später gezeigt wird, ist die Detektionswahrscheinlichkeit eines Partikels umso höher, je größer dessen Signalamplitude ist. Wie Formel (2.4) zeigt, gibt es beim Ladungssignal keine konstruktive Möglichkeit das Maximum zu beeinflussen. Dahingegen kann das Stromsignal über die in Formel (2.6) enthaltenen Parameter im Rahmen der vorgegebenen Möglichkeiten der jeweiligen Anwendung eingestellt werden. Die Grenzen, ab denen das Stromsignal dem Ladungssignal vorgezogen werden sollte, zeigt die Beispielrechnung in Kapitel 2.2.5.

Für die weitere Auslegung des Frontends müssen die im Signal enthaltenen Frequenzen bestimmt werden. Dies bedingt die Kenntnis der Signale im Zeitbereich, wie sie im vorangegangenen Unterkapitel am Beispiel des Röhrendetektors hergeleitet wurden. Die **Frequenzanalyse** ist im Wesentlichen für zwei Auslegungsaspekte wichtig. Zum einen haben alle elektronischen Bauelemente ein Zeitverhalten. Dies ist das Vermögen eines Bauteils, auf eine Eingangssignaländerung zu reagieren und das Signal am Ausgang neu einzustellen. In den Bauteildatenblättern ist dies unter dem Begriff „Slew-Rate“ (SR) zu finden. Bei der Auswahl der elektronischen Komponenten des Frontends ist darauf zu

achten, dass keine der im Nutzsinal enthaltenen Frequenzen, aufgrund zu niedriger SR, gedämpft bzw. ausgelöscht werden. Zum anderen erlaubt die Kenntnis des Frequenzbereichs der Nutzsinalen eine Optimierung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (*SNR*). In jenen Frequenzbereichen, die keine Energieanteile des zu verstärkenden Signals enthalten, sind ausschließlich Störungen in Form von Rauschen zu erwarten. Durch herausfiltern dieser Bandbereiche wird der absolute Energieanteil der Störsignale verringert, was zu einer höheren Messempfindlichkeit beiträgt. Die Frequenzanalyse ermöglicht die ideale Auslegung des Frontends, bei der die im Nutzsinal enthaltenen Frequenzen durchgelassen werden und die restlichen Bereiche die nur Störungen enthalten gedämpft werden.

Im Folgenden wird die Frequenzanalyse am Beispiel der röhrenförmigen Detektoren durchgeführt. Die Dimensionen entsprechen denen der Strahldetektoren [Srama et al., 2008], die im Strahlrohr (Beamline) des Partikelbeschleunigers [Mocker et al., 2011] integriert sind. Der Geschwindigkeitsbereich der zu messenden Partikel ist zwischen $0,5 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ und $200 \frac{\text{km}}{\text{s}}$. Das Signal im Zeitbereich (vgl. Abbildung 2.3 links) wird mittels diskreter Fourieranalyse (DFT) in die Frequenzdomäne transformiert. Dazu wird der „Fast-Fourier-Transform“-Algorithmus (FFT) verwendet, wie er zum Beispiel in dem Softwarepaket *Matlab* implementiert ist. Formel (2.22) zeigt diesen, auf Rechenoperationen optimierten Algorithmus, zur Umsetzung der DFT.

$$y(k) = \sum_{j=1}^n x(j) \cdot e^{\frac{-2 \cdot \pi \cdot i \cdot (j-1) \cdot (k-1)}{n}} \quad (2.7)$$

Hierbei entspricht die Variable x dem zu transformierenden Signal, welches an zeitdiskreten Punkten vorliegt. i entspricht der komplexen Zahl.

Bei der detaillierten Systemanalyse, wie sie im weiteren Verlauf der Arbeit durchgeführt wird, liegt das Signal stellenweise im Frequenzbereich vor (y). Mit der inversen Fouriertransformation (IFFT, vgl. Formel (2.8)) lässt sich das Signal dementsprechend in den Zeitbereich rücktransformieren.

$$x(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n y(k) \cdot e^{\frac{2 \cdot \pi \cdot i \cdot (j-1) \cdot (k-1)}{n}} \quad (2.8)$$

Die bei dieser Arbeit durchgeführten Transformationen (FFT und IFFT) werden ausschließlich numerisch durchgeführt. Daher liegen die Rechenvorschriften in Summenschreibweise vor.

Die Methoden zur Frequenzanalyse werden in der Literatur größtenteils mit Spannungssignalen beschrieben. Der Sonderfall, dass die Analyse hier mit dem Ladungssignal durchgeführt wird, ist in Unterkapitel 2.2.2 gerechtfertigt. Durch einsetzen von Formel (2.4) in Formel (2.7) erhält man die Signale im Frequenzbereich, wie sie in folgenden Diagramm in Abbildung 2.5 für das Beispiel des Röhrendetektors aufgetragen sind. Das Signal im linken Diagramm wird vom Detektor beim Durchflug eines Partikels mit der Geschwindigkeit von $0,5 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ (untere Geschwindigkeitsgrenze) und das Signal rechts mit der Geschwindigkeit von $200 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ (obere Grenze) erzeugt.

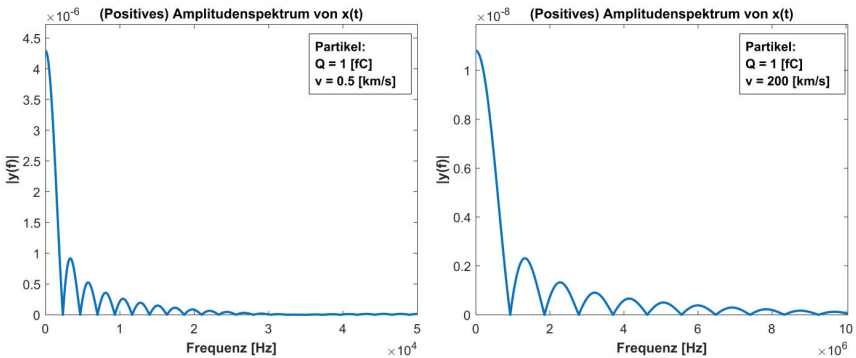


Abbildung 2.5: Signale des Detektors mit röhrenförmiger Elektrode abgebildet im Spektralbereich. Links: Spektrum eines Partikels mit niedrigster zu erwartender Geschwindigkeit. Rechts: Spektrum eines Partikels mit höchster zu erwartender Geschwindigkeit.

Das Diagramm zeigt den charakteristischen Verlauf für ein aperiodisches Signal im Frequenzbereich mit den sog. Frequenzkeulen. Die erste weist die höchste Energie auf und wird als Hauptkeule bezeichnet; die darauf folgenden als Nebenkeulen. Die Hauptkeule im Diagramm rechts ist annähernd 1 MHz breit, wohingegen die Breite der Hauptkeule links knapp 2,5 KHz beträgt. Das bedeutet, dass in den Signalen, die durch Partikel mit hoher Geschwindigkeit erzeugt werden, auch die höheren Frequenzen zu erwarten sind.

Der Frequenzbereich, für den das Frontend für den untersuchten Detektor ausgelegt werden muss, wird vom Partikel mit höchster erwarteter Geschwindigkeit determiniert. Da in den Nebenkeulen ebenfalls noch Energie steckt, die zur Amplitude des Nutzsignals beiträgt, wird das Frequenzband nicht direkt hinter der Hauptkeule begrenzt. Da in den höheren Frequenzen jedoch mehr Rauschanteile als Signalanteile zu erwarten sind, muss hier eine Abwägung stattfinden, ab wann eine sinnvolle Grenze gezogen wird. Die Aspekte dazu werden in Kapitel 2.2.3 im Detail beschrieben.

Im bisherigen Verlauf des Unterkapitels wurden die Eingangssignale der Frontendelektronik beschrieben. Im weiteren Verlauf wird auf die Ausgangssignale eingegangen. Jede elektronische Schaltung hat ein Übertragungsverhalten. Dies bestimmt die Signalantwort des Schaltungsausgangs auf das Eingangssignal. Bei der Systemtheorie wird der zu betrachtende Stromkreis vereinfachend als Vierpol bezeichnet. Dieser Abstraktion liegt die Annahme zugrunde, dass die Schaltung zwei Eingangsleitungen (Signaleingang und Bezugspunkt) sowie zwei Ausgangsleitungen (Signalausgang und Bezugspunkt) besitzt. Der Vierpol wird als „Black Box“ angesehen, dessen Funktionsweise mathematisch mit der Übertragungsfunktion (G) beschrieben wird (vgl. Abbildung 2.6).

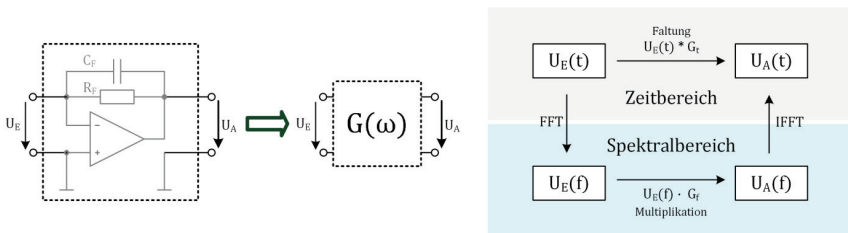


Abbildung 2.6 Links: Schaltungsabstraktion mittels Vierpol und Übertragungsfunktion. Rechts: Zusammenhang zwischen dem Ausgangssignal und Eingangssignal mit Übertragungsfunktion für Spektral- und Zeitbereich.

Unter Berücksichtigung der Kreisfrequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ definiert [Hoppe, 1994, S.23] die Übertragungsfunktion folgendermaßen: „Die Übertragungsfunktion $G(\omega)$ einer analogen Schaltung gibt das frequenzabhängige Verhältnis zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung an:

$$G(\omega) = \frac{U_A(\omega)}{U_E(\omega)} \quad (2.9)$$

Vorausgesetzt wird, dass die Schaltung jeweils zwei Anschlüsse für das Eingangs- und das Ausgangssignal hat. Solch eine Schaltung wird auch als *Vierpol* bezeichnet.

Wenn die Schaltung eine Phasenverschiebung zwischen Ausgangs- und Eingangssignal verursacht (...), ist $G(\omega)$ komplex. Das wird meistens der Fall sein.“

Von $G(\omega)$ lassen sich zwei für die Signalverarbeitung benötigte Informationen ableiten. Dies sind zum einen der Amplitudengang und zum anderen der Verlauf der Ausgangsspannung $U_A(t)$. Der Amplitudengang ist Teil des Bode-Diagramms und gibt den Frequenzbereich an, in dem der Verstärker arbeitet. Dieser ist proportional zum Betrag von $G(\omega)$ und muss an das Spektrum des Nutzsignals (vgl. Abbildung 2.5) angepasst sein. Für den Amplitudengang $|U_A(\omega)|$ gilt folgende Beziehung:

$$|U_A(\omega)| = |U_E(\omega)| \cdot |G(\omega)| \quad (2.10)$$

Der Amplitudengang hat die Einheit der Spannung. Oftmals wird auch nur der dimensionslose, proportionale Faktor $|G(\omega)|$ aufgetragen.

Die Kenntnis der genauen Signalform $U_A(t)$ ist für die Auslegung der digitalen Signalverarbeitung des Backends der dominierende Faktor. Dies wird in Kapitel 2.4 herausgestellt. Das Vorgehen zur Bestimmung von $U_A(t)$ zeigt Abbildung 2.6 rechts. Da die Detektionswahrscheinlichkeit der zu messenden Partikel durch das Ausgangssignal des elektronischen Frontends determiniert wird, ist die Übertragungsfunktion ein wichtiger Parameter, auf den während des Schaltungsdesigns Einfluss genommen werden kann. Um alle Parameter herausstellen zu können, die einen Einfluss auf die Messempfindlichkeit des Partikeldetektionssystems haben, wird in den folgenden Unterkapiteln zu jedem Schaltungsteil die korrespondierende komplexe Übertragungsfunktion, sowie der Amplitudengang und der Verlauf von $U_A(t)$ hergeleitet.

Jeder der o. g. Schaltungsparameter hat einen Einfluss auf das Ausgangssignal des Frontends hinsichtlich Signalform, Amplitude und Pulsdauer. Um die Auswirkung dieser Parameter auf das Backend quantitativ beschreiben zu können sei an dieser Stelle die Definition der Signalenergie eingeführt. Für zeitkontinuierliche Signale $x(t)$ gilt:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt \quad (2.11)$$

Für zeitdiskrete Signale $x(n)$ gilt:

$$E = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2(n) \quad (2.12)$$

Mit der Signalenergie werden sowohl Nutzsignalanteile beschrieben, als auch die Störanteile.

2.2.2 1. Stufe: Vorverstärker

Bei der Auslegung des elektronischen Frontends zur Aufbereitung der influenzierten Detektorsignale muss zunächst abgewogen werden, ob der Verstärker auf das Ladungssignal, oder auf das Stromsignal angepasst wird. Die Umsetzung des Schaltungsentwurfs und die resultierenden Eigenschaften werden im Folgenden erörtert. Der Vorverstärker hat im Allgemeinen die Aufgabe der Wandlung des Detektorsignals in ein Spannungssignal.

Ladungssensitiver Verstärker

Diese Verstärkergrundsaltung wird in der Literatur auch unter dem Begriff „Charge Sensitive Amplifier“ (CSA) geführt und ist an das Ladungssignal angepasst. Der Detektor agiert als Ladungsquelle. Diese Funktionsweise wird mit der elektronischen Ersatzschaltung aus Abbildung 2.7 (links) physikalisch beschrieben. Da es keine kommerzielle Ladungsquelle gibt, mit der die unterschiedlichen Signalverläufe (zur Simulation der verschiedenen Detektorbauformen) erzeugt werden kann, hat diese Ersatzschaltung auch einen praktischen Ansatz. Zur Kalibrierung und für Testzwecke kann eine Spannungssignalfom eines Arbiträrgenerators über eine äußerst exakte Kapazität nach:

$$q(t) = C_{in} \cdot u(t) \quad (2.13)$$

in ein definiertes Ladungssignal gewandelt werden. Physikalisch kann der Detektor als Kapazität betrachtet werden (vgl. hierzu auch Abbildung 2.3). Die Elektrode entspricht der einen Kondensatorplatte, die am Eingang des CSA angeschlossen ist. Die andere Platte ist das Abschirmgehäuse, welches auf dem Massepotential liegt. Um bei der Kalibrierungsmessung des CSA im Vergleich zur realen Anwendung (mit einem Detektor) kein abweichendes Verhalten zu bekommen, muss das Signal der Ersatzschaltung ebenfalls

kapazitiv eingekoppelt werden. Das Schaltbild des ladungssensitiven Verstärkers zeigt die rechte Seite von Abbildung 2.7.

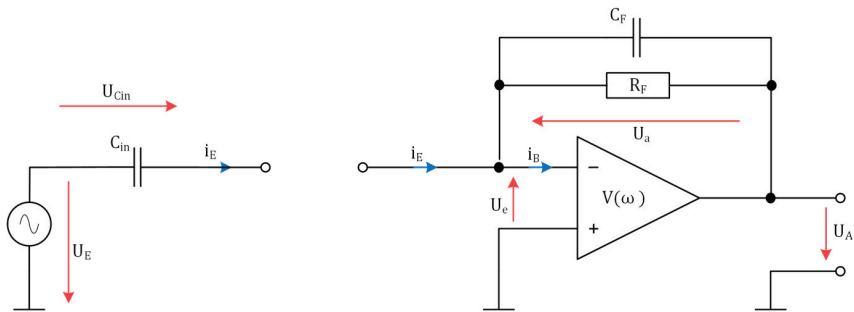


Abbildung 2.7: Links: Ersatzschaltung für Ladungsquelle. Rechts: Schaltung des Vorverstärkers mit Ladungseingang.

Mit Hilfe der Systemtheorie (z. B. [Hoppe, 1994]) wird im Folgenden die komplexe Übertragungsfunktion hergeleitet. Durch das Aufstellen der Maschengleichungen lassen sich folgende Gleichungen ableiten:

$$-U_E + i_E \cdot X_{Cin} - U_e = 0 \quad (2.14)$$

$$U_A + U_e + i_E \cdot Z_F = 0 \quad (2.15)$$

Hierbei entspricht X_{Cin} dem kapazitiven Blindwiderstand der Einkoppelkapazität C_{in} und Z_F entspricht der komplexen Impedanz der Parallelschaltung von C_F und R_F . Mit der Übertragungsfunktion $V(\omega)$ wird der Einfluss des Operationsverstärkers berücksichtigt:

$$U_e = \frac{U_A}{V(\omega)} \quad (2.16)$$

Einsetzen der Formeln (2.15) und (2.16) in (2.14) und Auflösen nach $\frac{U_A}{U_E}$ liefert die Beziehung nach (2.9) für die komplexe Übertragungsfunktion:

$$G_V(\omega) = \frac{U_A}{U_E} = \frac{-1}{\frac{X_{Cin}}{Z_F} \cdot \left(1 + \frac{1}{V(\omega)}\right) + \frac{1}{V(\omega)}}$$

Unter Annahme eines idealen Operationsverstärkers geht $U_e \rightarrow 0$. Somit geht nach Beziehung (2.16) $V(\omega) \rightarrow \infty$. Dies vereinfacht die Übertragungsfunktion der Gesamtschaltung zu:

$$G_V(\omega) = -\frac{Z_F}{X_{Cin}} \quad (2.17)$$

Für die Parallelschaltung der Blindwiderstände ($R_F || C_F$) im Rückführkreis des Operationsverstärkers gilt:

$$Z_F = \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{X_{CF}} \right)^{-1} \quad (2.18)$$

Für komplexe, kapazitive Blindwiderstände gilt allgemein:

$$X_C = \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C} \quad (2.19)$$

Das Einsetzen von (2.18) und (2.19) in (2.17) liefert die komplexe Übertragungsfunktion für die Grundschialtung des CSA-Vorverstärkers:

$$G_V(\omega) = -\frac{R_F \cdot C_{in}}{\frac{1}{i \cdot \omega} + R_F \cdot C_F} \quad (2.20)$$

Durch Betragsbildung nach $|G(\omega)| = \sqrt{\operatorname{Re}\{G(\omega)\}^2 + \operatorname{Im}\{G(\omega)\}^2}$ erhält man den zum Amplitudengang proportionalen Faktor aus Formel (2.10), der sich über der Frequenz auftragen lässt. Unter Berücksichtigung der Kreisfrequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ erhält man:

$$|G_V(f)| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_F \cdot C_{in})^2} + \left(\frac{C_F}{C_{in}}\right)^2}} \quad (2.21)$$

Für ein gegebenes Eingangssignal $U_E(t)$ am Vorverstärker kann mit der Übertragungsfunktion (mit Gleichung (2.20) beschrieben) das Ausgangssignal $U_A(t)$ berechnet werden (das Vorgehen zeigt Abbildung 2.6). Dies wird im Folgenden beispielhaft für den röhrenförmigen Detektor durchgeführt. Zunächst wird $U_E(t)$ in den Frequenzbereich transformiert. Dazu wird das Signal aus (2.4) in Gleichung (2.7) eingesetzt und es resultiert das Signal im Frequenzbereich $U_E(f)$. Durch punktweise Multiplikation (Hadamard-Produkt) mit der komplexen Übertragungsfunktion (2.20) erhält man das Spektrum des Ausgangssignals:

$$U_A(f) = U_E(f) \cdot G(\omega)$$

Dieses lässt sich durch inverse Fouriertransformation mit Gleichung (2.8) in den Zeitbereich rücktransformieren und man erhält das Signal am Ausgang der Schaltung $U_A(t)$. Abbildung 2.8 zeigt den Verlauf des berechneten Amplitudengangs und des Ausgangssignals $U_A(t)$.

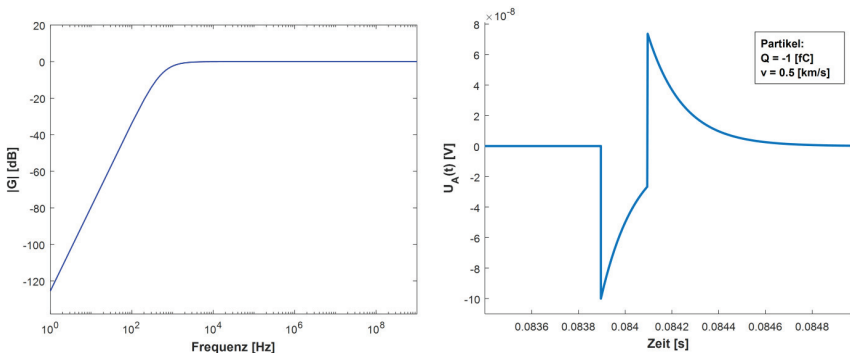


Abbildung 2.8 Links: Amplitudengang für die Schaltung aus Abbildung 2.7 unter Berücksichtigung folgender Bauteilwerte: $R_F = 300 \text{ M}\Omega$, $C_{in} = C_F = 1 \text{ pF}$. Rechts: Mittels Übertragungsfunktion berechneter Verlauf des Ausgangssignals für ein Partikel mit $Q = -1 \text{ fC}$, welches den Röhrendetektor mit einer Geschwindigkeit von $v = 0,5 \text{ km/s}$ passiert.

Sofern $U_E(t)$ bekannt ist, kann dieses Schema zur Berechnung des Ausgangssignals für die komplexesten Detektorgeometrien durchgeführt werden. Es ist ebenfalls möglich den Verlauf von $U_E(t)$ mithilfe eines geeigneten Softwarewerkzeugs (wie z. B. *Coulomb* oder *Comsol*) an zeitdiskreten Punkten zu bestimmen und anhand der vorgestellten Methoden die Schaltungsantwort in Form von $U_A(t)$ zu berechnen. Der Rechenaufwand ist allerdings nicht unerheblich. Liegt die Übertragungsfunktion im Spektralbereich vor, so müssen zwei Fouriertransformation (hin und rück) durchgeführt werden, sowie eine punktweise Multiplikation über die Vektorlänge des Eingangssignals. Für Detektorgeometrien, die weniger komplexe Signale erzeugen, kann durch die Laplace-Transformation eine analytische Lösung bereitgestellt werden. Dies ist meist jedoch nur mit vereinfachenden Annahmen möglich. Betrachtet man beispielsweise den Verlauf des Ladungssignals am röhrenförmigen Detektor als Sprungfunktion (nicht als Trapez vgl. Abbildung 2.3), so kann folgende Beziehung (ohne Herleitung) zur Verfügung gestellt werden:

$$u_A(t) = \frac{Q_{in}}{C_F} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (2.22)$$

Für die Zeitkonstante gilt: $\tau = R_F \cdot C_F = RC$.

Die in diesem Unterkapitel hergeleiteten Gleichungen beschreiben das analoge Messsignal des Triggersystems in Abhängigkeit der Bauteilwerte der elektronischen Komponenten des Vorverstärkers mit Ladungseingang. Durch variieren der Bauteilwerte ändern sich die Signaleigenschaften, welche wiederum einen Einfluss auf die nachfolgende digitale Signalverarbeitung haben. Aus diesem Grund werden im Folgenden die relevanten Signaleigenschaften im Detail diskutiert. Aus (2.22) lässt sich folgendes ableiten: Für den Zeitpunkt $t = 0$ erhält man die maximale Amplitude $u_{Amax} = \frac{Q_{in}}{C_F}$, welche dann mit der Exponentialfunktion über der Zeit t abklingt (vgl. Abbildung 2.8 rechts). Nach der Zeit $5 \cdot \tau$ gilt die Amplitude als vollständig abgeklungen. Sind die Bauteilwerte dimensioniert, hängt die maximale Amplitude von $u_A(t)$ nur von der Partikelladung ab. Im Umkehrschluss kann von der gemessenen Amplitude mittels eines Konversionsfaktors (β) die zu messende Ladung (Q_P) berechnet werden:

$$Q_P = \frac{u_{Amax}}{\beta} \quad (2.23)$$

Der Konversionsfaktor hat die Einheit $\left[\frac{V}{C}\right]$. Durch Vergleich von (2.22) und (2.23) kann der Konversionsfaktor für den Vorverstärker mit Ladungseingang zu $\beta = \frac{1}{C_F}$ bestimmt werden.

Mit dem Backend wird eine Pulserkennung mittels Schwellenwertabgleich durchgeführt (vgl. Abbildung 2.1). Betrachtet man den rein analogen Schwellenwertabgleich, so wird $u_A(t)$ ständig mit einem zuvor festgelegten Schwellenwert (SW) verglichen. Ist $u_A(t) > SW$, dann ist ein Puls im Signal vorhanden, was als Partikelevent am Detektor gewertet wird. Aus elektrotechnischer Sicht lässt sich diese Funktion mit einer Komparator- oder Schmitt-Trigger-Schaltung umsetzen. Um die Detektionswahrscheinlichkeit größtmöglich zu erhalten, muss β größtmöglich ausgelegt werden. Bei gegebener Partikelladung bedeutet ein großes β eine hohes u_{Amax} , was bedeutet, dass die Kapazität im Rückführkreis kleinstmöglich gewählt wird ($C_F \rightarrow 0$).

Im späteren Verlauf dieser Arbeit wird der digitale Schwellenwertabgleich besprochen. Dazu wird das analoge Signal $u_A(t)$ digitalisiert, mit digitaler Signalverarbeitung aufbe-

reitet und dann einem Schwellenwertvergleich unterzogen. Im Gegensatz zur analogen Variante muss hier noch der Einfluss der RC-Konstanten τ (auch Zeitkonstante genannt) berücksichtigt werden. Deren Einfluss lässt sich anhand der Energiebetrachtung nach Gleichung (2.11) verdeutlichen. Wie später in Kapitel 2.4 gezeigt wird, so werden mit der digitalen Signalverarbeitung höhere Detektionswahrscheinlichkeiten erzielt, je höher die im Nutzsignal enthaltene Energie ist. Einsetzen von (2.22) in (2.11) liefert:

$$E = \left(\frac{Q_{in}}{C_F}\right)^2 \cdot \int_0^{5\tau} e^{\left(\frac{-2t}{\tau}\right)} \cdot dt$$

Es lässt sich leicht zeigen (hier ohne Beweisführung), dass die Signalenergie umso größer wird, desto größer τ ausgelegt wird. τ hängt von den elektronischen Komponenten im Rückführkreis des Operationsverstärkers ab ($\tau = R_F \cdot C_F$). Unter diesem Aspekt muss R_F größtmöglich gewählt werden. Da C_F zusätzlich auch den Konversionsfaktor beeinflusst, muss bei dessen Dimensionierung bei der digitalen Auswertung zwischen hoher Signalenergie und hohem Konversionsfaktor abgewogen werden.

Transimpedanzverstärker

Diese Verstärkergrundschaltung wird in der Literatur auch unter dem Begriff „Strom zu Spannungswandler“ oder auch „Elektrometer“ geführt und ist an das Stromsignal angepasst. Das Schaltbild des Transimpedanzverstärkers zeigt Abbildung 2.9.

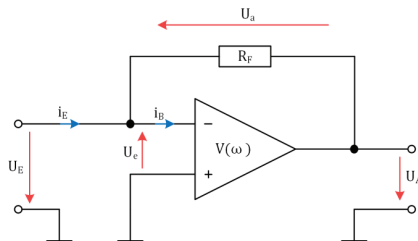


Abbildung 2.9: Grundschaltung des Vorverstärkers mit Stromeingang.

Unter der Annahme rein idealer Bauteile (keine Blindwiderstände, idealer OP, etc.), ist die Übertragungsfunktion nicht komplex, da sie keine Verschiebung zwischen Eingangss- und Ausgangssignal erzeugt. Die Maschengleichung liefert:

$$U_A(t) = -R_F \cdot i_E(t) \quad (2.24)$$

Da dieser Vorverstärkertyp im Vergleich zum CSA keine integrierende Kapazität besitzt, ist der zu erwartende Puls am Ausgang vor allem bei langsamen Partikeln sehr klein, was für die Detektionswahrscheinlichkeit des Gesamtsystems nachteilig ist. Wie bei der Signalanalyse beschrieben, hängt die Amplitude des Strompulses (im Vergleich zum Ladungssignal) von mehreren Parametern ab. Ist beispielsweise die Integrationszeit aufgrund schneller Partikel sehr klein, so kann die Wahl des Strom-zu-Spannungswandlers als Vorverstärker zu einer größeren Ausgangsamplitude führen. Welcher der beiden vorgestellten Vorverstärker die richtige Wahl ist, hängt vom Gesamtsystem ab. Überlegungen dazu und Berechnungen zur Auslegung werden in Kapitel 2.2.5 angestellt.

2.2.3 2. Stufe: Shaper

Die Hauptaufgabe dieser Verstärkerstufe ist das Optimieren des *SNR*. Dazu gibt es im Wesentlichen zwei Steuergrößen. Zum einen muss die Verstärkung des Nutzsignals an den dynamischen Bereich des Backends angepasst werden. Hierzu genügt der Verstärkungsfaktor der Vorverstärker in den meisten Fällen nicht und das Nutzsignal muss weiter verstärkt werden (im Bereich von $G = 10^1$ bis 10^3). Zum anderen wird das Rauschen gedämpft. Dies wird erreicht, indem das Frequenzband durch Filterung entsprechend eingegrenzt wird.

Bei Verwendung eines Backends mit DSV wird zusätzlich ein Anti-Aliasing-Filter benötigt. Der Hintergrund ist, dass bei der Abtastung mit dem ADC das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem nicht verletzt wird. Abbildung 2.10: zeigt die Grundsaltung, mit der eine Verstärkung des Nutzsignals sowie eine Bandbegrenzung durch Tiefpassfilterung umgesetzt werden kann:

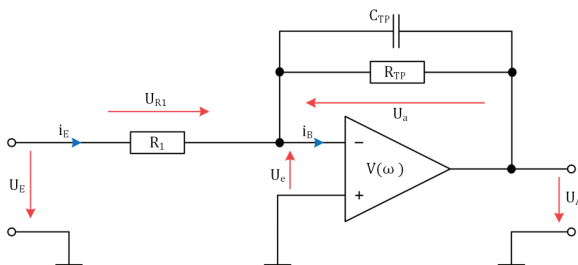


Abbildung 2.10: Grundsaltung der Shaper-Stufe. Optimierung des *SNR* durch Verstärkung des Signals und Reduzierung des Rauschens durch Bandbegrenzung.

Diese Verstärkerstufe hat einen großen Einfluss auf die Signalform. Daher ist die Kenntnis der Übertragungsfunktion $G(\omega)$ für die Auslegung des Backends (Anpassung der DSV) von Bedeutung. Mit Hilfe der Systemtheorie wird $G(\omega)$ für diese Grundschaltung bestimmt. Da beim Vorverstärker mit Ladungseingang die Herleitung ausführlich beschrieben ist, wird an dieser Stelle darauf verzichtet und die verwendete Funktion direkt zur Verfügung gestellt. Das Vorgehen und die zugrunde liegenden Annahmen sind identisch zur Herleitung von (2.20).

$$G_S(\omega) = -\frac{R_{TP}}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + i \cdot \omega \cdot R_{TP} \cdot C_{TP}} \quad (2.25)$$

Nach Beziehung (2.10) ergibt sich der Amplitudengang durch Betragsbildung von $G_S(\omega)$. Mit der Kreisfrequenz $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ resultiert:

$$|G_S(f)| = \frac{R_{TP}}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_{TP} \cdot C_{TP})^2}} \quad (2.26)$$

Trägt man (2.26) über der Frequenz auf, erkennt man den typischen Verlauf eines Tiefpasses 1. Ordnung. Dies zeigt das Diagramm auf der linken Seite von Abbildung 2.11. Die grüne Kurve entspricht dem Verlauf des Amplitudenganges der Shaper-Stufe für die Bauteilwerte $R_{TP} = 3,9 \text{ k}\Omega$, $C_{TP} = 4,7 \text{ pF}$ und $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$. Die Indizes der einzelnen Messpunkte sind Abbildung 2.4 zu entnehmen. Mit der Gleichung (2.27) lässt sich die Grenzfrequenz für den Tiefpass 1. Ordnung bestimmen:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{TP} \cdot C_{TP}} \quad (2.27)$$

Mit der o. g. Dimensionierung beträgt $f_g = 8,68 \text{ MHz}$. Um den Einfluss des gesamten Frontends zu verdeutlichen, ist der Amplitudengang des Vorverstärkers ebenfalls mit aufgetragen (blaue Kurve). Sind die einzelnen Verstärkerstufen gegenseitig entkoppelt, können die komplexen Übertragungsfunktionen durch Multiplikation zusammengefasst werden:

$$G_{ges}(\omega) = G_V(\omega) \cdot G_S(\omega) \quad (2.28)$$

Entkoppelt bedeutet in diesem Fall, dass keine Verstärkerstufe durch die nachfolgende belastet wird. Dies ist bei Verwendung von Filterschaltungen basierend auf aktiven Bauelementen (z. B. Operationsverstärker) gegeben. Bei einfachen RLC-Schwingkreisen

kommt es auf die Dimensionierung an, ob die einzelnen Stufen gegenseitig entkoppelt sind.

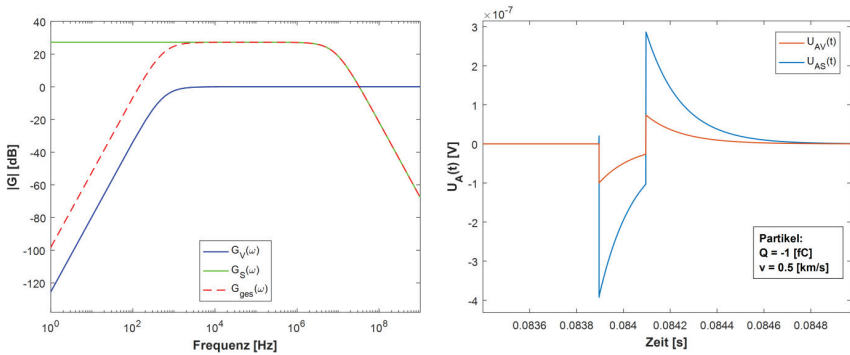


Abbildung 2.11 Links: Verlauf des Amplitudengangs für Vorverstärker und Shaper. Rechts: Ausgangssignal des Vorverstärkers und des Shapers im Zeitbereich.

Im rechten Diagramm sind die Zeitverläufe des Messsignals an den Messpunkten vor und nach der Shaper-Stufe aufgetragen. Diese wurden für ein Partikel mit $Q = -1$ fC berechnet, welches den Röhrendetektor mit einer Geschwindigkeit von $v = 0,5$ km/s passiert. Hierzu wurde das Detektorsignal aus Gleichung (2.4) mittels der Fouriertransformation (2.7) in den Frequenzbereich übertragen. Dort wird dem Signal das Schaltungsverhalten mittels der komplexen Übertragungsfunktion aufgeprägt. Für die rote Kurve wurde das Übertragungsverhalten der 1. Stufe (2.20) und für die blaue Kurve das Übertragungsverhalten der ersten beiden Stufen (2.28) verwendet. An dieser Stelle liegt das Ausgangssignal im Frequenzbereich vor. Um das Ausgangssignal in den Zeitbereich zu transformieren wird die inverse Fouriertransformation (2.8) angewandt. Das berechnete Signal von $U_A(t)$ weist den charakteristischen Verlauf der Kombination aus Röhrendetektor und ladungssensitivem Verstärker auf. Zudem ist im Diagramm die Signalverstärkung der Shaper-Stufe um den Faktor $G = \frac{R_{TP}}{R_1}$ deutlich zu erkennen.

Die Dimensionierung der elektronischen Komponenten wurde hier so durchgeführt, dass die Hauptsignalannteile aus der Frequenzanalyse zum Röhrendetektor (vgl. Abbildung 2.5) nicht begrenzt werden. Bei Verwendung eines digitalen Backends mit DSV müssen noch weitere Aspekte berücksichtigt werden. Die Ordnung der vorliegenden Tiefpassfilterung ist 1. Um eine Filterung höherer Ordnung zu bekommen ist ein erheblich höherer Bauteilaufwand nötig. Da jedes Bauteil Störungen (Rauschen) mit sich

bringt, ist eine effiziente analoge Filterung nur extrem schwer umsetzbar. Mittels digitaler Signalverarbeitung lassen sich Filterungen mit höheren Ordnungen im Vergleich dazu wesentlich einfacher durchführen. Diese gehen lediglich auf Kosten der Rechenleistung der Signalverarbeitung. Bei Verwendung eines Signalverarbeitungssystems mit DSV sollte die Funktion der Bandbegrenzung zur Verbesserung des *SNR* in den digitalen Teil des Triggersystems verschoben werden, da dieser dort wesentlich effizienter durchgeführt werden kann. Der Anti-Aliasing-Filter kann aber nicht ersetzt werden. Aus dem Grund wird die Bandbegrenzung des Tiefpasses bei Verwendung eines digitalen Backends auf die halbe Abtastrate der Analog-zu-Digitalwandler gesetzt.

Damit das Frontend ideal an die Detektorkapazität angepasst werden kann, existieren Schaltungsdesigns mit externem Eingangs-JFET (Junction-Feldeffekttransistor) im Vorverstärker. Bei den korrespondierenden Shaper-Stufen ist zusätzlich ein Hochpass integriert. Dieser dient zum Herausfiltern des Gleichstromanteils, der durch das Einstellen des Arbeitspunktes des JFETs eingekoppelt wird. Nachteilig daran ist, dass das Nutzsignal ebenfalls gedämpft wird, da auch niedrige Frequenzanteile enthalten sind.

2.2.4 3. Stufe: Treiber

Damit das analoge Frontend am Ausgang genügend Strom liefern kann, um das Backend zu treiben, wird eine Treiberstufe nachgeschaltet. Mit dieser wird der Ausgang des Frontends niederohmig ausgeführt. Vor allem bei Verwendung von passiven und hochohmigen Filterstufen am Ausgang des Shapers muss ein Treiber eingesetzt werden, damit die Spannung am Ausgang nicht einbricht.

Die Treiberstufe hat die Übertragungsfunktion $G = 1$. Er verändert also das Signal und dessen Form nicht.

2.2.5 Design- und Auswahlkriterien

Die zu verstärkende Ladungsträgerverschiebung des Sensorkopfs kann als Ladungs- oder als Stromsignal aufgefasst werden (vgl. Abbildung 2.3). Die Wandlung in ein korrespondierendes Spannungssignal erfolgt mit dem Vorverstärker. Bei der Entscheidungsfindung, ob ein Verstärker mit Ladungseingang (CSA) oder mit Stromeingang (Transimpedanzverstärker) die beste Wahl für die vorliegende Problemstellung ist, sind folgende Aspekte zu berücksichtigen. Die Missionsanforderung definiert den Geschwindigkeitsbereich der zu messenden Partikel. Anhand der Sensorgeometrie kann berech-

net werden, welcher Vorverstärker die höhere Amplitude liefert. Die Berechnung wird beispielhaft für einen Detektor mit röhrenförmiger Elektrode durchgeführt. Dazu werden die Bezeichnungen und Kurvenverläufe aus Abbildung 2.3 verwendet. Die maximale Amplitude des CSA ergibt sich aus Gleichung (2.22) und beträgt:

$$U_{CSA} = \frac{Q_P}{C_{F_CSA}}$$

Die Maximalstelle des Transimpedanzverstärkers wird durch einsetzen von (2.5) in (2.24) berechnet:

$$U_{IU} = R_{F_IU} \cdot \frac{dQ}{dt}$$

Die Betrachtung des linearen Anstiegs des trapezförmigen Ladungssignals liefert:

$$\frac{dQ}{dt} = konst = \frac{s}{v_P}$$

Durch Gleichsetzen der Maximalstellen erhält man die Geschwindigkeitsschwelle, ab der ein Einsatz des Strom-zu-Spannungswandler eine höhere Amplitude als der CSA liefert:

$$v_P = \frac{s}{C_{F_CSA} \cdot R_{F_IU}}$$

Für $s = 1,46 \cdot 10^{-2}$ m, $C_{F_CSA} = 1$ pF und $R_{F_IU} = 100$ M Ω liegt die Grenze bereits bei einer Geschwindigkeit von $v_P = 146$ m/s. Zusätzlich zur maximalen Amplitude muss auch das induzierte Rauschen des jeweiligen Vorverstärkers berücksichtigt werden. Diese Parameter determinieren die Empfindlichkeit des analogen Systems, was im weiteren Verlauf des Dokuments gezeigt wird. Bevor die Wahl des Vorverstärkers endgültig getroffen werden kann, muss die komplette Messkette mit dem verwendeten Backend betrachtet werden. Wird ein System zur Auswertung mit DSV nachgeschaltet, so muss die Signalenergie möglichst hoch sein. Aufgrund des integrierenden Verhaltens des CSA hat dieser am Ausgang Signale mit längeren Amplitudendauern, als der Transimpedanzverstärker, was in den meisten Fällen zu einer höheren Signalenergie führt. Zudem gestaltet sich die Auswertung des Stromsignals aufwändiger als die des Ladungssignals. Wie in der obigen Rechnung ersichtlich ist, kann die Amplitude des CSA direkt in eine korrespondierende Partikelladung umgerechnet werden. Demgegenüber steht, dass die Amplitude des Stromsignals abhängig von der Partikelgeschwindigkeit ist. Zur Ladungs-

bestimmung muss in diesem Fall zuerst die Partikelgeschwindigkeit gemessen werden, mit der dann die Ladung berechnet werden kann.

Nachdem die Diskussion der Grundsaltungen und der Bauteildimensionierung abgeschlossen ist, werden im Folgenden Aspekte genannt, die bei der Platinenfertigung und Bauteilauswahl zu berücksichtigen sind. Eingangs wurde beschrieben, dass die Ströme der Ladungsinfluenzdetektoren eine Größenordnung von wenigen Picoampere aufweisen. Wohingegen Kriechströme durch das Platinenmaterial bei den meisten Anwendungen vernachlässigt werden können, haben diese u. U. einen signifikanten Einfluss bei der Signalverarbeitung des influenzierten Signals. Dies liegt daran, dass der Strom des Nutzsigs und der Kriechstrom die gleiche Größenordnung besitzen. Bei der Verstärkerfertigung im Rahmen des vorliegenden Projekts wurde diesem Problem mit zwei unterschiedlichen Verfahren begegnet. Beim ersten wurde der Ladungseingang des Vorverstärkers auf einen Teflonpin gelötet. Dieser weist eine höhere Isolation als ein Platinenmaterial auf, was den Kriechstrom deutlich minimiert. Ist die Verwendung von Teflonpins technisch nicht umsetzbar, werden sog. Guardflächen verwendet. Details zu diesen Verfahren sind in [Jung, 2005, S. 257 ff.] beschrieben.

2.3 ADC

Mit dem ADC-Baustein wird das analoge Signal des Frontends digitalisiert, um es der DSV zuzuführen. Die Hauptfaktoren, die das Signal bei diesem Vorgang beeinflussen sind: die Abtastrate (f_s), die Auflösung (engl. Resolution, Res), sowie das Rauschverhalten (engl. Effective Number Of Bits, $ENOB$). Die Abtastrate hat bei der digitalen Signalverarbeitung einen signifikanten Einfluss. Dies lässt sich am besten mit der Definition der Signalenergie durch Gleichung (2.12) verdeutlichen. Je öfter eine Nutzsiganal-amplitude abgetastet wird, desto größer wird die Energie des betrachteten Signalabschnitts. Der Parameter Res gibt den Grad der Quantisierung an, dessen Einfluss bei niedrigen Signalpegeln dominanter wird. Mit hochaufgelöster Abtastung können zusätzlich kleinere Signalenergien erfasst werden und zur Gesamtenergie beitragen. $ENOB$ ist ein Indikator, der den Beitrag zum Rauschen des verwendeten ADC-Bausteins anzeigt. Auf diese vorgestellten Parameter wird im Speziellen bei der Auslegung der DSV Bezug genommen.

2.4 Digitale Signalverarbeitung

Nach der Signalaufbereitung durch das analoge Frontend können die Detektorsignale ausgewertet werden. Die Empfindlichkeit, also die Schwelle der kleinsten Ladung, die gemessen werden kann, ist an dieser Stelle durch zwei Faktoren determiniert. Zum einen ist das die Fähigkeit der Detektor-Frontendkombination zur Erzeugung eines Signals mit möglichst hoher Amplitude bzw. Signalenergie aufgrund eines Partikelevents mit gegebener Ladung. Zum anderen sind das die Störungen in Form von stochastischem Rauschen, das durch die elektronischen Komponenten der Frontendelektronik induziert wird. Bei aktuellen Systemen liegt diese Schwelle bei 950 Elementarladungen (e^-) [Srama et al., 2008, S. 4]. Bei Laboraufbauten von [Auer, 2007], die speziell auf Empfindlichkeit optimiert sind, wurden durch Kühlung mit flüssigem Stickstoff 100 e^- erreicht. [Kelz, 2015, S. 3] stellt mit Tabelle 1 eine Auflistung von Ladungsverstärkern vergangener sowie aktueller Projekte und Studien zur Verfügung:

Tabelle 1: Übersicht verschiedener Ladungsverstärker für Staub- und Trajektoriensensoren [Kelz, 2015].

Projekt	$ENC [e^-]$	Frequenzbereich	$C_{Det} [pF]$	Eingang
Galileo	ca. 60000			
Cassini	2250	ca. 4 [KHz] ... 3 [MHz]	200	
Staubbeschleuniger IRS	950	2 [KHz] ... 10 [MHz]	7,1	JFET
Dust Telescope	95	1 [KHz] ... 10 [MHz]	5	JFET
Dust Telescope	83	10 [KHz] ... 10 [MHz]	5	MOSFET
Lunar Dust Analyzer	356	7 [Hz] ... 10 [KHz]	5,4	MOSFET
Auer Low Noise Amp.	100	1 [KHz] ... 10 [MHz]	5	JFET

Die Detektionsschwelle, die mit rein analoger Messtechnik erreicht werden kann, ist also im Wesentlichen vorgegeben durch den aktuellen Stand der Verstärkertechnologie. Da die wissenschaftliche (und kommerzielle) Notwendigkeit gegeben ist, kleinere Ladungen zu detektieren, muss entweder die Verstärkertechnologie weiterentwickelt werden oder es muss auf anderem Wege versucht werden, an die im Rauschen verborgene Signalinformation zu gelangen. Mit dem Ersteren befasst sich aktuell [Kelz, 2015]. Für den zweitgenannten Ansatz stellt die Mathematik numerische Lösungsmethoden zur Verfügung.

Damit mathematische Methoden auf ein elektronisches Signal angewandt werden können, muss dieses an diskreten Stellen erfasst und die Signalkurve abgespeichert werden. Liegt die Kurve dann in Form von einem Vektor vor, können die numerischen Verfahren mit einem digitalen Signalverarbeitungssystem durchgeführt werden. Für die Realisierung des Systems zur digitalen Signalverarbeitung werden digitale Bauelemente wie Analog-zu-Digitalwandler, Speicher, Arithmetik und Logikblöcke etc. benötigt. Um das System auslegen zu können müssen zuerst die benötigten Speichertiefen, Datenraten, Rechenoperationen pro Zeiteinheit, etc. abgeschätzt werden. Diese Parameter ergeben sich aus den numerischen Algorithmen, die auf das elektronische Signal angewandt werden. Zudem muss bei der Systemauslegung berücksichtigt werden, ob das Signal lediglich digitalisiert und abgespeichert wird, damit die Informationen zu einem späteren Zeitpunkt aus den Daten extrahiert werden können, oder ob die Algorithmen zur Laufzeit auf das Signal angewandt werden. Da bei den meisten Anwendungen des Partikeldetektionssystems wie z. B. bei [Mocker et al., 2011] die Partikelinformationen benötigt werden, noch während sich das Teilchen (mit hohen Geschwindigkeiten bis 200 km/s) im Messaufbau befindet, ist die in-situ-Detektion eine Anforderung an das Messsystem. Somit müssen bei dieser Anwendung die numerischen Verfahren direkt zur Signallaufzeit (entspricht der Partikelflugzeit) berechnet werden. Dies ist nur möglich, wenn die mathematischen Operationen soweit möglich parallel durchgeführt werden. Der hohe Parallelisierungsgrad hat wiederum einen Einfluss auf die Gesamtanzahl der benötigten arithmetischen und logischen Elemente.

Mit den numerischen Methoden befasst sich dieses Unterkapitel. Hierzu werden zuerst die relevanten mathematischen Verfahren vorgestellt und deren Einfluss auf die Partikeldetektion untersucht. Anhand der gewonnenen Ergebnisse wird dann ein Set an Funktionen zusammengestellt und an ein Partikeldetektionssystem (bestehend aus einem Detektor und analogen Frontend) angepasst. Am Ende dieses Unterkapitels wird das System zur digitalen Signalverarbeitung ausgelegt und alle Parameter aufgelistet, die das digitale System beeinflussen.

2.4.1 Digitale Filterung

Wird ein Signal mathematisch manipuliert, wie z. B. das Verstärken oder Dämpfen bestimmter Frequenzen, spricht man auch von einer digitalen Filterung. Wie eingangs erwähnt, wird das zeitkontinuierliche Signal (mittels ADC) an zeitdiskreten Punkten quan-

tiert und liegt als Vektor vor. Die zeitdiskreten Punkte ergeben sich durch die Abtastrate $f_s = \frac{1}{\Delta t}$. Mit $n \in \mathbb{N}$ kann die Zeit (T) als Vielfaches von Δt wiedergegeben werden: $T = n \cdot \Delta t$. Die digitale Filterung kann mit Hilfe einer „Black Box“ veranschaulicht werden (Analogie Vierpol bei Verstärken). Das Eingangssignal $x(n)$ wird elementweise eingeschoben und man erhält das mit der Übertragungsfunktion manipulierte Ausgangssignal $y(n)$. Hervorzuheben ist hier die Analogie zur Systemtheorie, wie sie bei der Herleitung des Übertragungsverhaltens der analogen Verstärker verwendet wurde. Diesen Signalpfad sowie das Vorgehen zur Bestimmung von $y(n)$ zeigt Abbildung 2.12.

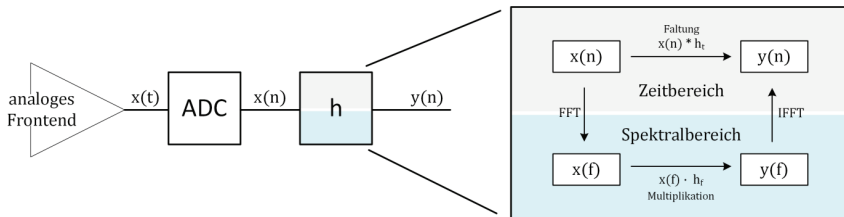


Abbildung 2.12: Digitalisierung des analogen Signals und digitales Filtern.

Auch hier gibt es wieder zwei Wege, um das Ausgangssignal im Zeitbereich $y(n)$ zu bestimmen. Der eine Weg führt über den Spektralbereich und der andere direkt über den Zeitbereich. Je nachdem in welchem Bereich (Zeit- bzw. Frequenz) die Übertragungsfunktion h vorliegt, muss anhand der benötigten Rechenoperationen abgewogen werden, welcher Weg der effizienteste ist. Die Faltung im Zeitbereich ist meist aufwendiger als die Multiplikation im Spektralbereich, jedoch ist keine Fouriertransformation und Rücktransformation nötig. Im Gegensatz zu den analogen Verstärkern liegt die Übertragungsfunktion der meisten digitalen Filter im Zeitbereich vor. Aus diesem Grund wird hier meistens die Faltung im Zeitbereich vorgezogen. Die Faltung wird in der Literatur mit dem (*)-Operator beschrieben. Die Arithmetik der Faltungsoperation $y(n) = x(n) * h$ für zeitdiskrete Signale beschreibt Gleichung (2.29):

$$y(n) = \sum_{k=1}^N x(k) \cdot h(n+k) \quad (2.29)$$

Es gibt weitere Formen der digitalen Filterung, bei denen das Ausgangssignal $y(n)$ auf den Eingang rückgekoppelt wird. Diese haben unter Umständen zur Folge, dass sie eine unendlich lange Impulsantwort generieren. Filter mit dieser Eigenschaft werden als „In-

finite Impulse Response“-Filter (IIR) bezeichnet. Die Filterformen, die für das Partikel-detectionssystem verwendet werden, sind alle ohne Rückkopplung realisierbar. Diese sind somit stabil und haben eine endliche (finite) Impulsantwort. In der Literatur wird diese Filterform eingeordnet in die Klasse der „Finite Impulse Response (FIR)“-Filter. FIR-Filter lassen sich mit Beziehung (2.29) beschreiben. Die einzige Voraussetzung ist die Kenntnis der Übertragungsfunktion (h) mit der Länge N .

2.4.2 Beispielsystem zur Partikeldetektion

Die Missionsanforderungen geben vor, welche Detektorgeometrie und Elektrodenform (Röhrenelektrode, Gitterelektrode, Drahtelektrode) eingesetzt wird. Mit dem Detektor-design und dem Geschwindigkeitsbereich der zu detektierenden Partikel wird berechnet, ob ein Vorverstärker mit Ladungseingang oder mit Stromeingang verwendet wird. In Kapitel 4 sind unterschiedliche Partikeldetektionssysteme beschrieben, die für verschiedene Missionen entwickelt wurden. Zur Auslegung der digitalen Signalverarbeitung für jedes dieser Systeme werden einheitliche Methoden benötigt. Dazu wird ein Beispielsystem definiert, anhand dessen die Auslegungsverfahren hergeleitet werden. Bei der Herleitung wird darauf geachtet, dass die Auslegungsmethoden allgemeingültig beschrieben sind. Somit sind die vorgestellten Verfahren auf alle Detektor-Frontend-Kombinationen anwendbar. Das Beispielsystem besteht aus der Kombination eines Detektors mit röhrenförmiger Elektrode und einem analogen Frontend mit Ladungseingang (vgl. Abbildung 2.13).

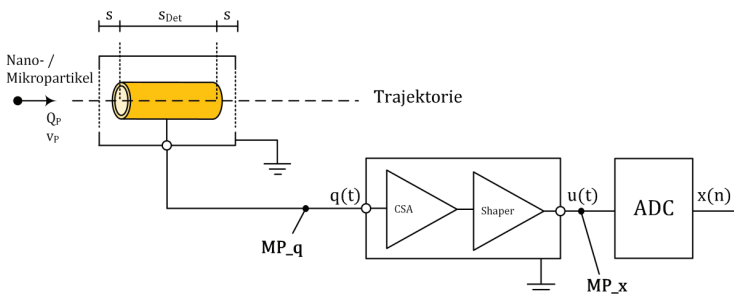


Abbildung 2.13: Beispielsystem bestehend aus Detektor mit röhrenförmiger Elektrode und analogem Frontend mit Ladungseingang. Messpunkte (MP_q , MP_x) jeweils nach Detektor und Frontend.

In Tabelle 2 sind alle relevanten Parameter aufgelistet, die dem Beispielsystem zugrunde liegen. Der Partikelgeschwindigkeitsbereich geht von $v_p = 0,5$ bis $200 \frac{\text{km}}{\text{s}}$. Sofern keine anderen Angaben gemacht werden gilt für die Partikelladung: $Q_p = 1 \text{ fC}$.

Tabelle 2: Dimensionierung des Beispielsystems.

	Q_p [fC]	$v_{p, \min}$ [km/s]	$v_{p, \max}$ [km/s]		s [m]	s_{Det} [m]
Partikel	> 0,1	0,5	200	Detektor	$1,46 \cdot 10^{-2}$	0,2
	β [V/C]	RC [s]	Var [V ²]		f_s [MHz]	Res [bit]
Frontend	$19 \cdot 10^{12}$	$11 \cdot 10^{-5}$	$7,92 \cdot 10^{-6}$	ADC	50	12

Die Algorithmen der DSV werden auf das Signal am Messpunkt MP_x angewandt. Dazu muss das Messsignal digital vorliegen. Mit einem ADC wird $u(t)$ an diskreten Zeitpunkten quantisiert. Das Signal nach Quantisierung wird mit $x(n)$ bezeichnet. Die diskreten Zeitschritte (Δt) zwischen zwei Abtastwerten sind konstant und ergeben sich aus der eingestellten Abtastrate (f_s) des ADCs. Mit $n \in \mathbb{N}$ kann die kontinuierliche Zeit t als Vielfaches von Δt beschrieben werden: $t = n \cdot \Delta t$. Mit $\Delta t = \frac{1}{f_s}$ lässt sich n mit der Beziehung: $n = t \cdot f_s$ beschreiben.

Die Messempfindlichkeit des Partikeldetektionssystem an der Stelle von MP_x ist im Wesentlichen durch zwei Parameter determiniert. Erstens ist das die maximale Amplitude von $u(t)$, die bei einem CSA mit Ladungseingang lediglich von der Partikelladung Q_p abhängt. Zweitens hängt die Empfindlichkeit vom Messrauschen ab, dass hauptsächlich vom Frontend induziert wird. Bei anschließender digitaler Signalverarbeitung steigt die Anzahl der Parameter die einen Einfluss auf die Performance haben und damit die Komplexität. Da mit den Algorithmen zusätzlich die Signalform ausgewertet wird, fließt in die Bewertung der Performance des Messsystems die Detektorgeometrie, der Partikelgeschwindigkeitsbereich, die Übertragungsfunktion des eingesetzten analogen Frontends $G(\omega)$, sowie die Abtastrate f_s des ADC mit ein.

Aufgrund der Komplexität der Algorithmen kann die Auswirkung der DSV nicht auf analytischem Weg beschrieben werden. Deshalb wird das zu untersuchende Partikeldetektionssystem numerisch simuliert. Die Physik des Detektors wird mit Gleichung (2.4) beschrieben und die Reaktion des Frontends auf das Detektorsignal ist durch (2.28) gegeben (vgl. Abbildung 2.11). Unter Annahme konstanter Partikelladung kann für jede Par-

tikelgeschwindigkeit ein zugehöriges Signal an MP_x aufgestellt werden. Diese Kurvenschar wird mit $x_v(n)$ bezeichnet. Für den Index gilt $\{v \in \mathbb{R} \mid 0,5 \leq v \leq 200\}$ und dessen Wert entspricht der zugrundeliegenden Geschwindigkeit in $\left[\frac{\text{km}}{\text{s}}\right]$. Bei den folgenden Herleitungen wird auf diese Kurvenschar zurückgegriffen.

2.4.3 Frequenzanalyse der Signale des analogen Frontends

Um die Fragestellung zu beantworten, mit welcher digitalen Filterform das Messsignal am besten manipuliert wird, so dass die Signalinformationen hervorgehoben und die Störungen abgeschwächt werden, muss zuerst eine Frequenzanalyse aller Eingangssignale $x_v(n)$ durchgeführt werden. Die folgenden Untersuchungen werden anhand des Beispielsystems für den allgemeinen Fall hergeleitet. Die vorgestellten Methoden lassen sich für jede Kombination der beschriebenen Detektoren und Frontendverstärker äquivalent durchführen.

Jede Kurve der Schar von $x_v(n)$ kann mit Gleichung (2.7) in den Frequenzbereich transformiert werden. In Abbildung 2.14 oben sind exemplarisch die Kurven $x_{0,5}(n)$ und $x_{200}(n)$ an den Geschwindigkeitsrandbereichen aufgetragen. In den unteren Diagrammen sind die zugehörigen Fourier-Transformierten abgebildet. Dies zeigt das komplette Spektrum, welches der digitalen Filterung zugeführt wird.

Um den Einfluss und die Notwendigkeit der digitalen Filterung zu verdeutlichen wurden den Signalen starke Störungen in Form von weißem gaußschen Rauschen (AWGN) überlagert. Für den Effektivwert der überlagerten Rauschspannung (v_{rms}) wurde hier für Anschauungszwecke ein Wert von $v_{rms} = 1 \cdot 10^{-2} \text{ V}$ gewählt. Das Überlagern des Signals mit dem Rauschen wurde numerisch unter Verwendung von Pseudozufallszahlen gelöst. Da das Rauschen zufällig (nicht vorhersehbar) ist, kann es mathematisch nur mithilfe der Stochastik beschrieben werden. Der stochastische Parameter, der v_{rms} entspricht wird als Standardabweichung (σ) bzw. Varianz (Var) bezeichnet. Zwischen diesen Parametern gilt die Beziehung:

$$v_{rms} = \sigma = \sqrt{Var} \tag{2.38}$$

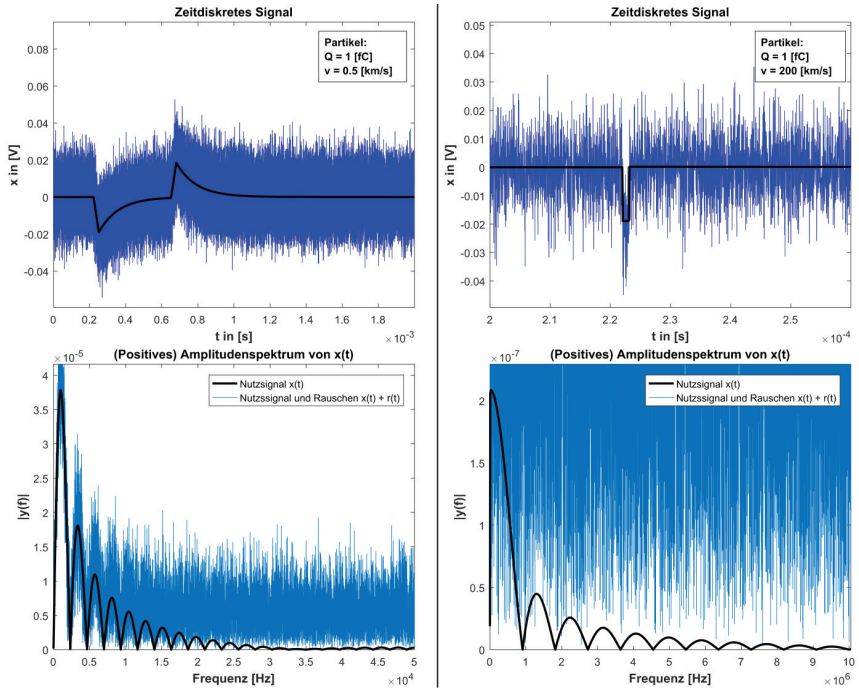


Abbildung 2.14: Signale des Beispielsystems aus Kapitel 2.4.2 nach dem ADC im Zeit- und Frequenzbereich. Links: für ein Partikel mit $v_p = 0,5 \text{ km/s}$. Rechts: für ein Partikel mit $v_p = 200 \text{ km/s}$.

Liegt ein Nutzsignal $x(n)$ mit AWGN $r(n)$ vor, so kann man schreiben: $s(n) = x(n) + r(n)$. Für $s(n)$ können die stochastischen Parameter (2.30) mit Gleichung (2.31) bestimmt werden. $N \in \mathbb{N}$ entspricht der untersuchten Signallänge.

$$v_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N s^2(n)} \quad (2.31)$$

Die Betrachtung des Frequenzbereichs in Abbildung 2.14 zeigt, dass für langsame Partikel Signale mit nennenswerten Frequenzanteilen im unteren Kiloherzbereich zu erwarten sind. Für schnelle Partikel treten Frequenzen im unteren Megaherzbereich auf. Das zu filternde Frequenzband ist demnach sehr breit. Dies hat einen Einfluss auf die Anpassung der Filter und somit auf die Komplexität (Rechenintensität) der Filteralgorithmen.

An dieser Stelle sei auch die unterschiedliche Form der Hauptfrequenzkeulen zu erwähnen. Für Partikel im unteren Geschwindigkeitsbereich steigt diese weniger steil an. Dies liegt darin begründet, dass die zugehörige Signalform im Zeitbereich weniger steile Kurvenanteile besitzt.

2.4.4 Formen der digitalen Filterung

Für die Auslegung der DSV des Triggersystems gibt es mehrere relevante Filtermethoden. Diese werden im Folgenden diskutiert und deren Funktionen bei der Partikelmessung beschrieben. Betrachtet man die verrauschten Signale (blaue Kurven) aus Abbildung 2.14 im Zeitbereich, so erkennt man, dass diese mittels einfacher Schwellenwerterkennung nicht verlässlich auswertbar sind. Die Aufgabe der digitalen Filterung muss sein, die gestörten Signale dahingehend zu manipulieren, dass ein Schwellenwertvergleich zu einem sicheren Ergebnis führt. Dies kann erreicht werden durch:

- Forderung 1: Abschwächen der Signalanteile des Rauschens relativ zu den Nutzsignalanteilen.
- Forderung 2: Verstärken der Nutzsignalanteile relativ zu den Störanteilen.

Die Filterklasse mit der Forderung 1 umgesetzt werden kann, sind die sog. bandbegrenzenden Filter. Dazu zählen Hochpass (HP) und Tiefpass (TB) sowie die zusammengesetzten Formen Bandpass (BP) und Bandsperre (BS). Wie der Name andeutet, werden bestimmte Bereiche des Frequenzbands gedämpft. Damit keine Nutzsignalanteile abgeschwächt werden, muss der Abstand der Grenzfrequenz (f_g) zu den erwarteten Frequenzen des Nutzsignals ausreichend groß dimensioniert werden. Für die detaillierte Bestimmung der Filterübertragungsfunktion, sowie Dimensionierung der Grenzfrequenzen sei auf Standardwerke wie z. B. [Kammeyer et al., 2006] verwiesen. Um die Eigenschaften der Filterklasse der bandbegrenzenden Filter und deren Bedeutung für die Partikelmessung herauszustellen, wird das Signal $x_{0,5}(n)$ (vgl. Abbildung 2.14) tiefpassgefiltert. Der Übertragungsfunktion h_{TP} wurden folgende Eigenschaften zugrunde gelegt:

- Funktion: Tiefpassfilterung
- Umsetzung: Least Squares
- Ordnung: 1000
- Grenzfrequenz: $f_g = 25 \text{ KHz}$

Damit sind Signal $x_{0,5}$ und Filterübertragungsfunktion h_{TP} gegeben und das gefilterte Signal kann mit Beziehung (2.29) berechnet werden. Dies zeigt Abbildung 2.15.

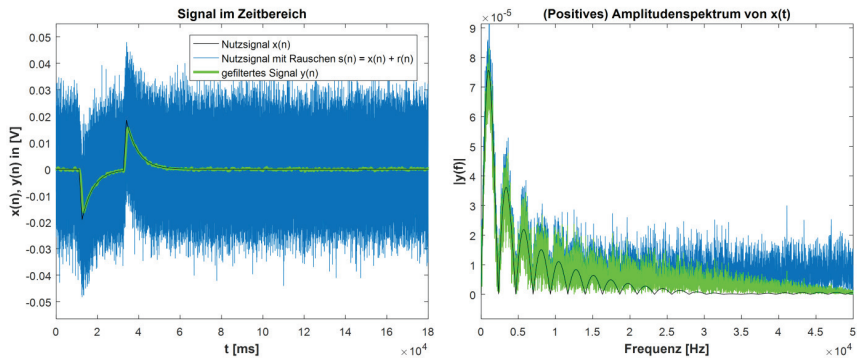


Abbildung 2.15: Auswirkung der Tiefpassfilterung auf die realen Signale im Zeit und Frequenzbereich. Schwarze Kurve: Nutzsinal. Blaue Kurve: Nutzsinal mit AWGN. Grüne Kurve: Gefiltertes Signal $y(n)$.

Im Spektrum (rechtes Diagramm) zeigt sich die Dämpfung der Signalenergie ab der Grenzfrequenz f_g . Da hier laut Analyse (vgl. Kapitel 2.4.3) kaum Signalanteile vorhanden sind, wird hauptsächlich das Rauschen gedämpft. Dies zeigt sich im Zeitbereich im linken Diagramm durch eine Reduzierung des Rauschens. Das überlagerte Rauschen hat vor der Tiefpassfilterung eine Standardabweichung von $\sigma_s = 1 * 10^{-2}$ V (blaue Kurve). Mit Gleichung (2.31) wird die Standardabweichung des gefilterten Signals (grüne Kurve) berechnet. Diese beträgt $\sigma_y = 2,5 * 10^{-4}$ V, was um den Faktor 40 geringer ist.

Die Diagramme zeigen auch ein weiteres wichtiges Phänomen dieser Filterklasse. Die Filterung mit den Bandbegrenzenden Filtern verändert die Grundsignalform nicht (sofern richtig dimensioniert). Dies zeigt der Vergleich des unverrauschten Nutzsignals $x_{0,5}$ (schwarze Kurve) mit dem rückgewonnenen Signal $y_{0,5}$ (grüne Kurve) im Zeitbereich. Die zu erkennende Abweichung in Form von Kantenglättung bzw. Amplitudendämpfung resultiert vor allem aus dem geringen Abstand von f_g zum erwarteten Frequenzbereich. Wird der Abstand von f_g vergrößert, wird die Grundform besser erhalten, es wird jedoch das Rauschen weniger abgeschwächt. Diese Aspekte fließen später in die Berechnung der Empfindlichkeit des Partikeldetektionssystems mit ein.

Die Filterung mit sehr hoher Ordnung (hier 1000) liefert sehr gute Resultate. Dies ist mit analoger Filterung nicht realisierbar. Bei der digitalen Filterung steigt mit der Ordnung

auch der Speicherbedarf und die benötigte Anzahl der arithmetischen und logischen Elemente. Dies muss bei der Systemauslegung berücksichtigt werden.

Als Fazit lässt sich anführen: Aufgrund der Tiefpassfilterung ließe sich das Messsignal mit einem Schwellenwertvergleich auswerten, trotz des starken AWGN. Stecken im Signal vor der Filterung die Partikelinformationen (z. B. Partikelladung), können diese aus $y(n)$ ohne weiteres extrahiert werden, da die Grundsignalform nicht geändert wird.

Beim hier behandelten Messsystem werden bandbegrenzende Filter vor allem eingesetzt, um Funktionen der Shaper-Stufe (analoges Frontend) umzusetzen. Sofern es möglich ist DSV-Ressourcen zur Verfügung zu stellen, ist es effizienter Funktionen der analogen Shaper-Stufe digital zu realisieren. Diese Filterklasse wird bei der vorliegenden Problemstellung vor allem eingesetzt zur Vorfilterung (TP), DC-Kompensation (HP) und zur Bandbegrenzung (BP). Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle eine weitere Form der Filterung erwähnt, mit der eine Vorfilterung getätigt werden kann. Dies ist die sog. Wavelet-Transformation (WT).

Eingangs des Unterkapitels wurden zwei Forderungen an die digitale Filterung aufgestellt, mit denen sich die Empfindlichkeit der Partikeldetektion steigern lässt. Durch die bandbegrenzenden Filter konnte der ersten Forderung nachgekommen werden. Bessere Ergebnisse liefert eine Filterklasse, mit der beiden Forderungen nachgekommen werden kann. Diese wird im Folgenden diskutiert. Dabei handelt es sich um die Klasse der Korrelationsfilter. In der Literatur werden mehrere (deutsche und englische) Bezeichnungen für diese Filterart verwendet: Optimalfilter, Matched-Filter oder Pattern-Matching-Filter.

Um den Performancegewinn qualitativ beschreiben zu können, der durch den Einsatz der Korrelationsfilter entsteht, wird (analog zum Vorgehen oben) das Signal $x_{0,5}$ in der Zeit- und Frequenzdomäne geplottet (vgl. Abbildung 2.16). Anhand der ebenfalls dargestellten Filterübertragungsfunktionen h_t (Zeitbereich) und h_f (Frequenzbereich) werden die Eigenschaften dieser Filterklasse analysiert. Die rote Kurve beschreibt die Übertragungsfunktion der Autokorrelation und die magentafarbene Kurve beschreibt einen Rechteckfilter.

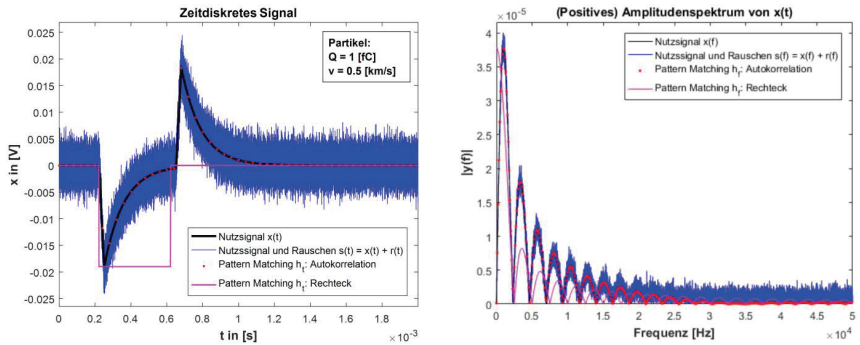


Abbildung 2.16: Nutzsignal und Filterübertragungsfunktionen der Korrelationsfilter (Rechteck und Autokorrelation) im Zeit- und Spektralbereich.

Die Berechnung der IIR-Filterung kann laut dem Vorgehen aus Abbildung 2.12 auf zwei Wegen durchgeführt werden. Der direkte Weg über den Zeitbereich führt unter Verwendung der Übertragungsfunktion h_t zur Faltungsoperation (2.29). Diese wird im Verlauf der vorliegenden Arbeit fast ausschließlich verwendet. An dieser Stelle wird aus Anschauungsgründen der alternative Pfad über den Frequenzbereich erwähnt. Dieser Weg führt zum Filterergebnis, indem die Übertragungsfunktion im Frequenzbereich h_f mit der zu filternden Kurve $x(f)$ punktweise multipliziert wird (Hadamard-Produkt). Diese Kurven $x(f)$ und h_f sind in Abbildung 2.16 (rechts) aufgetragen. Anhand dieser Darstellung und der Rechenvorschrift ($y(f) = x(f) \cdot h_f$; punktweise Multiplikation) kann man sich die Filterung grafisch vergegenwärtigen.

Um Forderung 2 nachzukommen, müssen die Nutzsignalanteile verstärkt werden. Die Korrelationsfilter werden so ausgelegt, dass diejenigen Frequenzbereiche umso mehr verstärkt werden, desto mehr Signalenergie an dieser Stelle erwartet wird (Gewichtung). Die optimale Form der Gewichtung ist die Autokorrelation. Hierbei wird das zu filternde Signal mit einer Filterübertragungsfunktion korreliert, welche dieselbe Form hat wie das Signal selbst (schwarze und rote Kurve im Diagramm). Durch die Gegebenheit, dass lediglich Nutzsignalanteile gewichtet werden, erhält man zudem eine Art der Bandbegrenzung. Aufgrund der damit einhergehenden Dämpfung der Rauschenergie wird die Klasse der Korrelationsfilter zudem der eingangs aufgestellten Forderung 1 gerecht.

Um Aussagen über das Filterergebnis zu treffen, wird im nächsten Schritt beispielhaft das Signal $x_{0,5}$ mit dem rechteckförmigen Korrelationsfilter bearbeitet (analog zum Vorgehen oben). Der Übertragungsfunktion h_{Korr} wurden folgende Eigenschaften zugrunde gelegt:

- Funktion: Korrelationsfilter
- Form: Rechteck
- Länge: $T = 400 \mu\text{s}$

In den Diagrammen für den Zeit- und Frequenzbereich in Abbildung 2.17 ist die Filterung des Signals mit angegebenem Korrelationsfilter zu verdeutlicht.

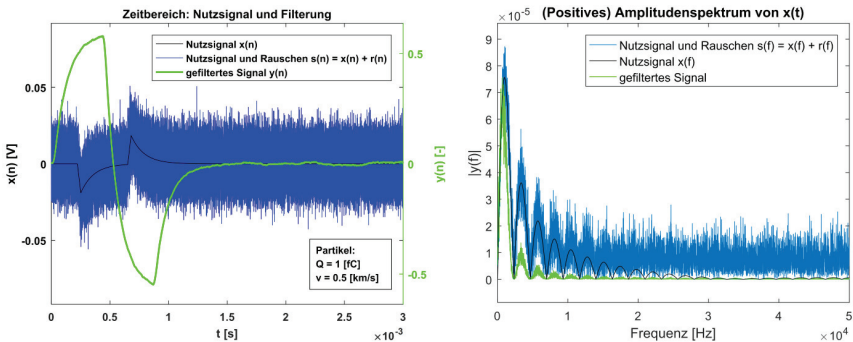


Abbildung 2.17: Auswirkung der Optimalfilterung auf die realen Signale im Zeit und Frequenzbereich. Schwarze Kurve: Nutzsinal. Blaue Kurve: Nutzsinal mit AWGN. Grüne Kurve: Gefiltertes Signal $y(n)$.

Für die Auswertung mittels Schwellenwertabgleich spielt hauptsächlich der Abstand zwischen maximaler Signalamplitude und dem maximalen Wert des Rauschens eine Rolle. Man beachte die separate Skalierung der Ordinate für $y(n)$. Um eine erste Abschätzung der Performancesteigerung zu erlangen, werden die charakteristischen Werte vor und nach der Filterung aus den Kurven abgelesen. Die Maximalstelle vor dem Filtern liegt bei $x_{max} = \max(|x(n)|) = 0,019$ und die Standardabweichung bei $\sigma_x = 1 \cdot 10^{-2}$. Die Maximalstelle nach dem Filtern beträgt $y_{max} = 0,58$. Nach [Strack, 2013, S.28] bzw. [Rice, 2008, S. 193] verändert sich die Standardabweichung aufgrund der Faltung nach Beziehung (2.32):

$$\sigma_{y,i} = \sigma_x \cdot \sqrt{\sum_{n=0}^N h_i^2(n)} \quad (2.32)$$

Mit der Filterlänge N der verwendeten Übertragungsfunktion h_{Korr} erhält man eine Standardabweichung nach dem Filtern von $\sigma_y = 7,3 \cdot 10^{-3}$. Mit den Korrelationsfiltern lassen sich beide eingangs aufgestellten Forderungen einhalten. Die Störungen werden um den Faktor $\frac{\sigma_y}{\sigma_x} = 0,73$ abgeschwächt (Forderung 1). Der Maximalwert wird um den Faktor $\frac{y_{\text{max}}}{x_{\text{max}}} = 11,03$ verstärkt (Forderung 2). Die Einheiten wurden absichtlich vernachlässigt, da nach der digitalen Signalverarbeitung die physikalischen Bezugsgrößen nicht mehr repräsentativ sind. Diese Zahlen bestätigen den Anstieg des Signal-zu-Rauschabstands. Die Untersuchung des Signals $x_{0,5}$ (für ein Partikel mit Geschwindigkeit $v = 0,5 \frac{\text{km}}{\text{s}}$) dient an dieser Stelle einer ersten Abschätzung der Steigerung der Messempfindlichkeit des Gesamtsystems. Detaillierte Werte für den kompletten Geschwindigkeitsbereich werden im Verlauf dieser Arbeit abgeleitet.

Durch die Gewichtung sowie Rauschunterdrückung wird der Abstand der maximalen Amplitude zum Rauschteppich stark erhöht. Dies steigert den Bereich signifikant, in dem eine sichere Detektion mittels Schwellenwertvergleich durchgeführt werden kann. Allerdings wird die Signalgrundform verändert. Dadurch ist es aufwändiger die Informationen aus dem gefilterten Signal (z. B. Partikelladung) zu extrahieren.

Das obige Rechenbeispiel wurde mit einem Rechteck-Korrelationsfilter durchgeführt und nicht mit der Autokorrelation. Dies hat den Hintergrund, dass die Autokorrelation für die Umsetzung nicht praktikabel ist, da der Ressourcenaufwand der benötigten Hardware gegen unendlich geht (es kann nicht für jede Partikelgeschwindigkeit ein Filter angepasst werden). In der Praxis wird der komplette Geschwindigkeitsbereich unterteilt. Für jeden Unterbereich wird ein Filter angepasst. Je feiner der Geschwindigkeitsbereich unterteilt wird, desto genauer korrelieren die Filter mit dem Messsignal. Um (2.28) mit dem DSV-System zu lösen, muss die Übertragungsfunktion für jeden Geschwindigkeitsunterbereich gespeichert werden. Umso mehr Unterbereiche gewählt werden, desto mehr Speicher wird benötigt, um die Übertragungsfunktionen zu speichern. Auch die Grundform der Filterübertragungsfunktion spielt eine Rolle beim Ressourcenbedarf. Komplexe Formen müssen gespeichert werden, wohingegen einfache

Formen wie z. B. die Rechteckform über Logik und Zähler umgesetzt werden können. Damit sinkt der Speicherbedarf drastisch.

Da die Autokorrelation das beste Filterresultat liefert, ist sie ein äußerst geeigneter Indikator dafür, wie gut die Geschwindigkeitsbereiche unterteilt wurden bzw. wie gut die gewählte Filtergrundform korreliert.

Das Fazit zur Untersuchung der Korrelationsfilter ist folgendes: Da beide eingangs aufgestellten Forderungen eingehalten werden, ist eine extreme Empfindlichkeitssteigerung möglich. Somit sind die Korrelationsfilter die beste Wahl zur Steigerung der Empfindlichkeit des Partikeldetektionssystems. Die Ableitung der Messparameter aus dem gefilterten Signal gestaltet sich allerdings aufwändiger, da die Form des Messsignals durch die Filterung abgeändert wird.

2.4.5 Auslegung der Korrelationsfilter

Nachdem die relevanten Filterklassen für die vorliegende Problemstellung identifiziert wurden und sich die Optimalfilterung als bestes Verfahren zur Signalmanipulation für den Schwellenwertvergleich herausgestellt hat, wird nun auf die Auslegung der Filtergrundform h_t der Korrelationsfilter eingegangen. Im vorangegangenen Unterkapitel wurden die Rechteckform (im Zeitbereich) und die Autokorrelation von h_t bereits angesprochen. Welche Filtergrundformen für die vorliegende Problemstellung in Frage kommen und welche Eigenschaften die Verschiedenen Formen mit sich bringen wird in den folgenden Abschnitten erörtert. Anhand dieser Erkenntnisse kann anschließend ein komplettes Filterset basierend auf der ermittelten Grundform an das vorliegende Partikeldetektionssystem angepasst werden.

Es gibt zwei Auslegungsaspekte, mit denen die Korrelationsfilter dimensioniert werden können: die Filtergrundform von h_t und die Längenanpassung. Geht man von zeitlich angepassten Filtern aus, wird mit der Filtergrundform die maximale Amplitude y_{max} des korrelierten Signals eingestellt. Mit der Längenanpassung werden die Bandbegrenzung sowie die Gewichtung der korrekten Bereiche eingestellt. Dies beeinflusst die maximale Amplitude y_{max} und die Rauschunterdrückung. Die Auslegung der Filterlängen und die damit einhergehende Unterteilung des Geschwindigkeitsbereichs ist eine sensible Einflussgröße, mit der sich [Strack, 2013] befasst hat.

Um die Frage zu beantworten, welche Filtergrundform für die jeweilige Aufgabe am besten geeignet ist, werden die wichtigsten Eigenschaften zusammengestellt und diskutiert. Anhand dieser wird eine Bewertung durchgeführt. Um eine erste Auswahl zu treffen, sei auf die Komplexität der Filtergrundform von h_t eingegangen. Dies wird am Beispiel eines Polynoms 1. Grades erläutert. Die Grundgleichung des Polynoms lautet: $h(k) = m \cdot k + b$ mit der Steigung m und dem Achsenabschnitt b . Die Umsetzung der digitalen Filterung mit Formel (2.29) kann nun auf zwei unterschiedliche Arten gelöst werden. Bei der ersten Variante werden die Werte von $h(k)$ in einer sog. Lookup-Tabelle (LUT) zwischengespeichert. Eine LUT wird mittels eines Speicherbausteins realisiert, in dem alle zuvor berechneten Folgenwerte von $h(k)$ abgelegt sind. Dies geht auf Kosten der Speicherressourcen des DSV-Systems. Dabei gilt: Je länger die Filter, desto mehr Speicher wird benötigt. Mit der zweiten Variante wird vor allem auf Logik- und Arithmetik-Elemente zurückgegriffen. Es werden lediglich die Werte für m und b zwischengespeichert. Mittels eines Zählers wird die Laufvariable k erhöht. Für jeden Zähler Schritt werden nach obiger Geradengleichung unter Verwendung eines Multiplizierers und eines Addierers die Werte für $h(k)$ berechnet. Diese Beispielfunktion (Polynom 1. Grades) für h_t kann einfach über Arithmetik- und Logikelemente realisiert werden.

Je genauer der Filter an das Signal angepasst wird, desto komplexer werden die Funktionen. Im Falle der Filteranpassung an das Signal des in Kapitel 2.2 behandelten Frontends (vgl. Abbildung 2.11 rechts) könnte man h_t ideal mit zwei Geradenabschnitten mit jeweils abklingender Exponentialfunktion anpassen. Die numerische Darstellung der Exponentialfunktion ist die Potenzreihe:

$$\exp(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!}$$

Abgesehen von der Potenzierung der Variablen x muss eine Division gelöst werden. Der Vorgang ist nur mit aufwändigen Algorithmen durchführbar, für deren Umsetzung eine große Anzahl an Arithmetik- und Logikelementen eingesetzt werden müssen. Wird eine Übertragungsfunktion mit dieser Komplexität (Potenzierung + Division + Summe + ...) gewählt, ist eine Umsetzung mit erstgenannter Variante (Verwenden von LUT-Speicher) vorzuziehen. Diese Aspekte verdeutlichen Folgendes: Die Komplexität der Filtergrundform hat einen erheblichen Einfluss auf den Ressourcenbedarf des DSV-Systems.

In der Arbeit von [Strack, 2013] wurden Korrelationsfilter für den Einsatz am Stuttgarter Partikelbeschleuniger [Mocker et al., 2011] untersucht. Bei der Untersuchung konnte nachgewiesen werden, dass mit Filtern bestehend aus einfachen Formen (zusammengesetzt aus einfachen Rechtecken) die Detektionswahrscheinlichkeit von schwach geladenen Partikeln ($Q_p = 0,1 \text{ fC}$) auf über 99,99 % angehoben werden kann.

Die weiteren Untersuchungen zur Filtergrundform beschränken sich auf zusammengesetzte Rechtecke. Dies hat folgende Gründe. Ein hoher Ressourcenbedarf (vor allem Speicherelemente) wirkt sich negativ auf das Kosten- vor allem aber auf das Energiebudget aus. Da das Partikeldetektionssystem auch für Plattformen zum Betrieb im All ausgelegt werden soll, muss hier besonderer Fokus darauf gelegt werden. Zudem lassen sich auch mit solchen Filtern bereits gute Ergebnisse liefern, die hauptsächlich mit Logikelementen (und deswegen wenig Speicherelementen) umgesetzt werden können.

Wie eingangs erwähnt hat die Form der Korrelationsfilter einen Einfluss auf dessen Eigenschaften. Diese sind im Folgenden aufgelistet und werden anhand den in Abbildung 2.18 dargestellten Filtern im Detail beschrieben:

- E1.: Reaktion auf Störungen im Eingangssignal
- E2.: Filterlaufzeit (Definition s. u.)
- E3.: Filterqualität (maximale Detektionswahrscheinlichkeit)
- E4.: Komplexität (Ressourcenbedarf)

Um die Verständlichkeit der folgenden Erläuterungen zu fördern, sind im Anhang A mehrere Filterergebnisse der Optimalfiltermethode dargestellt.

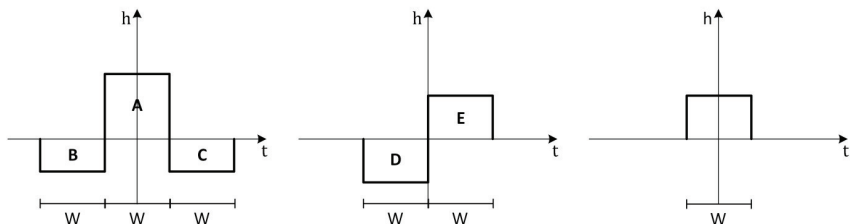


Abbildung 2.18: Zusammengesetzte Grundformen von Filterübertragungsfunktionen. Links: Mexican-Hat h_{mex} . Mitte: doppeltes Rechteck h_{dre} . Rechts: einfaches Rechteck h_{re} .

Eigenschaft **E1** bezieht sich nicht auf Störungen in Form von stochastischem Rauschen, sondern auf globale Effekte wie z. B. die Überlagerung einer Gleichspannungskomponenten-

te (DC-Offset). Dieses kann z. B. einer Temperaturdrift eines Operationsverstärkers geschuldet sein. Ein weiterer Effekt wäre ein stetiger Spannungsanstieg bzw. Spannungsabfall (slope). Dieser kann beispielsweise induziert werden durch eine Überlagerung mit niedriger Frequenz (hervorgerufen durch ungenügende Abschirmung). Je nach Filtergrundform reagiert die Kreuzkorrelation (2.29) unterschiedlich auf die Störungen. Dies wird anhand der Filter aus Abbildung 2.18 verdeutlicht. Sind die Flächen des Filters über und unter der Abszisse gleich groß, dann kompensiert der Filter die Gleichspannungskomponente. Dies ist beim Mexican-Hat und dem doppelten Rechteckfilter gegeben, wenn gilt: $A = B + C$ und $D = E$. Ist der Filter zusätzlich symmetrisch zur Ordinate, dämpft dieser zudem den Einfluss eines langsamen Spannungsanstiegs (oder Abfalls). Dies ist hier nur beim Mexican-Hat gegeben. Der einfache Rechteckfilter hat keine dämpfende Wirkung auf die genannten Störungen des Eingangssignals.

Bevor der Einfluss von EZ beschrieben wird, sei zuerst die Filterlaufzeit definiert. Die obigen Filter sind optimal für einen rechteckförmigen Puls der Länge W ausgelegt. Anhand Abbildung 2.19 wird der Korrelationsvorgang (2.29) grafisch beschrieben.

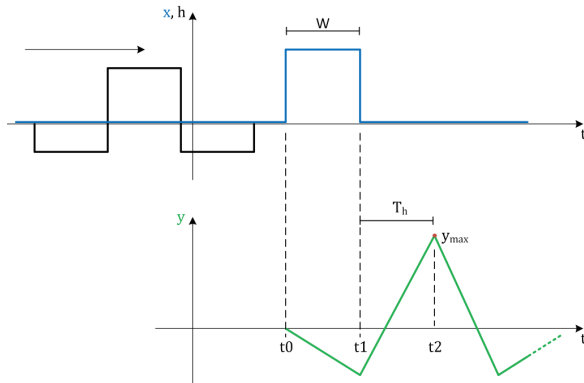


Abbildung 2.19: Grafische Darstellung des Korrelationsvorgangs und der resultierenden Filterlaufzeit. Diagramm oben: Kreuzkorrelation von $x(t)$ mit h . Diagramm unten: Filterantwort $y(t)$.

Die Übertragungsfunktion h läuft von links über das Messsignal $x(n)$ und erzeugt die Filterantwort $y(n)$. Die vordere Kannte von h beginnt zum Zeitpunkt t_0 über den Puls von $x(n)$ zu laufen (Beginn der Korrelation). Zum Zeitpunkt t_1 liegt der vordere Teil des Filters komplett über dem Puls. Die Maximalstelle des korrelierten Signals y_{max} tritt zum Zeitpunkt t_2 auf. Die Filterlaufzeit (T_h) ist die Zeit, die vergeht, startend vom Zeitpunkt

an dem der vordere Teil des Filters komplett über dem Puls liegt, bis hin zum Auftreten der Maximalstelle der Korrelation: $T_h = t_2 - t_1$. Sowohl im Falle des Mexican-Hat-Filters, als auch beim doppelten Rechteckfilter beträgt $T_h = W$. Beim Rechteckfilter ist $T_h = 0$.

Die Filterlaufzeit hat einen Einfluss auf die Auswertung von $y(t)$. Beim Gesamtsystem werden anhand des korrelierten Signals Triggerimpulse ausgelöst. Damit lässt sich sowohl die Partikelgeschwindigkeit messen, als auch weitere Events starten (Triggern von Oszilloskopen, Auslösen von Ablenkplatten, etc.). Zudem kann anhand der Triggerpulse die Position des Partikels im System (z. B. Strahlrohr am Beschleuniger) noch während der Flugdauer angezeigt werden. Um sicher Triggern zu können, müssen zuerst die Signale aller (parallelen) Filter ausgewertet werden. Da die parallelen Filter unterschiedliche Längen haben, ist auch die Filterlaufzeit unterschiedlich. Bei der Auswertung muss stets auf die Korrelation mit der am längsten andauernden Verzögerung gewartet werden. Die Strecke, die das zu detektierende Teilchen während dieser Zeit zurücklegt, muss bei der Auslegung des Gesamtsystems berücksichtigt werden. Mit dem in Kapitel 3 vorgestellten Triggersystem gelingt die eigentliche Auswertung in Echtzeit, die Filterlaufzeit muss dennoch abgewartet werden. Diese kann nur durch die Wahl der Filtergrundform beeinflusst werden.

Die Filterqualität (**E3**) ergibt sich daraus, wie gut die vorliegende Filterform mit dem Signal korreliert (wie genau sich die Forderungen aus Kapitel 2.4.4 umsetzen lassen). Je größer der Signal-zu-Rausch-Abstand des korrelierten Signals ist, desto höher ist die Detektionswahrscheinlichkeit. Dies lässt sich einfach anhand der Korrelation eines Rechteckpulses beschreiben. Wird dieser mit einem Mexican-Hat und einem vergleichbaren Rechteckfilter korreliert, zeigen die resultierenden Kurven einen übereinstimmenden Wert der Maximalstellen y_{max} . Aufgrund (2.32) ist die Standardabweichung σ_y bei der Korrelation mit einfachem Rechteckfilter kleiner (was zu einem besseren *SNR* führt). Das bedeutet, dass das Ergebnis der Filterung mit einfacher Rechteckform besser ist. Damit wird beim Gesamtsystem die Ladungsschwelle abgesenkt, ab der Partikel sicher gemessen werden können (Messung schwächer geladener Partikel möglich). Dies belegen die Ergebnisse der Studie von [Strack, 2013]. Dort wurde die Filterqualität mehrerer Filtergrundformen untersucht, mit dem Resultat, dass die Korrelation mit einfachem Rechteck bei den meisten Anwendungen am höchsten ist.

Der Vollständigkeit halber sei folgendes Szenario angemerkt: Sobald die Detektor-Frontend-Kombination ein Signal liefert, welches der Mexican-Hat-Form gleicht, wird die Filterqualität am höchsten ausfallen, wenn mit selbiger Form korreliert wird.

Den Einfluss der Filtergrundform auf die Komplexität (**E4**) wurde eingangs des Unterkapitels beschrieben. Alle in Abbildung 2.18 dargestellten Formen lassen sich Ressourceneffizient mit Logikelementen umsetzen. Durch den Fakt, dass die Filter jeweils eine unterschiedliche Länge haben (Rechteck W , doppeltes Rechteck $2W$, Mexican-Hat $3W$) muss zur Lösung von (2.29) das Eingangssignal dementsprechend zwischengespeichert werden. Das Fazit an dieser Stelle lautet: Die Komplexität (Ressourcenbedarf) steigt mit der Länge der gewählten Grundform von h_t . Die Berechnung der benötigten Speicherressourcen ist im Anhang B zu finden.

In Tabelle 3 sind die diskutierten Grundformen und Eigenschaften zusammengefasst. Die Bewertungen beziehen sich auf die Filterung des Messsignals des Beispielsystems aus Kapitel 2.4.2. Das zu filternde Signal (nach Frontend) hat eine Form wie in Abbildung 2.11 (rechts) dargestellt.

Tabelle 3: Bewertung der Grundformen für die Anwendung am Röhrendetektor.

	Rkt. auf Störungen im Eingangssignal (E1)		Filterlaufzeit (E2)	Filterqualität (E3)	Komplexität (E4)
	DC-Kompensation	Anstiegsdämpfung			
Mexican-Hat 	Ja	Ja	W (-)	+	$\sim 3W$ (-)
doppeltes Rechteck 	Ja	Nein	W (-)	++	$\sim 2W$ (+)
Rechteck 	Nein	Nein	0 (+)	+++	$\sim W$ (++)

Anhand der zusammengestellten Aspekte folgt, dass für das Partikeldetektionssystem die Grundform der einfachen Rechteckfilter eingesetzt wird. Das wohl wichtigste Argument ist die Filterqualität. Schnelle Partikel besitzen meist die geringste Ladung und

sind somit am schwierigsten zu detektieren. Gerade die Rechteckfilter korrelieren am besten mit den Signalen schneller Partikel und steigern somit die Detektionswahrscheinlichkeit am meisten. Des Weiteren ist die Filterlaufzeit $T_h = 0$, was die spätere Auswertung immens vereinfacht. Zudem können diese am effizientesten hinsichtlich des Ressourcenbedarfs umgesetzt werden. Der Nachteil, dass sie keine dämpfende Wirkung auf Störungen im Eingangssignal haben, kann anderweitig gelöst werden. Zur DC-Kompensation kann entweder ein HP vorgeschaltet werden oder der Gleichspannungsanteil wird per Messung bestimmt und (mittels Addierer/Subtrahierer) vom Eingangssignal abgezogen. Ein ansteigendes Eingangssignal (slope) aufgrund einer Störung ist in jedem Fall schlecht. Diesem sollte nicht durch Kompromisse beim Filtern entgegnet werden, sondern vielmehr mit einem verbesserten Abschirmkonzept.

2.5 Systemperformance

Eines der Hauptziele dieser Arbeit ist, die Empfindlichkeit der Partikelmessung mittels digitaler Signalverarbeitung zu steigern. Die Theorie der optimalen Filtermethode wurde bereits hergeleitet und im späteren Teil der Arbeit folgt die Beschreibung der technischen Umsetzung. Um zu zeigen, wie hoch die Steigerung der Empfindlichkeit durch Verwendung von DSV ist, muss ebenfalls das ursprüngliche System bewertet werden. Vorbereitend dazu wurden alle Parameter der kompletten Messkette (analog und digital) untersucht und die Einflussfaktoren auf die Messempfindlichkeit herausgestellt. Das Ziel der folgenden Unterkapitel ist: aus den Parametern der einzelnen Baugruppen ein Verfahren zur Bewertung des Gesamtsystems zu entwickeln. Als Ergebnis dieser Verfahren zur Bewertung sollen sog. Performanceparameter berechnet werden, mit denen die Empfindlichkeit des Systems in Zahlen ausgedrückt werden kann. Die Anforderung an das Bewertungsverfahren ist zudem, dass es auch für Unterbaugruppen einsetzbar ist. Mit diesem muss es möglich sein, einerseits das ursprüngliche (rein analoge) System zu bewerten und andererseits das System mit DSV; also mit dem Beitrag dieses Projekts. Der Vergleich und die anschließende Diskussion zeigen den Einfluss der entwickelten Algorithmen zur Signalaufbereitung.

2.5.1 Methoden zur Analyse der Systemperformance

Mit folgenden Analysemethoden werden zwei Ziele verfolgt. Zum einen kann die absolute Empfindlichkeit des Messsystems in Zahlen wiedergegeben werden. Zum anderen wird die Performance der digitalen Filter bewertet. Der Vergleich mit dem Ergebnis der

Autokorrelation zeigt, wie weit der gewählte Filter vom Optimum entfernt ist (bzw. wie gut der Filter mit dem zu filternden Signal korreliert). Die Performance ist abhängig von der Anpassung des Filters (Form und Länge) an die jeweiligen Signale der Detektor-Frontendkombination. Mit dem im Folgenden hergeleiteten Parameter, der die Korrelation von Filter und Signal beschreibt, ist eine Aussage möglich, um welchen Faktor die Systemperformance durch die DSV (bzw. durch das angepasste Filterset) gesteigert wird. Hierzu werden in diesem Unterkapitel zwei Verfahren beschrieben, mit denen die Performanceparameter hergeleitet werden. Mittels dieser Parameter ist eine Bewertung des Partikelmesssystems möglich. Bei beiden Methoden wird zunächst die Empfindlichkeit aufgestellt, die mit dem rein analogen System (ohne digitale Filterung) erreicht wird. Um den Performancegewinn aufgrund DSV zu verdeutlichen, wird der Empfindlichkeit der analogen Messkette die theoretisch erzielbare Empfindlichkeit des digitalen Systems gegenübergestellt. Die Beschreibung und Herleitung der Analysemethoden erfolgt an dieser Stelle für den allgemeinen Fall am Beispiel eines Röhrendetektors und Frontends mit CSA als Vorverstärker. Hierzu werden die Signale jeweils vor dem Schwellenwertvergleich betrachtet. Für den analogen Fall $x(t)$ ist das nach der Frontendelektronik am Messpunkt MP_x und für den digitalen Fall nach der Filterung $y(t)$ am Messpunkt MP_y (vgl. Abbildung 2.1). Die Indizes der Signale geben die zugrundeliegende Partikelgeschwindigkeit an. Abbildung 2.20 zeigt die Signale an den o. g. Messpunkten für ein Partikel mit der Geschwindigkeit $v_p = 0,5 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ und der Ladung $Q_p = 1 \text{ fC}$, die mit dem Beispielsystem aus Kapitel 2.4.2 erzeugt wurden. Die Kurve $x_{0,5}(t)$ beschreibt das Signal direkt nach dem Frontend. Die grüne Kurve resultiert aus der Filterung mittels Autokorrelation $y_{0,5} = x_{0,5} * hak_{0,5}$. Für die Filterübertragungsfunktion der Autokorrelation (hak_v) gilt:

$$hak_v = norm_v \cdot x_v, \quad (2.33)$$

mit dem Normierungsfaktor $norm \in \mathbb{R}$. Auf die Normierung wird im Verlauf des Unterkapitels im Detail eingegangen. Diese ist ein wichtiger Punkt zur Herstellung einer Vergleichbarkeit zwischen den ermittelten Performanceparametern. Für den Verlauf von $y_{0,5}(t)$ wurde keine Normierung durchgeführt ($norm = 1$). Die rote Kurve entspricht der normierten Autokorrelation. Diese wurde über den Faktor $norm$ so eingestellt, dass dessen Amplitude der des Eingangssignals entspricht: $y_{n,max} = |x_{max}|$.

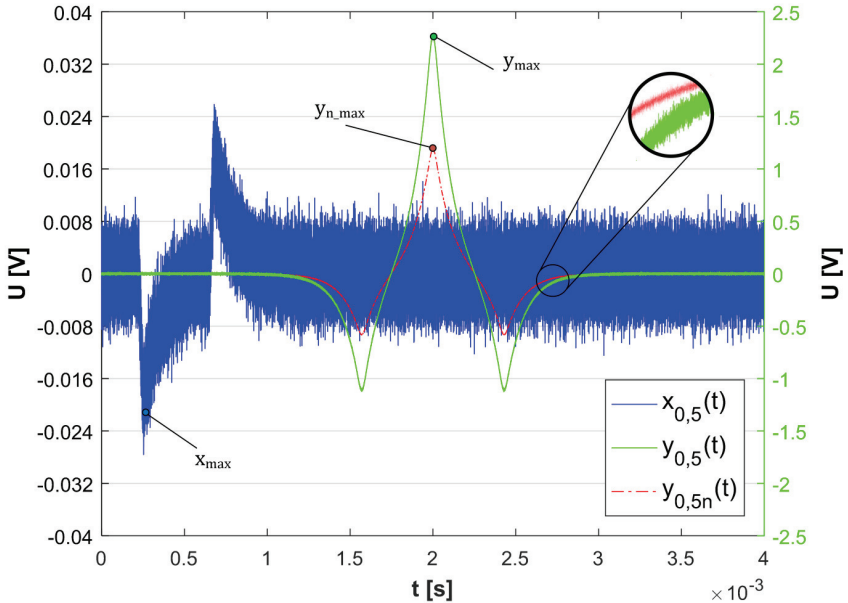


Abbildung 2.20: Signale an den Messpunkten MP_x und MP_y des Beispielsystems. Die linke Ordinate entspricht den Kurven $x_{0,5}(t)$ und $y_{0,5n}(t)$. Die rechte Ordinate entspricht der Kurve $y_{0,5}(t)$. Der Detailausschnitt verdeutlicht, dass die autokorrelierten Signale ebenfalls verrauscht sind.

Im Diagramm erkennt man die deutliche Steigerung des Signal-zu-Rausch-Abstandes der digital gefilterten Signale $y_{0,5}(t)$ und $y_{0,5n}(t)$ im Vergleich zur analogen Kurve $x_{0,5}(t)$. Um diese Steigerung als Zahlenwert ausdrücken zu können, werden im Folgenden Performanceparameter hergeleitet. Dazu wurden Methoden entwickelt, von denen sich diese Parameter anhand der analogen und digitalen Messkurve ableiten lassen. Es werden zwei Ansätze verfolgt; der stochastische Ansatz und der Ansatz über den Signal-zu-Rausch-Abstand.

Methode 1: Stochastischer Ansatz (Ermittlung der Detektionswahrscheinlichkeit)

Der stochastische Ansatz wurde bereits in [Strack, 2013] zur Bewertung eines Filtersets aufgestellt und angewandt. Dieses Verfahren wurde im Verlauf der vorliegenden Arbeit erweitert. Das zugrunde liegende Modell wird an dieser Stelle vereinfacht beschrieben. Für detailliertere Informationen sei auf die o. g. Arbeit verwiesen.

Bei dieser Methode wird das Rauschen stochastisch beschrieben. Dabei liegt die Annahme zugrunde, dass den Signalen ein Rauschen in Form von AWGN überlagert ist. Die zugehörige Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) hat die Form einer gaußschen Glockenkurve:

$$WDF(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma} \cdot e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}} \quad (2.34)$$

Die WDF ist vollständig gegeben, wenn der Erwartungswert (μ) und die Varianz (Var) des Rauschens aus dem zu untersuchenden Signal bestimmt werden. Die Standardabweichung (σ) hängt mit der Varianz folgendermaßen zusammen:

$$\sigma = \sqrt{Var} \quad (2.35)$$

Mittels Integration der WDF lässt sich die Wahrscheinlichkeit berechnen, mit der eine bestimmte Abweichung vom erwarteten Wert (μ) auftritt. Dies wird anhand des folgenden Szenarios verdeutlicht (vgl. Abbildung 2.21). Bei der Signalauswertung durch Schwellenwertvergleich können aufgrund des Rauschens zwei Fehlerfälle auftreten. Die hellblaue Kurve im Spannungs-Zeitdiagramm beschreibt das ideale Messsignal. Die schwarze Kurve zeigt das fehlerbehaftete Signal.

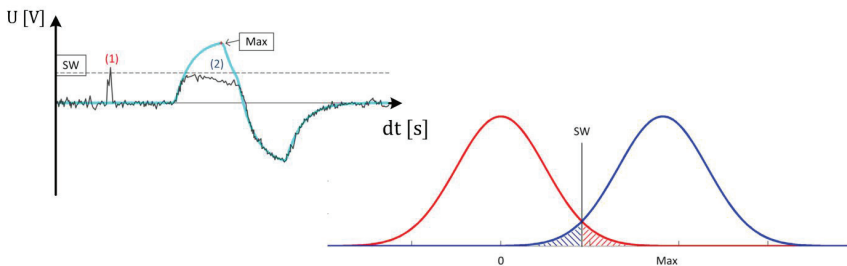


Abbildung 2.21: Links: Fehlerfälle (1) und (2) beim Schwellenwertvergleich. Die türkise Kurve beschreibt das ungestörte Signal und die schwarze Kurve ist fehlerbehaftet. Fehlerfall (1): Samples des Rauschens überschreiten den Schwellenwert. Fehlerfall (2): Amplitude des Nutzsignals wird durch zufälliges Rauschen vermindert und überschreitet dadurch nicht den Schwellenwert. Rechts: Grafische Veranschaulichung der Berechnung der Wahrscheinlichkeiten des Auftretens des jeweiligen Fehlerfalls durch Integration der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen (hier gaußsche Glockenkurve).

Fehlerfall (1): Es befindet sich keine Ladung in der Messkammer des Detektors. Das Messsignal hat den Erwartungswert $\mu_{(1)} = 0$. Aufgrund des AWGN übersteigt (mindestens) ein Messwert den eingestellten Schwellenwert (SW).

Fehlerfall (2): Es befindet sich eine Ladung in der Messkammer des Detektors. Nach (2.23) hat das Messsignal den Erwartungswert $\mu_{(2)} = \beta \cdot Q_p = Max > SW$. Aufgrund des AWGN übersteigt kein Messwert den eingestellten Schwellenwert.

Die rechte Seite von Abbildung 2.21 zeigt die WDF für beide Fehlerfälle. Die rote Glockenkurve beschreibt die Wahrscheinlichkeitsverteilung für Fehlerfall (1) um den Erwartungswert $\mu_{(1)} = 0$. Die blaue WDF beschreibt Fehlerfall (2) um den Wert $\mu_{(2)} = Max$. Die schraffierten Flächen unter den Kurven entsprechen den Wahrscheinlichkeiten, mit denen einer der Fehler auftritt.

Die höchste Detektionswahrscheinlichkeit erhält man, wenn der Schwellenwert genau zwischen μ_1 und μ_2 liegt. Bei gegebenen μ kann man sagen, je kleiner die Varianz, desto kleiner ist die Öffnung der Glockenkurve, desto kleiner wird die schraffierte Fläche, desto größer ist die Detektionswahrscheinlichkeit. Aus diesem Grund ist die Varianz am jeweiligen Messpunkt ein direkter Vergleichsparameter für die Messemphindlichkeit. Da Gleichung (2.34) nach [Rice, 2008] in nicht geschlossener Form vorliegt, kann das Integral nur numerisch unter Zuhilfenahme der Error-Funktion (*erfc*) gelöst werden.

$$W(x, \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma} \int_{SW}^{\infty} \cdot e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}} \cong \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{SW - \mu}{\sqrt{2} \cdot \sigma} \right) \quad (2.36)$$

Um die Steigerung der Detektionswahrscheinlichkeit aufgrund des Einsatzes von digitalen Filtern zu ermitteln, wird das oben beschriebene Szenario auf die Messsignale $x_{0,5}(t)$ und $y_{0,5}(t)$ angewandt. Die zugrundeliegenden Zahlenwerte (β , Var_x , etc.) des Beispielsystems sind Kapitel 2.4.2 zu entnehmen. Für das analoge Signal $x_{0,5}(t)$ sind die Parameter der WDF (μ_x, σ_x) für beide Fehlerfälle: $\mu_{1x} = 0$, $\mu_{2x} = \beta \cdot Q_p$ und $\sigma_x = \sqrt{Var_x} = 2.892 \text{ mV}$. Abbildung 2.22 (blaue Kurve) zeigt die zugehörigen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen. Diesen seien die WDF-Kurven des digitalen Signals $y_{0,5}(t)$ gegenübergestellt. Die Standardabweichung des korrelierten Signals lässt sich nach (2.32) berechnen. Im Falle der Autokorrelation gilt: $h_{0,5} = h_{ak_{0,5}} = x_{0,5}$. Damit erhält man:

$$\sigma_{y_{0,5}} = \sigma_x \cdot \sqrt{\sum_{n=0}^N x_{0,5}^2(n)} = 4,4 \text{ mV}$$

Der Erwartungswert für Fehlerfall (1) ist $\mu_{1y} = 0$ und für Fehlerfall (2) $\mu_{2y} = y_{max}$. Für den Spezialfall der Autokorrelation kann y_{max} direkt anhand Gleichung (2.29) berechnet werden. Die beste Korrelation tritt an der Stelle auf, an der Signal und Filter exakt übereinander liegen. Mit der Signallänge W (= Filterlänge) tritt dieser Fall auf bei $y(W)$ und mit (2.34) eingesetzt in (2.29) vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$y_{\max_i} = y_i(W) = \sum_{n=1}^{2-W} x_i(n) \cdot h_{ak_i}(n) = \sum_{n=1}^{2-W} x_i^2(n) = \mu_{2y} \quad (2.37)$$

Damit sind alle Parameter gegeben, um die WDF für das korrelierte Signal $y_{0,5}(t)$ zu plotten.

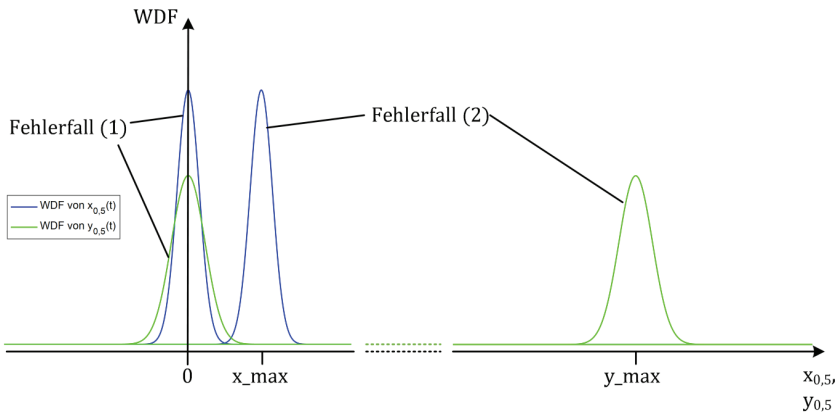


Abbildung 2.22: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) des analogen Systems (blaue Kurve) und WDF des digitalen Systems (grüne Kurve) für beide Fehlerfälle. Unterbrechung im Diagramm verdeutlicht großen Abstand von y_{max} .

Bewertet man das Diagramm hinsichtlich der Schwellenwertauswertung, so können folgende Aussagen getroffen werden: Die Maximalstelle nach der Filterung ist größer, jedoch ist die Glockenkurve weiter geöffnet (nachteilig bei der Wahrscheinlichkeitsberechnung). Das Ablesen der Zahlenwerte aus Abbildung 2.20 zeigt den Abstand der Maximalstellen ($|x_{max}| = 0,019 V$, $y_{max} = 2,27 V$).

Das Problem an dieser Stelle ist, dass die Empfindlichkeitssteigerung des Messsystems nicht ohne weitere Rechenschritte abgeschätzt werden kann, da bei der Auswertung der

Kurven (Abbildung 2.22) noch mehrere Parameter (Maximalstellen, Varianz vor und nach Filterung, etc.) enthalten sind. Zudem sind die Amplituden des digitalen Signals $y(t)$ im Gegensatz zu $x(t)$ abhängig von der Partikelgeschwindigkeit bzw. der Signalenergie (vgl. Kapitel 2.2.5).

Durch korrekte Normierung wird dieses Problem gelöst. Um eine verbesserte Vergleichbarkeit herzustellen, die nur von einem Parameter abhängt, werden die digital gefilterten Signale so skaliert, dass diese direkt vergleichbar sind. Eingangs wurde gezeigt, dass die Varianz ein Maß für die Detektionswahrscheinlichkeit ist. Die Normierung darf somit keinen Einfluss auf den Wert der Detektionswahrscheinlichkeit haben. Zunächst wird die Annahme getroffen, dass dies durch die Normierung der Filterübertragungsfunktion möglich ist:

$$h_{i,n} = norm_i \cdot h_i$$

Der Index n zeigt an, dass die Übertragungsfunktion mit $norm \in \mathbb{R}$ normiert ist. Die getroffene Annahme lässt sich beweisen, indem die Fehlerwahrscheinlichkeiten des nicht-normierten Signals und des normierten Signals gegenübergestellt werden. Mit Gleichung (2.36) folgt:

$$W(SWy, \mu_y, \sigma_y) = W(SWy_n, \mu_{y_n}, \sigma_{y_n})$$

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{SWy - \mu_{1y}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_y} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{SWy_n - \mu_{1y,n}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{y,n}} \right)$$

Mit $SWy = \frac{y_{max}}{2}$ und $SWy_n = \frac{y_{max,n}}{2}$, sowie $\mu_{1y} = \mu_{1y,n} = 0$ folgt:

$$\operatorname{erfc} \left(\frac{y_{max}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_y} \right) = \operatorname{erfc} \left(\frac{y_{max,n}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_{y,n}} \right) \quad (2.38)$$

Die normierte Maximalstelle erhält man durch das Einsetzen von (2.33) in (2.36):

$$y_{max,n,i} = norm_i \cdot \sum_{n=1}^{2 \cdot W} x_i^2(n) = norm_i \cdot y_{max,i} \quad (2.39)$$

Die normierte Standardabweichung (2.33) in (2.32):

$$\sigma_{y_n} = norm_i \cdot \sigma_x \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^N h_i^2(n)} = norm_i \cdot \sigma_y \quad (2.40)$$

Mit (2.39) und (2.40) in (2.38) folgt:

$$erfc\left(\frac{y_{max}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma_y}\right) = erfc\left(\frac{norm \cdot y_{max}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot norm \cdot \sigma_y}\right)$$

Q. E. D.

Durch Normierung der Filterübertragungsfunktion wird das Ergebnis nicht verändert.

Um eine Vergleichbarkeit aller (analogen und digitalen) Signale herzustellen, werden alle Kurven auf die Maximalstelle von x_{max} normiert. Mit $norm_{0,5} = \frac{x_{max}}{y_{max}}$ erhält man den Skalierungsfaktor für $y_{0,5}(t)$ und damit die resultierende Kurve $y_{0,5,n}(t)$ (vgl. Abbildung 2.20). Wiederholt man die beschriebene Methode, basierend auf der stochastischen Beschreibung des Messrauschens, kann man die WDF für das Signal vor der Filterung und die normierte Autokorrelation für beide Fehlerfälle auftragen. Dies zeigt Abbildung 2.23.

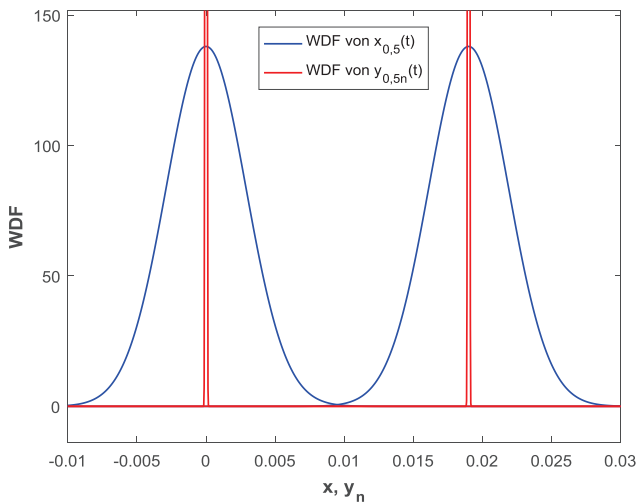


Abbildung 2.23: WDF analoges System (blaue Kurve) und WDF des normierten digitalen Signals (rote Kurve) für beide Fehlerfälle. Um den aussagekräftigen Diagrammausschnitt darstellen zu können, wurden die normierten WDF in der Höhe begrenzt (abgeschnitten). Den Kurven liegen folgende Werte für die Varianz zugrunde: $Var_x = 8,36 \cdot 10^{-6}$ und $Var_{y_n} = 1,34 \cdot 10^{-9}$.

Hier wird deutlich, dass die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen der jeweiligen Signale direkt miteinander verglichen werden können. Die Varianz (Var), welche die Öffnung der Glockenkurve beschreibt, ist der einzige Parameter, der sich für jede WDF unterscheidet. Alle anderen Parameter wurden durch Normierung ausgeschlossen. Nach (2.36) kann für jeden Wert der jeweiligen Varianz die zugehörige Detektionswahrscheinlichkeit berechnet werden. Dabei gilt: Je kleiner der Wert von Var , desto größer ist die Detektionswahrscheinlichkeit. Der bei dieser Methode ermittelte Parameter Var (bzw. Var_{norm}) zeigt für jedes Messsignal direkt an, wie gut das Signal mittels Schwellenwertvergleich ausgewertet werden kann. Die normierte Varianz (Var_{norm}) kann direkt berechnet werden, indem Gleichung (2.35) in (2.40) eingesetzt wird. Durch Umstellen erhält man:

$$Var_{norm,i} = \sigma_{y,n,i}^2 = \left(norm_i \cdot \sigma_x \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^N h_i^2(n)} \right)^2 \quad (2.41)$$

In Kapitel 4 werden reale Systeme beschrieben, an die ein Filterset (Grundform, Länge) angepasst wurde. Für jedes Filterset werden die zugehörigen normierten Varianzen bestimmt. Im Verlauf der Entwicklung eines Filtersets für das jeweilige Detektionssystem wird Var_{norm} an mehreren Stellen eingesetzt um das Ergebnis zu validieren. Erstens kann bei der Wahl der Filtergrundform (vgl. Kapitel 2.4.5) überprüft werden, welche Übertragungsfunktion das beste Resultat liefert. Zweitens eignen sich die Kurven von Var_{norm} über der Geschwindigkeit ideal für eine richtige Unterteilung des Geschwindigkeitsbereichs des jeweiligen Systems (das genaue Vorgehen wird in Kapitel 4 beschrieben). Drittens zeigt der Vergleich mit der Autokorrelation (vgl. Abbildung 2.24) direkt an, wie weit das Ergebnis des jeweiligen Filtersets von der maximal möglichen Performance mittels Korrelationsfilterung abweicht. Ist die Abweichung in einem Teilabschnitt zu groß, kann (auf Kosten von Hardwareressourcen) die Filterform bzw. der Geschwindigkeitsbereich genauer angepasst werden. Viertens kann die absolute Detektionswahrscheinlichkeit für jedes Partikel (mit Q_P und v_P) für jedes System vorab berechnet werden.

Methode 2: Ansatz über SNR (Ermittlung der äquivalenten Rauschladung)

Wohingegen beim stochastischen Ansatz (bei Methode 1) ein Performanceparameter hergeleitet wurde, der ein Maß für die Detektionswahrscheinlichkeit ist, soll mit dieser

Methode ein Parameter zur Verfügung gestellt werden, mit dem eine direkte Aussage über die Empfindlichkeit des Messsystems möglich ist. Hierzu wird eine passende Definition des Signal-zu-Rauschabstandes herangezogen. Für das vorgestellte Partikeldetektionssystem, basierend auf Ladungsinfluenz, eignet sich die Definition der äquivalenten Rauschladung (ENC) am besten. Diese wird im Bereich der CSA Entwicklung (z. B. bei [Noulis et al., 2008] oder [Sansen et al., 1990]) ebenfalls verwendet.

Der ENC -Wert gibt die Anzahl an Elementarladungen (e^-) an, mit der ein Partikel geladen sein muss, damit das vorliegende System einen Messimpuls erzeugt, der sich vom Rauschen abhebt. Für den Fall des analogen Frontends beschreibt die Gleichung (2.42):

$$ENC = \frac{v_{rms}}{\beta \cdot e^-} \quad (2.42)$$

Mit anderen Worten kann man sagen: Ist ein Partikel mit einer Ladung von $Q_p = ENC \cdot e^-$ geladen, erzeugt das Messsystem (Detektor-Frontend) einen Signalausschlag, dessen Amplitude dem Effektivwert der Rauschspannung (v_{rms}) entspricht. Der ENC -Wert entspricht der Detektionsgrenze.

Für das Signal am Messpunkt MP_x des Partikeldetektionssystems kann für die Berechnung des ENC -Wertes direkt Gleichung (2.42) verwendet werden. Der Konversionsfaktor (β) ist eine Konstante des analogen Frontends (vgl. Kapitel 2.2). Die Rauschspannung kann beispielsweise über eine Messung an MP_x ermittelt werden.

Im Folgenden wird diese Definition auf das Signal nach den Korrelationsfiltern $y(t)$ übertragen (Messpunkt MP_y). Der Effektivwert der Rauschspannung entspricht der Standardabweichung ($v_{rms,y} = \sigma_y$). Diese wird nach Gleichung (2.32) berechnet. Der Konversionsfaktor des digitalen Systems (β_{DSV}) ist nach obiger Definition das Verhältnis der Ausgangsamplitude zur Eingangsladung:

$$\beta_{DSV} = \frac{y_{max,v}}{Q_p} \quad (2.43)$$

Einsetzen von (2.32) und (2.43) in (2.42) liefert den ENC -Wert für das digitale System:

$$ENC_{y_v} = \frac{\sigma_{y_i}}{\beta_{DSV_v} \cdot e^-} \quad (2.44)$$

Sowohl für die Bestimmung von σ_y , als auch für die Bestimmung von β_{DSV} fließen (wie auch bei Methode 1) mehrere Parameter mit in die Rechnung ein. Dies sind die Abtastrate f_s , Filterübertragungsfunktion h_i (Form, Länge) und Partikelgeschwindigkeit v_p .

2.5.2 Systemperformance der analogen Baugruppen

Wendet man die hergeleiteten Verfahren auf das analoge Messsystem an, erhält man die Empfindlichkeit der bisherigen ladungsinfluenzbasierten Partikelmessung, so wie sie zum Stand vor dieser Arbeit durchgeführt wurde.

Die analoge Signalverarbeitung hat im Vergleich zur digitalen Signalverarbeitung nur wenige Einflussparameter. Daher lassen sich die Performanceparameter (Var_{norm} und ENC) einfach bestimmen. Die Varianz am Messpunkt MP_x kann direkt aus Tabelle 2 abgelesen werden. Der ENC -Wert lässt sich direkt mit Gleichung (2.42) berechnen:

$$ENC_x = \frac{v_{rms}[V]}{\beta \left[\frac{V}{C} \right] \cdot e^- [C]} = \frac{\sqrt{Var_x[V^2]}}{\beta \left[\frac{V}{C} \right] \cdot e^- [C]}$$

Die Varianz des Beispielsystems beträgt: $Var_x = 7,92 \cdot 10^{-6} V^2$ und der Konversionsfaktor $\beta = 19 V/pC$. Daraus folgt eine Empfindlichkeit von: $ENC_x = 950$ Elementarladungen. Der ENC -Wert der Detektor-Frontend-Kombination ist konstant über dem kompletten Partikelgeschwindigkeitsbereich.

2.5.3 Systemperformance der digitalen Baugruppen

Die Algorithmen zur digitalen Signalverarbeitung haben einen großen Einfluss auf die Empfindlichkeit des ladungsinfluenzbasierten Messsystems. Um das qualitativ zu belegen, werden die Performanceparameter für das neue System berechnet, das im Zuge dieser Arbeit entwickelt wurde. Während die Empfindlichkeit des analogen Systems für alle Partikel (Q_p und v_p) konstant ist, weisen die charakteristischen Werte der DSV eine Abhängigkeit über der Partikelgeschwindigkeit auf. Die in Kapitel 2.5.1 hergeleiteten Methoden zur Bestimmung von Var_{norm} und ENC müssen auf den kompletten Geschwindigkeitsbereich ausgeweitet werden. Zunächst folgt die Bestimmung von Var_{norm} .

Um den maximalen Empfindlichkeitsgewinn der Korrelationsfilter zu bestimmen, werden an dieser Stelle Autokorrelationsfilter verwendet. Um Var_{norm} für den kompletten

Geschwindigkeitsbereich zu berechnen, wird erneut die Kurvenschar von $x_v(t)$ des Beispielsystems (aus Kapitel 2.4.2) herangezogen. Damit lassen sich äquivalent zu obigem Vorgehen alle zugehörigen Werte von $norm_i$ für Gleichung (2.41) ermitteln. Abbildung 2.24 zeigt die normierte Varianz für Autokorrelation über den Geschwindigkeitsbereich des Beispielsystems am Messpunkt MP_y. Im Diagramm ist zudem der konstante Wert von Var_{norm} am Messpunkt MP_x aufgetragen. Dies ermöglicht eine vergleichende Betrachtung beider Performanceparameter.

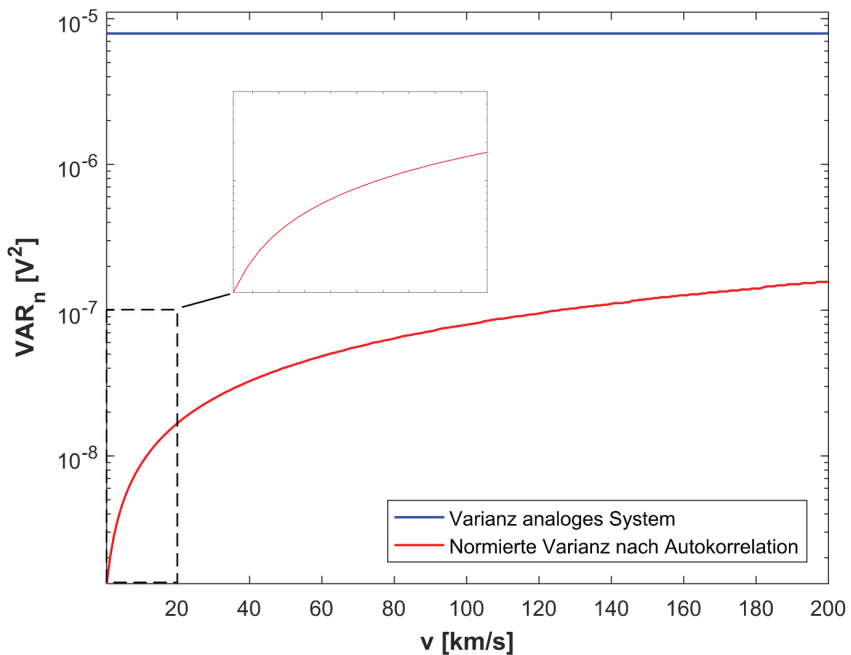


Abbildung 2.24: Normierte Varianz über Geschwindigkeit für das Beispielsystem aus Kapitel 2.4.2. Vergleich von analogem Signal mit Autokorrelation. Detailansicht des unteren Geschwindigkeitsbereichs bis 20 km/s.

An dieser Stelle sei auf die logarithmische Skalierung der Ordinate hingewiesen. Der große Abstand beider Kurven verdeutlicht die enorme Verbesserung der Messempfindlichkeit durch das digitale System. Zudem zeigt der Vergleich der Kurvenverläufe, dass sich die Empfindlichkeit des analogen Systems ($Var_{norm,x}$) im Gegensatz zum digitalen ($Var_{norm,y}$) nicht über der Geschwindigkeit ändert.

Äquivalent zum obigen Vorgehen wird der *ENC*-Wert des Gesamtsystems mit DSV ermittelt. Dazu werden alle Kurven der Kurvenschar $x_v(t)$ (vgl. Kapitel 2.4.2) autokorreliert. Für Gleichung (2.43) werden die Maximalstellen ($y_{max,v}$) aller resultierenden Signale bestimmt. Mit (2.32) und (2.43) eingesetzt in (2.44) erhält man den geschwindigkeitsabhängigen *ENC*-Wert für das digitale System mit Autokorrelation. Dieser wird in Abbildung 2.25 zusammen mit dem konstanten *ENC*-Wert an MP_x geplottet.

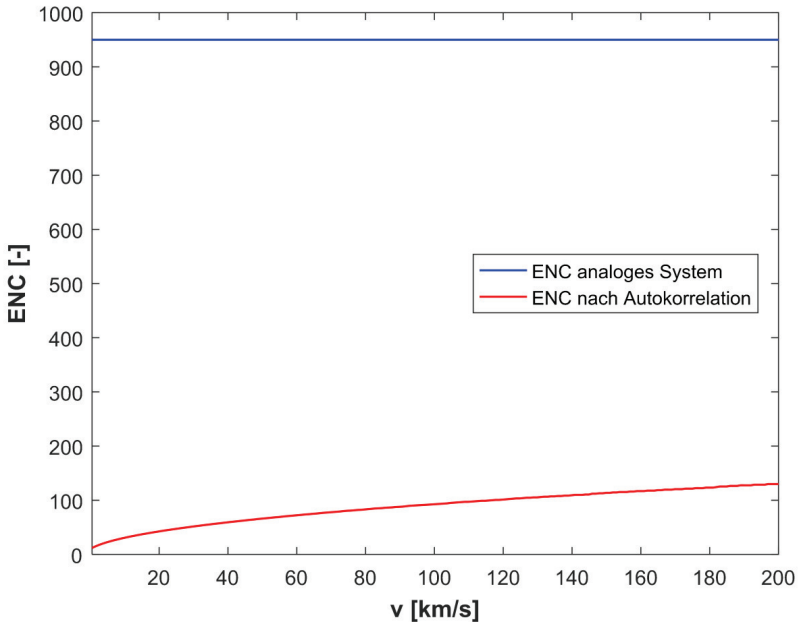


Abbildung 2.25: *ENC* (Equivalent Noise Charge) über Geschwindigkeit für das Beispielsystem aus Kapitel 2.4.2. Vergleich von analogem Signal mit Autokorrelation.

2.5.4 Auswertung der Performanceanalyse

In den vorangegangenen Kapiteln wurden zwei Methoden zur Verfügung gestellt, mit denen die Empfindlichkeit des Partikelmesssystems berechnet werden kann. Die Verfahren sind sowohl für die bisherige analoge Signalverarbeitung gültig, als auch für das neue System mit DSV. Bei den Bewertungsverfahren wurde besonderer Wert darauf gelegt, dass die resultierenden Performanceparameter (Var_{norm} und *ENC*) ohne weitere Berechnungen direkt eine Aussage über die Messemphindlichkeit des jeweiligen Systems ermöglichen.

Im weiteren Verlauf der Arbeit (Kapitel 4) werden konkrete Partikeldetektionssysteme vorgestellt. Für jedes Messgerät wurde ein Set aus digitalen Filtern nach den beschriebenen Verfahren entwickelt. Mit den Performanceparametern wird eine Aussage getroffen, wie gut die angepassten Filter korrelieren und ob die Vorgaben eingehalten werden. Die Performancekurven des angepassten Filtersets werden zwischen der analogen Kurve und der Autokorrelation erwartet.

Für das Beispielsystem aus Kapitel 2.4.2 wurde die Empfindlichkeit für die analoge Signalverarbeitung an MP_x bestimmt. Um die maximal mögliche Steigerung der Empfindlichkeit durch digitale Korrelationsfilteralgorithmen aufzuzeigen, wurde die Empfindlichkeit an MP_y für die Autokorrelation berechnet. Die Kurven für Var_{norm} und ENC sind in den Diagrammen in Abbildung 2.24 und Abbildung 2.25 gegenübergestellt. Für beide Performanceparameter gilt: Je kleiner der Wert, desto höher die Empfindlichkeit.

Die Kurven zeigen, dass das analoge System über dem kompletten Geschwindigkeitsbereich konstant ist. Das induzierte Rauschen des analogen Frontends determiniert an dieser Stelle im Wesentlichen die Empfindlichkeit. Dahingegen zeigen die digitalen Performanceverläufe eine Abhängigkeit von der Partikelgeschwindigkeit. Zusätzlich hängt $Var_{norm,y}$ und ENC_y von der Samplingrate und der Filterübertragungsfunktion (Form und Länge) ab. Da aufgrund der konstanten Samplingrate für langsame Partikel wesentlich mehr Samples in die Berechnung der Korrelation mit einfließen, wird das Ergebnis für diese immer genauer. Die Performancekurven wurden für das Beispielsystem (mit einer Abtastrate von 50 MHz) berechnet. Durch Erhöhung der Samplingrate kann die Empfindlichkeit weiter gesteigert werden. Den Einfluss von f_s zeigt Abbildung 2.26:

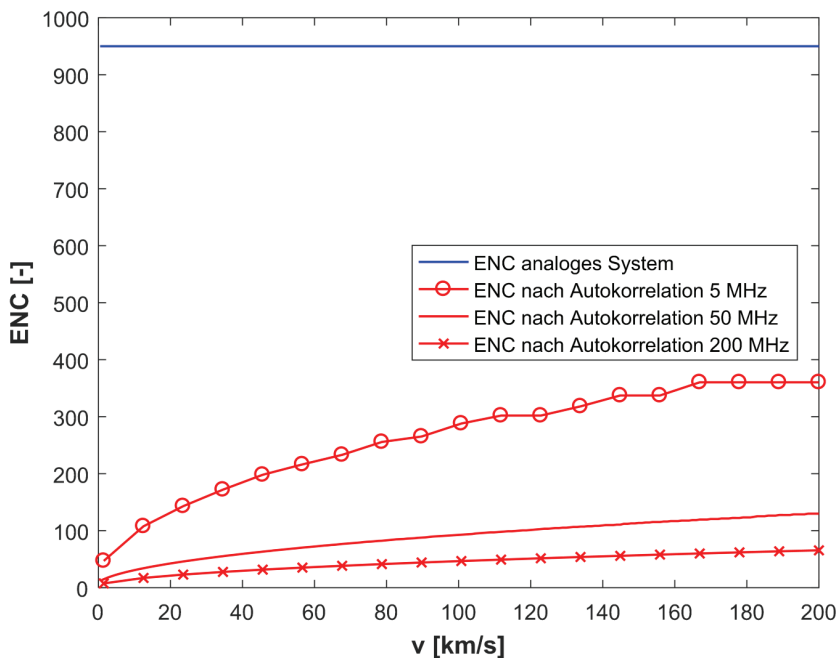


Abbildung 2.26: Einfluss der Abtastrate auf die Empfindlichkeit nach digitaler Filterung.

Ohne Korrelationsfilter ist die Partikeldetektionsschwelle bei $ENC_x = 950$ Elektronen. Für Partikel mit einer Geschwindigkeit von $v_p = 200 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ (entspricht der oberen Geschwindigkeitsgrenze) nach Autokorrelation mit $f_s = 50$ MHz ist die Empfindlichkeit bei $ENC_{y,200} = 130$ Elektronen. Am unteren Geschwindigkeitsbereich sinkt die detektierbare Ladung auf $ENC_{y,0,5} = 12$ Elektronen. Durch eine Steigerung der Abtastrate von 50 auf 200 MHz ist es möglich die Empfindlichkeit sogar auf 6 Elektronen zu halbieren (sofern $\sigma_x = konst.$ und AWGN am Frontend realisiert wird). Für das Beispielsystem kann die Empfindlichkeit mit den vorgestellten Algorithmen bis zu einem Faktor von $\frac{ENC_x}{ENC_{y,0,5}} = 79$ verbessert werden.

Den Herleitungen der Performanceparameter Var_{norm} und ENC liegen unterschiedliche Ansätze zugrunde (Stochastik und Signal-zu-Rauschabstand). Var_{norm} zeigt die Detektionswahrscheinlichkeit eines Partikels an und der Wert von ENC gibt die Empfindlichkeit in Elementarladungen an. Dennoch sind beide Werte ineinander überführbar. Nach

(2.35) kann der Verlauf von $Var_{norm,y}$ in die Standardabweichung (σ_y) über der Geschwindigkeit umgerechnet werden. Diese Kurve entspricht dem um den Faktor $\frac{ENC_x}{\sigma_x}$ skalierten Verlauf von ENC_y .

In vorangegangenen Unterkapiteln wurde die Behauptung aufgestellt, dass ein analoges Signal $x(t)$, welches mit der Optimalfiltermethode aufbereitet wird, eine höhere Detektionswahrscheinlichkeit besitzt, je höher dessen Signalenergie ist. Dies wird mit den nun bekannten Performanceparametern bewiesen. Dazu werden folgende Überlegungen angestellt: Die Autokorrelation liefert die höchste Detektionswahrscheinlichkeit. An dem Zeitpunkt an der Signal und Filter direkt übereinanderliegen tritt die Maximalstelle (y_{max}) am gefilterten Signal auf. Mit Gleichung (2.29) wird y_{max} berechnet. Bei der Autokorrelation sind Filter- und Signalform im Zeitbereich gleich, also gilt: $hak(n) = x(n)$:

$$y_{max} = \sum_{k=0}^N x^2(k) = y(N/2) = E_x \quad (2.45)$$

N entspricht in diesem Fall der Pulsdauer des gefilterten Signals $y(n)$. Bei der Autokorrelation tritt die Maximalstelle auf, sobald der Filter komplett über dem Eingangssignal liegt, also bei $N/2$. Der Vergleich der Berechnung von y_{max} mit der Definition der Signalenergie (2.12) zeigt, dass diese gleichzusetzen sind. Für die weitere Beweisführung bietet sich die Definition des ENC -Werts an und mit den Gleichungen (2.43) und (2.44) kann man schreiben:

$$ENC_y = \frac{\sigma_y}{\frac{y_{max}}{Q_P} \cdot e^-}$$

Einsetzen von (2.32) und (2.45) liefert:

$$ENC_y = \frac{\sigma_x \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^N x^2}}{\sum_{k=0}^N x^2} \cdot \frac{Q_P}{e^-}$$

Der Summenterm entspricht der Signalenergie des Eingangssignals. Somit vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$ENC_y = \frac{\sigma_x \cdot \sqrt{E_x}}{E_x} \cdot \frac{Q_P}{e^-} = \frac{\sigma_x \cdot Q_P}{\sqrt{E_x} \cdot e^-} \quad (2.46)$$

Anhand Gleichung (2.46) erkennt man, je größer die Signalenergie am Ausgang des analogen Frontends bei gegebener Partikelladung ist, desto kleiner ist der korrespondierende ENC-Wert nach DSV. Dies führt zu dem Fazit, dass bei Verwendung der Optimalfiltermethode der Fokus nicht auf eine hohe Amplitude zu legen ist, sondern vielmehr auf eine hohe Signalenergie. Dies ist u. a. zu erreichen, indem die integrierenden Vorverstärker mit hoher Zeitkonstante ausgelegt, oder ADCs mit hoher Abtastrate eingesetzt werden.

In diesem Kapitel wurde jedes Bauelement der Messkette des Partikeldetektionssystems im Detail beschrieben. Zudem wurden alle Parameter herausgestellt, die einen Einfluss auf die Empfindlichkeit des Messsystems haben. Zum Schluss wurden Performanceparameter hergeleitet, die alle Einflussfaktoren aller Bauelemente miteinbeziehen. In Tabelle 4 sind alle der beschriebenen Auslegungsparameter zur Übersicht aufgelistet.

Tabelle 4: Auflistung aller relevanten Parameter der gesamten Messkette.

Detektor	Parameter:	Abgeleitet:	Performance:
Dämpfung	D_{Det}	Ladungs- oder Stromsignal	$q_{Det}(t)$ $i_{Det}(t)$
Kapazität	C_{Det}		
Frontend-elektronik			
Eingangskapazität	C_{GS}	Erwartungswert	μ_x
Widerstand im Rückführkreis	R_f	Standardabweichung	σ_x
Kapazität im Rückführkreis	C_f	Signalenergie	E
Bandbreite	B	Übertragungsverhalten	$\beta_x, G_x(\omega)$
			normierte Varianz des analogen Systems Var_{norm_x}
			Empfindlichkeit analoges System ENC_x
DSV			
Abtastrate ADC	f_s		
Auflösung ADC	Res	Standardabweichung	σ_y
Rauschen ADC	$ENOB$		
Filterklasse	$Korrelation$	Übertragungsverhalten	$\beta_y, G_y(\omega)$
Filterübertragungsfunktion	h		
			normierte Varianz der digitalen Signalverarbeitung Var_{norm_y}
			Empfindlichkeit digitales System ENC_y

Die Parameter des analogen Frontends sind bis auf Bauteilebene heruntergebrochen. [Noulis et al., 2008] und [Kelz, 2015] beschreiben die Verstärkerparameter auf Substratebene u. a. in Abhängigkeit der Gate-Fläche des Eingangstransistors und der verwendeten Technologie. Da bei der Auslegung der Messkette von einer Verwendung verfügbarer Verstärker-ICs ausgegangen wird, ist die Beschreibung auf Bauteilebene an dieser Stelle praktikabler.

3 Umsetzung des Triggersystems mit digitaler Signalverarbeitung

Mit dem Triggersystem wird die digitale Signalverarbeitung der Messsignale der Detektor-Frontend-Kombination durchgeführt (vgl. Abbildung 2.1). Im Wesentlichen werden zwei Aufgaben mit dem digitalen System umgesetzt:

- Signalaufbereitung: Erhöhung der Messempfindlichkeit mittels digitaler Filterung.
- Triggerung: Automatische Partikelerkennung in Echtzeit und Prozesssteuerung.

Abbildung 3.1 zeigt die Funktionsblöcke und Abfolgen mit denen diese beiden Signalverarbeitungsprozesse logisch umgesetzt werden können. Im Folgenden wird auf diese Umsetzung des Triggersystems im Gesamten eingegangen. Eine detaillierte Beschreibung der einzelnen Blöcke findet im späteren Verlauf der vorliegenden Arbeit statt.

Am Eingang werden die analogen Signale aller Detektoren digitalisiert. Sind beim jeweiligen Partikeldetektionssystem designbedingte Störungen in Form von DC-Offset oder überlagerten Frequenzen zu erwarten, so können diese zu Beginn der digitalen Signalverarbeitung kompensiert werden.

Die digitalisierten Signale der $K \in \mathbb{N}$ Detektoren werden mit den in Kapitel 2.4 beschriebenen Filtern aufbereitet. An dieser Stelle sei der hohe Parallelisierungsgrad hervorgehoben. Um eine Echtzeitdetektion zu ermöglichen, müssen die Filter für jeden Geschwindigkeitsteilbereich parallel auf jedes der K Detektorsignale angewandt werden. Besteht das Partikeldetektionssystem beispielsweise aus $K = 3$ Detektorebenen und die gesamte Geschwindigkeitsspanne der Partikel wird mit $N = 9$ Filtern abgedeckt, so erhält man $K \cdot N = 27$ parallele digitale Filteroperationen nach Gleichung (2.29).

Nach diesem Vorgang (digitale Filterung) ist die Aufgabe der Signalaufbereitung abgeschlossen. Mit den darauffolgenden Funktionsblöcken wird die automatische Partikelerkennung und Prozesssteuerung durchgeführt. Mit der „Triggerung“ werden alle dieser $K \cdot N$ digital gefilterten Signale $y_{j,i}(n)$ hinsichtlich bestimmter Pulsformen untersucht, die als Partikelevents gewertet werden. Durch Schwellenwertvergleich mit Hysterese (vgl. [Strack, 2013, S. 68]) wird der Zeitpunkt ermittelt, an dem sich das zu messende Teilchen im Detektor befindet. Anhand der Signale des (in Flugrichtung hintersten) Detektors K , dessen ladungsensitiver Bereich zuletzt vom Teilchen durchschritten wird,

löst die Logik des Funktionsblocks spezielle Triggerimpulse aus. Diese zeigen an, dass alle Daten des aktuellen Partikelevents vorliegen und ausgewertet werden können.

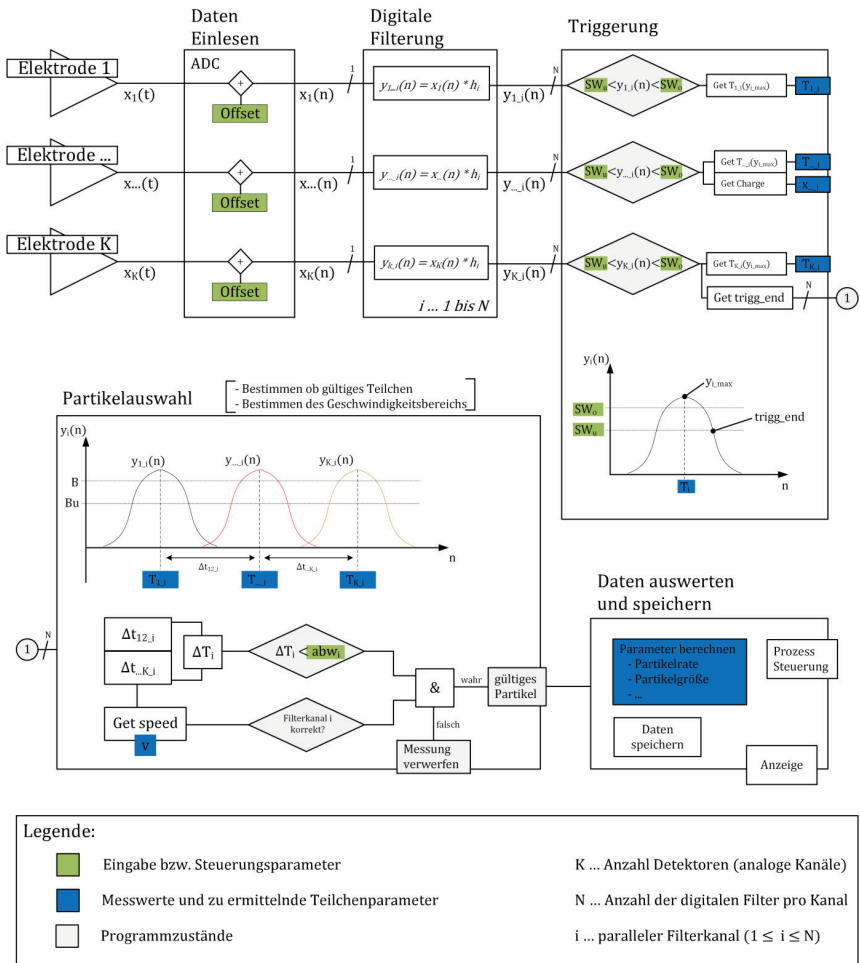


Abbildung 3.1: Funktionsblöcke und Beschreibung der Logik des Triggersystems.

Mit dem Funktionsblock „Partikelwahl“ wird zunächst untersucht, ob die aktuell gemessenen Signalimpulse einem Partikelevent zugeordnet werden können. Weicht die zeitliche Abfolge der Messpulse zweier benachbarter Detektoren zu stark voneinander ab, muss die Messung verworfen werden. Befinden sich mehrere Partikel gleichzeitig im Messbereich der Detektoren, wird nur das Teilchen mit der höchsten Geschwindigkeit

ausgewertet. Da mit N Filtern parallel gemessen wird, muss zudem jener Filterkanal ausgewählt werden, der für den vorliegenden Geschwindigkeitsbereich angepasst wurde. Nach diesem Funktionsblock ist die Aufgabe der automatischen Partikeldetektion abgeschlossen und die gewonnenen Partikelinformationen können weiterverarbeitet werden.

Die grün hinterlegten Parameter werden vom Experimentator vorgegeben. Aus diesen Steuervariablen und den Detektorsignalen werden die Partikelinformationen ermittelt (blau hinterlegt). Um diese Werte einzustellen bzw. die gewonnenen Partikeldaten zur weiteren wissenschaftlichen Analyse abzuspeichern, wird ein Bedieninterface benötigt.

3.1 Hardware

Die im vorangegangenen Kapitel beschriebene Problemstellung des Triggersystems lässt sich mit den in Abbildung 3.2 veranschaulichten Hardwarekomponenten realisieren.

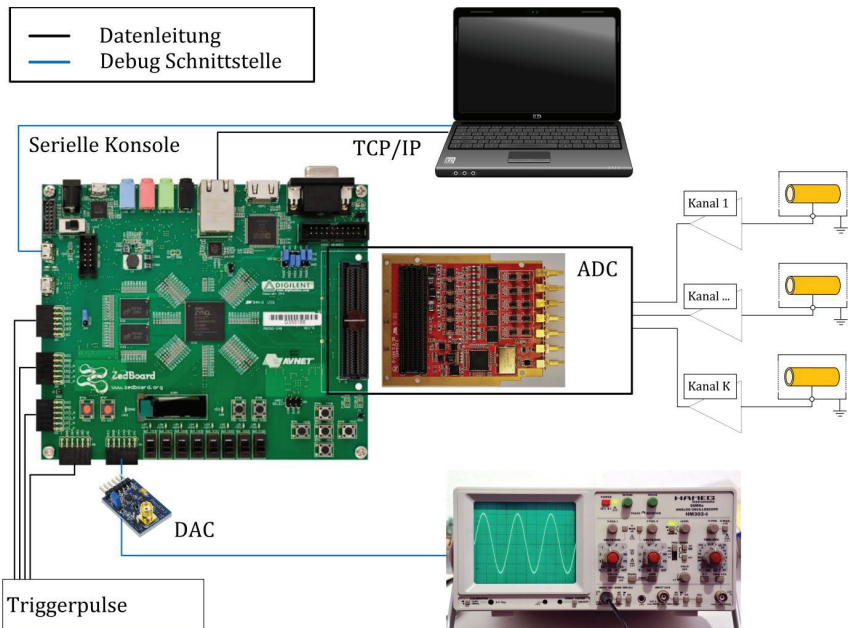


Abbildung 3.2: Hardware des Triggersystems. Zentrales Element ist das FPGA-Evaluation-Board. Die analogen Kanäle der Detektoren und Frontends werden mit mehrkanaliger ADC-Karte digitalisiert. Mit dem Bedienterminal werden Steuerungsparameter eingestellt bzw. Messdaten empfangen. Für Debug-Zwecke ist zusätzlich zur TCP/IP-Schnittstelle ein DAC (einkanlig) und eine serielle Konsole implementiert.

Aufgrund des hohen Parallelisierungsgrades der arithmetischen und logischen Operationen wird die Signalverarbeitung mit einem FPGA durchgeführt. Somit ist das zentrale Element des Triggersystems die FPGA-Platine, mit der die Funktionalität des FPGA-Bausteins zur Verfügung gestellt wird. Dazu zählt beispielsweise das Beschreiben mit der Konfigurationsdatei, das Ansprechen der I/O-Ports, etc. Die analogen Signale werden mit einer mehrkanaligen ADC-Karte abgetastet. Für das Bedieninterface wird ein PC mit grafischer Benutzeroberfläche (engl. Graphical User Interface, GUI) verwendet, mit dem über das TCP/IP-Protokoll Daten mit dem FPGA ausgetauscht werden können. Mit dieser Baugruppe werden zum einen die Steuerparameter des Triggersystems gesetzt und zum anderen die Partikeldaten empfangen und abgespeichert. Für die Implementierung der Funktionsblöcke des Triggersystems werden entsprechende Debug-Schnittstellen benötigt. Mit Hilfe dieser muss während des Entwicklungsprozesses die Funktion der jeweiligen Blöcke verifiziert werden. Für die weitere Prozesssteuerung werden Triggerpulse über I/O-Ports gesendet. Jeder Puls steht für eine bestimmte Position entlang der Trajektorie des Partikels. Mit diesen sog. Ortspulsen wird die Triggereung weiterer Bauelemente (Ablenkplatten, Oszilloskope, Anzeigeelemente, etc.) ermöglicht. In den folgenden Unterkapiteln werden die Kriterien erörtert, die dem Auswahlprozess der verwendeten Hardwareelemente zugrunde liegen.

3.1.1 FPGA-Board und Schnittstellen

Das zentrale Element des Triggersystems ist das FPGA. Je nach Hersteller und FPGA wird dieser konfigurierbare Chip basierend auf dem Antifuse-, SRAM- oder Flash-Prinzip gefertigt. Jedes Funktionsprinzip weist spezielle Eigenschaften auf, welche z. B. von [Codinachs et al., 2009] und [Dittmar, 2009, S. 4 ff] zusammengestellt wurden. Die Eigenschaften werden im Folgenden diskutiert und hinsichtlich der Eignung für das Triggersystem untersucht. Für die vorliegende Problemstellung werden unter Berücksichtigung des Einsatzes im All folgende Anforderungen gestellt:

- Geringe Leistungsaufnahme,
- hohe Strahlenhärte,
- Wiederbeschreibbarkeit oder geringer Schaltungsaufwand,
- Größe (Anzahl verfügbarer logischen Zellen),
- ITR
- Verfügbarkeit und Support

FPGA-Chips basierend auf dem **Antifuse**-Verfahren sind nur einmal beschreibbar. Da sich der Entwicklungsstand des Triggersystems noch im experimentellen Status befindet, wird dieser FPGA-Typ zum aktuellen Stand nicht weiter verfolgt. Aufgrund der Strahlenhärte der Antifuse-FPGAs sind diese durchaus interessant für die spätere Anwendung auf einem Satelliten. Zudem ist dieser FPGA-Typ nichtflüchtig, was sich durch einen reduzierten Beschaltungsaufwand bemerkbar macht.

Die **SRAM** basierten FPGA-Chips sind wiederbeschreibbar und haben den niedrigsten Preis. Im Vergleich zu den anderen Bauformen hat dieser FPGA-Typ die größte Dichte an arithmetischen und logischen Elementen und bietet dadurch die höchste Rechenkapazität. Die Nachteile (hohe Leistungsaufnahme und hoher Beschaltungsaufwand aufgrund flüchtigen Konfigurationsspeichers) müssen für den Einsatz im All abgewogen werden. Bei stationären Anwendungen am Boden fallen diese Nachteile jedoch nicht ins Gewicht, was diesen FPGA-Typ ideal für Laboranwendungen macht.

Flash-FPGAs sind nicht flüchtig, wiederbeschreibbar und haben eine vergleichsweise niedrige Leistungsaufnahme (vgl. Abbildung 3.3), was diese Bausteine für Anwendungen im Weltraum besonders interessant macht. Laut [Dittmar, 2009, S. 6] ist die Datenbasis zur Strahlenhärte noch äußerst gering. Somit muss im Schaltungsdesign zum aktuellen Stand der Technik für Redundanz gesorgt werden.

TOTALS		
Power Source	Value	Units
Dynamic Power	685.42	mW
Static Power	40.68	mW
TOTAL POWER	726.11	mW

Breakdown		
Power Source	Percentage	Value
Clock	0%	0.99 mW
Logic	88%	635.96 mW
Memory	5%	39.90 mW
PI Dynamic	0%	0.13 mW
PI Static	0%	2.55 mW
IO Dynamic	1%	8.43 mW
IO Static	0%	0.00 mW
Core Static	0%	37.56 mW

Rail	Current (mA)	Voltage (V)	Power (mW)
VCCA	476.24	1.5	714.37
VCCI 1.5	0.00	1.5	0.00
VCCI 1.8	4.68	1.8	8.43
VCCI 2.5	0.00	2.5	0.00
VCCI 3.3	0.00	3.3	0.00
VCCPLL	1.79	1.5	2.68

On-Chip	Power (W)	Used	Available	Utilization (%)
Clocks	2.130	7	---	---
Logic	0.352	88869	150720	59
Signals	4.584	68057	---	---
BRAMs	0.088	+	+	+
BSRs	0.000	113	768	15
MMCMs	0.731	1	12	8
IOs	0.499	130	600	22
Leakage	3.746	---	---	---
Total	12.131	---	---	---

Supply	Summary	Total	Dynamic	Quiescent
Source	Voltage	Current (A)	Current (A)	Current (A)
Vccint	1.000	9.228	7.226	2.002
Vccaux	2.500	0.448	0.276	0.172
Vcco2b	2.500	0.152	0.150	0.002
Vcco1b	1.500	0.002	0.000	0.002
MGTAVcc	1.000	0.761	0.000	0.761
MGTAVtt	1.200	0.532	0.000	0.532

Supply	Power (W)	Total	Dynamic	Quiescent
Supply Power (W)	12.131	8.290	3.841	

Thermal Properties	Effective TjA (C/W)	Max Ambient (C)	Junction Temp (C)
	1.5	81.7	68.3

Abbildung 3.3: Abschätzung der Leistungsaufnahme für die Grundfunktionalität des Triggersystems. Links: Flash basierter FPGA (ProASIC3) mit dem Tool „Power Calculator“ von Microsemi. Rechts: SRAM basierter FPGA (Virtex6) mit dem Tool „XPower Analyzer“ von Xilinx.

Damit für den Entwicklungsprozess des Triggersystems ausreichend Ressourcen zur Verfügung stehen, werden SRAM basierte FPGA-Bausteine für den Laborbetrieb eingesetzt. Diese Chips werden von mehreren Herstellern angeboten. Für dieses Projekt wird ein FPGA der Fa. Xilinx verwendet, da diese eine sehr hohe Rechenkapazität besitzen.

Allerdings zeigt die Erfahrung, dass die Entwicklungsprogramme (engl. Toolchain), die zur Konfiguration der *Xilinx*-FPGAs benötigt werden vergleichsweise wenig ausgereift sind. Dies wirkt sich in Form von Fehlfunktionen der Firmware (engl. Bugs) oder Programmabstürzen (zum Teil ohne Fehlermeldung) aus. Zum Teil werden diese Bugs vom Hersteller beim nächsten Versionsupdate behoben. Anderenfalls muss, soweit möglich, die Problemstellung mit alternativen Funktionen gelöst werden, die keinen Bug aufweisen (engl. Workaround). Für den Entwicklungsprozess der FPGA-Funktionen ist somit mehr Zeit einzuplanen.

Aufgrund der geringen Leistungsaufnahme und der Wiederbeschreibbarkeit werden für den Flugbetrieb zum aktuellen Entwicklungsstand Flash-FPGAs vorgesehen (siehe Kapitel 4.3). Aufgrund der Erfahrungen am Institut für Raumfahrtssysteme (IRS) mit diesem FPGA-Typen, werden Chips der Fa. *Microsemi* eingesetzt.

Um Entwicklungszeit und Kosten einzusparen wird auf ein sog. Evaluationsboard zugegriffen, das von unterschiedlichen Herstellern angeboten wird. Dabei handelt es sich um eine Platine, mit der die Hauptfunktionalitäten der jeweiligen FPGAs zur Verfügung gestellt werden und sämtliche Pins angeschlossen sind. Für den Entwicklungsprozess mit den SRAM basierten FPGAs werden die Platinen mit der Bezeichnung: *ML605* (Fa. *Xilinx*), *ZedBoard* (Fa. *Avnet*) und *ZC706* (Fa. *Xilinx*) eingesetzt. Beim Flash-FPGA steht am IRS das Evaluationsboard: *ProAsic^{PLUS}* (Fa. *Microsemi*) zur Verfügung. Bei den folgenden Ausführungen wird (sofern nicht gesondert vermerkt) auf die Laborhardware (SRAM basierte FPGAs) eingegangen.

Da für die Umsetzung des Triggersystems mehrere hochaufgelöste ADC-Kanäle eingelesen werden müssen (vgl. Abbildung 3.2), ist das Hauptauswahlkriterium der Evaluationsboards die Anzahl der I/O-Pins, die über ein Steckersystem angesprochen werden können. Mit dem FMC-Standard (FPGA Mezzanine Card) wird ein spezielles Steckersystem bereitgestellt, bei dem je nach Variante entweder 68 I/O-Pins (beim Low Pin Count, LPC) oder 160 I/O-Pins (beim High Pin Count, HPC) des FPGAs angeschlossen sind.

Sowohl zur Steuerung (Eingabe der Steuerparameter vgl. Abbildung 3.1) als auch zum Datenhandling (Abspeichern der Messwerte) wird ein PC mit einem GUI basierten Client-Programm verwendet (vgl. Kapitel 3.2). An die Schnittstelle zwischen FPGA-Board und PC werden hohe Anforderungen hinsichtlich Datenrate und Fehlerkorrektur ge-

stellt. Je höher die Datenrate ist, desto höher ist die Partikelrate, die gemessen werden kann. Zudem ist während des Entwicklungsprozesses eine Datenschnittstelle vorzusehen, mit der die Funktionsblöcke aus Abbildung 3.1 verifiziert werden können (Debug-Schnittstelle). Die digitale Filterung, die mit dem Triggersystem zur Signalaufbereitung durchgeführt wird, ist umso genauer, desto höher die Abtastrate des ADC ist. Daher sind die Datenraten zwischen den einzelnen Funktionsblöcken sehr hoch. Um die Signale zwischen den Funktionsblöcken auslesen zu können, müssen mit der Debug-Schnittstelle hohe Datenraten übertragen werden. Die Ethernet-Schnittstelle mit TCP/IP-Protokoll bietet eine hohe Datenrate mit bis zu 1000 Mb/s sowie einer sehr guten Fehlerkorrektur. Aus diesem Grund wird die Ethernet-Schnittstelle als Datenübertragungspfad zwischen PC und FPGA gewählt. Um die Ethernet-Schnittstelle zu realisieren, wird ein existierender TCP/IP-Stack verwendet. Auf der PC Seite werden die betriebssystemseitigen Funktionen verwendet. Auf der Seite des FPGA-Boards muss ein Prozessorsystem eingesetzt werden, um diese Funktionalität nutzen zu können.

Mit einem Digital-zu-Analog-Wandler (DAC) und einer seriellen Schnittstelle sind bislang zwei weitere Debug-Schnittstellen umgesetzt. Mit dem DAC werden im FPGA berechnete Signalverläufe (z. B. digital gefiltertes Signal) ausgegeben und können mittels Oszilloskop ausgewertet werden. Mit der seriellen Schnittstelle werden Systemzustände auf einer Konsole ausgegeben.

3.1.2 Mehrkanaliger ADC

Für die Funktion des Triggersystems werden mehrere ADC-Kanäle benötigt (vgl. Abbildung 3.1). Um Entwicklungszeit und Kosten zu sparen, wird eine kommerzielle Steckkarte mit dem FMC-Standard zugekauft. Die Fa. *4DSP* bietet verschiedene Modelle von ADC-Platinen mit den geforderten Spezifikationen an. Je nach Anzahl der benötigten Kanäle wurden unterschiedliche Karten der Baureihe *FMC10x* verwendet.

Auf den *FMC10x*-Modulen sind zweikanalige ADC-Chips vom Typ *ADS62P49* (Fa. *Texas Instruments*) verbaut. Für die Abtastung des analogen Signals mit dem ADC wird ein sehr genauer Takt (Samplingfrequenz) mit geringem Jitter benötigt. Dieser wird mit dem Clock-Chip vom Typ *AD9510* der Fa. *Analog Devices* erzeugt, der ebenfalls auf der FMC-Karte verbaut ist. Die so generierten digitalen Daten müssen mit speziellen FPGA-Bausteinen (Primitiven) gepuffert werden, bevor man mit der weiteren Logik des Trig-

gersystems darauf zugreifen kann. Das Einlesen der ADC-Signale mit dem FPGA wird in Kapitel 3.3.1 besprochen.

3.1.3 Bedienterminal

Als Bedienterminal wird ein handelsüblicher PC mit Ethernet-Anschluss verwendet, auf dem die GUI zur Steuerung des Triggersystems läuft. Die GUI wurde im Rahmen dieses Projekts in C++ programmiert und verwendet die Socket-Funktionen des Betriebssystems. Um die Verwendung unterschiedlicher Systeme (*Linux, MS Windows, macOS*) vorzusehen, wurde auf eine systemübergreifende Programmierung (engl. Cross-plattform software development) Wert gelegt. Diese wurde mit der Entwicklungsumgebung *Qt* der Fa. *The Qt Company* realisiert.

3.2 Software

Für den Datentransfer zwischen GUI und FPGA mit der oben beschriebenen Hardware werden zwei Programme benötigt (vgl. Abbildung 3.4). Auf der Seite des Triggersystems wird auf dem Arm Core Prozessor ein Datenhandler gestartet. Dieser wird benötigt, um die per Ethernet empfangenen Daten zum FPGA zu transferieren bzw. die Daten vom FPGA per TCP/IP zum Bedienterminal zu schicken. In der Datenhandler-Software läuft ein TCP/IP Server, mit dem Anfragen von Client-Programmen bearbeitet werden.

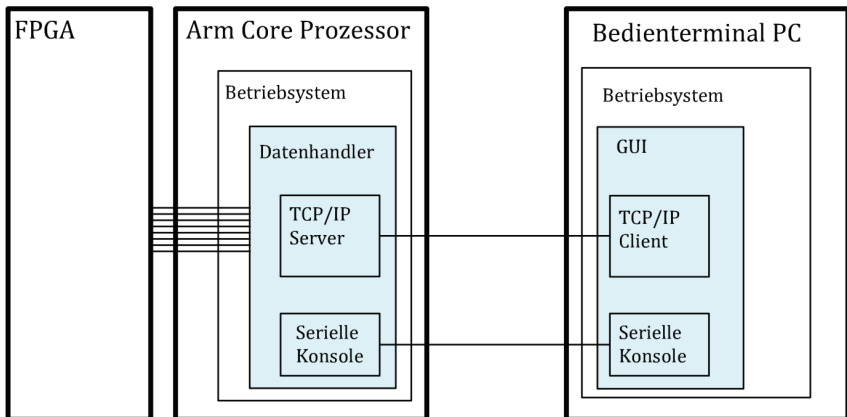


Abbildung 3.4: Übersicht der Softwareumsetzung zum Datentransfer zwischen Bedienterminal und FPGA.

Auf der PC Seite läuft die GUI „Triggersystem_Control“, welche einen integrierten Client besitzt. Mit diesem kann sich die GUI mit der IP-Adresse des Servers verbinden und Daten austauschen.

Das Triggersystem hat mehrere Steuerparameter und verschiedene Daten, die mit dem Bedienterminal ausgetauscht werden (vgl. Abbildung 3.1). Damit diese von der jeweiligen Empfängerseite korrekt ausgewertet werden können, wird vor jedem Befehl- bzw. Datensatz ein spezieller Header eingefügt, in dem sowohl die Art des Befehls als auch die Länge der Daten stehen. Der implementierte Befehlssatz ist im Anhang zu finden.

3.3 Logikblöcke (FPGA-Firmware)

Die Umsetzung der digitalen Signalverarbeitung des Triggersystems wird mit digitalen Grundelementen (Flip-Flop, Und-/Oder-/Nicht-Gatter, LUT, etc.) erreicht. Mit dem FPGA wird eine große Auswahl dieser Grundelemente bereitgestellt, die über eine Konfigurationsdatei (Firmware) beliebig miteinander verknüpft werden können. Bei der FPGA-basierten Hardwareentwicklung wird mit einer Hardwarebeschreibungssprache (engl. Hardware Description Language, HDL) ein Funktionsblock (Black Box) beschrieben. Dieser wird sowohl hinsichtlich seiner Funktion als auch von der Anzahl der Ein- und Ausgangssignale definiert. Bei der Beschreibung muss zusätzlich definiert werden, welche Funktionen (echtzeit-) parallel nebeneinander laufen und welche Operationen sequentiell durchgeführt werden. Ein weiterer Aspekt, der definiert werden muss, ist, ob die Signale getaktet oder direkt bei Signaländerung weiterverarbeitet werden. Dies zeigt, dass die Verwendung einer Hardwarebeschreibungssprache eine umfangreiche Kenntnis über die FPGA-Hardware sowie der auftretenden Effekte in den Signalpfaden (wie z. B. Signalverzögerung, Jitter der Taktung) voraussetzt.

Zudem gibt es höhere Programmiersprachen, mit denen sich komplexe Designs schnell umsetzen lassen. Beispiele für FPGAs der Fa. *Xilinx* sind: *Handel C* oder *Vivado High-Level Synthesis*. Bei den höheren Programmiersprachen ist meist keine Kenntnis über die FPGA-Hardware notwendig. Die gängigen Software-Werkzeuge sind entweder herstellerspezifisch oder unterstützen keine neuen FPGA-Bausteine. Laut der Diskussion in Kapitel 3.1.1 werden für die verschiedenen Anwendungsbereiche des Triggersystems FPGA-Chips unterschiedlicher Bauart (und Hersteller) eingesetzt. Aus diesem Grund wird bei diesem Projekt bei der Hardwareentwicklung auf die Verwendung höherer Programmiersprachen verzichtet. Bei den allgemeinen Hardwarebeschreibungsspra-

3.3.1 ADC Hardwareimplementierung

Die Signale der analogen Frontends werden mit den ADCs digitalisiert und in Form von binär dargestellten Zahlen gepuffert. Bevor die einzelnen Bits der Abtastwerte von den FPGA-Logikbaugruppen eingelesen und als Zahlen interpretiert werden können, müssen die Chips der ADC-Karte konfiguriert werden. Abbildung 3.6 zeigt die Beschaltung der einzelnen Chips, sowie die Generierung der digitalen Daten mit internen FPGA- Bausteinen (Primitiven).

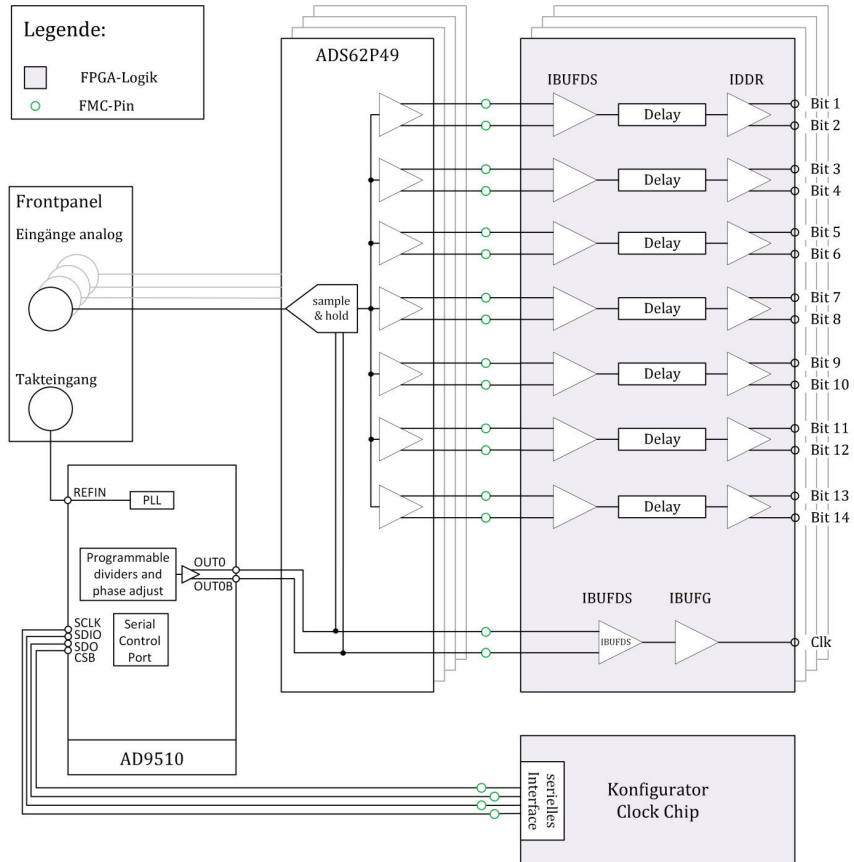


Abbildung 3.6: Blockschaltbild der ADC Implementierung. Die Grafik zeigt die Anschlüsse des Clock-ICs (AD9510) und des ADC-ICs (ADS62P49) an die Eingänge des FPGAs über die Pins des FMC-Steckers. Die Spezifikationen sind den Bauteil-Datenblättern zu entnehmen. Mit speziellen FPGA-Primitiven werden die Signale gepuffert bzw. kontrolliert.

Mittels vier Leitungen (SCLK, SDIO, SDO, CSB) wird der interne Konfigurationsspeicher des Clock-Chips mit einem seriellen Datenstrom beschrieben [AD, 2013]. Hier werden Parameter gesetzt, mit denen das Spannungslevel der Ausgänge, Samplingfrequenz, Taktreferenz, etc. eingestellt wird. Der Konfigurationsvorgang wird mit der FPGA-Logik („Konfigurator“) durchgeführt. In der Logik des Konfigurator-Elements sind die Konfigurationsparameter des Clock-Chips gespeichert. Beim Start des Triggersystems wird der *AD9510* seriell mit diesen Inhalten beschrieben.

Der vorliegende ADC-Chip löst das analoge Signal mit 14-Bit auf. Um die Anzahl der benötigten Leitungen und I/O-Pins zu reduzieren, werden die Daten mit doppelter Datenrate (DDR) ausgegeben. Pro Takt werden über eine (differentielle) Leitung 2 Bit übertragen. Somit wird die Anzahl der benötigten I/O-Pins halbiert. Mit der FPGA-Logik muss dieses DDR-Signal mit speziellen Primitiven eingelesen und in eine einfache Datenrate (engl. Single Data Rate, SDR) umgewandelt werden, damit es mit den nachfolgenden Funktionsblöcken des Triggersystems richtig interpretiert werden kann. Durch verschiedene Laufzeiten bedingt durch unterschiedliche Leiterbahnlängen auf der ADC-Platine und dem Routen der FPGA-Logik kann ein Versatz zwischen den Datenbits und dem Takt am Ausgang auftreten. Durch den Einsatz von Delay-Bausteine kann dieser störende Effekt kompensiert werden, indem die entsprechenden Datenbits um den Bruchteil eines Takts verzögert werden.

3.3.2 Signalkorrektur

Mit diesem Funktionsblock werden Störungen kompensiert, die sich an der Stelle nach den ADCs auf dem digitalisierten Signal befinden. Hier gibt es hauptsächlich zwei Arten von Störungen. Eine ist das DC-Offset, welches durch Bauteiltoleranzen bzw. durch das Schaltungsdesign der vorangehenden Schaltungen (CSA und ADC) verursacht wird. Die andere Störung sind überlagerte Sinuswellen mit unterschiedlicher Intensität je Frequenz, die entweder durch das Versorgungsnetz oder durch elektromagnetische Strahlung eingekoppelt werden können. Diese können als Rauschen betrachtet werden.

Das Rauschen kann durch bandbegrenzende Filter reduziert werden. Da die anschließende Korrelationsfilterung ebenfalls eine Bandbegrenzung bewirkt, wird an dieser Stelle auf eine Vorfilterung des Rauschens verzichtet.

Das DC-Offset kann prinzipiell auf zwei Arten kompensiert werden:

1. Das Offset wird zu einem Zeitpunkt bestimmt. Dieser konstante Wert wird ständig vom Signal abgezogen.
2. Das Offset wird ständig über mehrere Punkte gemittelt. Der Mittelwert wird vom Signal abgezogen.

Sollte sich das Offset (bedingt durch Wärmeentwicklung bzw. Entladung von Akkus bei der Spannungsversorgung) im Verlaufe der Messung ändern, wird das nicht durch die erste Möglichkeit erfasst. Bei der zweiten Variante wird diese Änderung mitberücksichtigt. Der Nachteil hier ist allerdings, dass auch Nutzsignalanteile und nicht nur Offset-Werte bei der Mittelung mit einfließen. Diese Variante wirkt wie ein HP, der das Nutzsignal ebenfalls beeinflusst. Aus diesem Grund ist zum aktuellen Stand Variante 1 umgesetzt.

3.3.3 Digitale Filterung

Mit diesem Funktionsblock werden die digitalisierten Detektorsignale $x_j(n)$ aufbereitet, um das SNR zu erhöhen. Dazu wird die in Kapitel 2.4 hergeleitete Optimalfiltermethode implementiert. Diese folgt Gleichung (2.29). Da aus den oben genannten Gründen mehrere Filter parallel zum Einsatz kommen, liegen am Ausgang des Blocks mehrere gefilterte Signale vor, die ausgewertet werden müssen. Zu jedem Filter gehört ein Ausgangssignal $y(n)$. Abbildung 3.7 zeigt schematisch die zeitparallele Berechnung der resultierenden Ausgangssignale $y_{ji}(n)$ der kaskadierten Detektorkanäle.

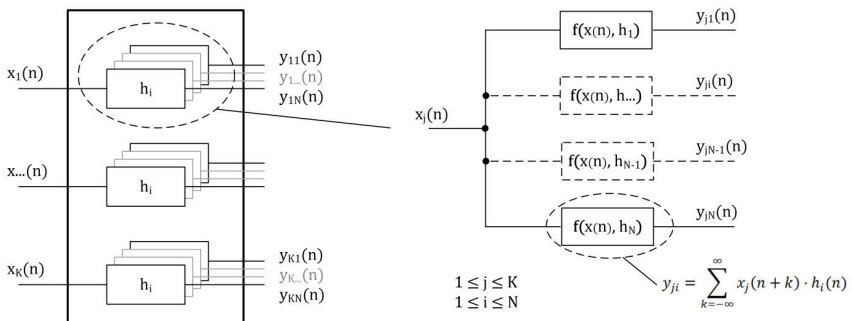


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung der parallelen Filterung der K Signale der Detektor-kaskade. Im Detailausschnitt ist die mehrfach parallele Filterung jedes Detektorsignals mit dem angepassten Filterset dargestellt. Formel (2.29) ist die mathematische Vorschrift zur Berechnung der digitalen Filterung.

Mit jedem Takt der Abtastrate wird ein neuer Signalwert $x_i(n)$ erzeugt. Die Filterlogik wird so ausgelegt, dass mit jedem Takt die neuen Werte für die Filterausgangssignale $y_{ji}(n)$ berechnet werden. Dies wird dadurch erreicht, indem die verwendeten Arithmetik- und Logikelemente in Reihe so zusammengeschaltet werden, sodass der Ausgangswert des einen Elements dem Eingangswert des Nachfolgenden entspricht („Pipelining“).

Die Datenrate, mit der jeder Eingang des Funktionsblocks gespeist wird, entspricht der eingestellten Abtastrate an den ADCs multipliziert mit der Bittiefe der Zahlenwerte. Für das Beispielsystem aus Kapitel 2.4.2 (mit $Res = 12$ bit, $f_s = 50$ MHz) erhält man eine Datenrate von 600 Mbit/s je Detektorkanal. Durch die parallele Korrelation mit mehreren digitalen Filtern fällt die Datenrate am Ausgang des Blocks wesentlich höher aus. Die Signale werden hier nicht nur vervielfältigt, sondern auch hinsichtlich der Bittiefe vergrößert. Je nach Länge N_i der eingesetzten digitalen Filter vergrößert sich die Bittiefe des jeweiligen Ausgangssignals $y_{ji}(n)$ zu $Res_y(i) = \log_2(N_i \cdot Res)$. Um eine Größenordnung zu nennen, sei hier auf ein konkretes System aus Kapitel 4.1 verwiesen. Die Particle Selection Unit (PSU) in der vorgestellten Ausbaustufe hat am Ausgang des Funktionsblocks (vgl. Abbildung 3.7) eine Datenrate von 35,55 Gbit/s (intern des FPGA-Chips).

Bei den Anwendungen, die in Kapitel 4 beschrieben werden, sind zum aktuellen Stand ausschließlich Optimalfilter, bestehend aus zusammengesetzten Rechteckformen eingesetzt. Die Gründe dafür wurden in Kapitel 2.4.5 erörtert. Deshalb wird in diesem Abschnitt im Speziellen auf die ressourceneffiziente Umsetzung der Korrelation mit rechteckförmiger Übertragungsfunktion (im Zeitbereich) eingegangen. Um die Rechnung weitestgehend zu vereinfachen, werden die Amplituden der Rechteckfilter auf den Wert 1 gesetzt. Somit wird $x(n)$ bei der Filterung lediglich mit 1, 0 oder -1 multipliziert. Dies kann im FPGA einfach mittels Logik umgesetzt werden. Somit müssen keine Hardwaremultiplizierer (wie z. B. der DSP48E1-Baustein) angesprochen werden. Dies ist vor allem vorteilhaft, wenn die Firmware auf unterschiedlichen FPGA-Typen betrieben wird, da nicht jeder Chip diese Multiplizierer besitzt. Weitere Vorteile sind eine niedrigere Leistungsaufnahme sowie ein geringerer Programmieraufwand. Abbildung 3.8 zeigt grafisch die Faltungsoperation mit den zwei Filtergrundformen (Rechteck und doppeltes Rechteck).

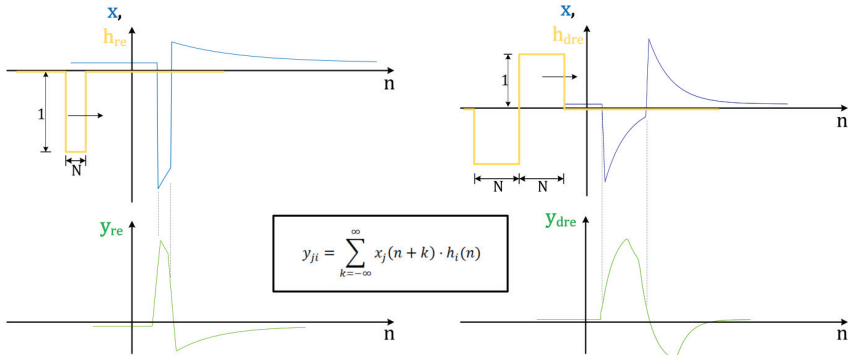


Abbildung 3.8: Grafische Veranschaulichung der Korrelation. Links: mit Rechteckfilter. Rechts: mit doppeltem Rechteckfilter.

Rechteckfilter: Bei der Verwendung von Rechteckfiltern lässt sich die Summe aus Gleichung (2.29) stark vereinfachen, indem die grafische Betrachtung der Faltungsoperation herangezogen wird. Sei N die Länge des eingesetzten digitalen Filters, dann liegen bei jedem Takt die neuesten N abgetasteten Signalwerte über der Filterkurve. Aufgrund der gewählten Amplitude (von 1) des Rechteckfilters werden diese N Signalwerte mit 1 multipliziert. Alle weiteren Signalwerte fallen weg (werden mit 0 multipliziert).

Die Summe der N Multiplikationen entspricht dem gefilterten Signal $y(n)$. Damit nicht bei jedem Takt die Summe über die komplette Filterlänge für $y(n)$ berechnet werden muss, wird das arithmetische Konstrukt weiter vereinfacht. Hierbei wird nur der neueste Signalwert x_0 auf das Filterergebnis aufaddiert und der älteste x_N abgezogen. Dazu müssen ständig die neuesten N -Werte von $x(n)$ vorgehalten werden. Aus diesen Überlegungen leitet sich Gleichung (3.1) ab.

$$y_{re}(n) = y_{re}(n - 1) + x_0 - x_N \quad (3.1)$$

Die Gleichung zeigt, dass bei der digitalen Filterung mit einfachen Rechteckgrundformen keine Multiplikation in der Hardware durchgeführt werden muss. Für diese Operation werden im FPGA lediglich LUTs benötigt, mit denen die zweifache Addition umgesetzt wird, sowie ein Speicher, der N Signalwerte von $x(n)$ fasst.

Doppelte Rechteckfilter: Auch diese Operation lässt sich stark vereinfachen. Jedoch ist die grafische Interpretation komplexer als bei den Rechteckfiltern (vgl. Abbildung 3.8,

rechts). Aus diesem Grund wird die Vereinfachung mathematisch hergeleitet. Die Filterkurve lässt sich folgendermaßen beschreiben:

$$h_{dre}(n) = \begin{cases} 1, & \text{für } 0 \leq n < N \\ -1, & \text{für } N \leq n < 2 \cdot N \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

Setzt man dies in Gleichung (2.29) ein, können die Summen abschnittsweise wie folgt beschrieben werden:

$$y_{dre} = \sum_{k=-\infty}^{-1} 0 \cdot x(n+k) + \sum_{k=0}^{N-1} x(n+k) + \sum_N^{2 \cdot N-1} -x(n+k) + \sum_{2 \cdot N}^{\infty} 0 \cdot x(n+k)$$

Die äußeren Abschnitte fallen weg, da hier der Filter den Wert 0 hat. Es bleiben also zwei Summen (S_1 und S_2) für die gilt:

$$y_{dre} = S_1 + S_2 \tag{3.2}$$

Mit:

$$S_1(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n+k) = x(n) + x(n+1) + \dots + x(n+N-1)$$

$$S_2(n) = \sum_N^{2 \cdot N-1} -x(n+k) = -x(n+N) - x(n+N+1) - \dots - x(n+2 \cdot N-1)$$

Damit die Summen nicht bei jedem Takt erneut über gleiche Bereiche gebildet werden müssen, wird der letzte Wert des gefilterten Signals $y(n-1)$ abgespeichert. Für diesen gilt:

$$y_{dre}(n-1) = S_1(n-1) + S_2(n-1) \tag{3.3}$$

Es lässt sich leicht zeigen, dass gilt:

$$S_1(n) = S_1(n-1) + x(n) - x(n+N)$$

$$S_2(n) = S_2(n-1) - x(n+N) + x(n+2 \cdot N) \tag{3.4}$$

Durch einsetzen von (3.4) in (3.2) erhält man für die Korrelation:

$$y_{dre}(n) = S_1(n-1) + S_2(n-1) + x(n) - 2 \cdot x(n+N) + x(n+2 \cdot N)$$

Mit (3.3) lässt sich die Korrelation vereinfacht ausdrücken und man erhält Gleichung (3.5):

$$y_{dre}(n) = y_{dre}(n-1) + x(n) - 2 \cdot x(n+N) + x(n+2 \cdot N) \quad (3.5)$$

Dies zeigt, dass sich die Korrelation mit einem doppelten Rechteckfilter einfach mit dem vorherigen Wert der Korrelation $y_{dre}(n-1)$ und drei Additionen implementieren lässt. Die Multiplikation mit 2 eines binären Speichers lässt sich ressourceneffizient durchführen, indem der Speicherinhalt um eine Stelle nach Links geschoben („geshifted“) wird. Für die Operation wird ein Speicher benötigt, mit dem die letzten $2 \cdot N$ Signalwerte des Detektorsignals $x(n)$ gespeichert werden können.

3.3.4 Automatische Pulserkennung und Trigger

Mit diesem Funktionsblock wird der Datenstrom der gefilterten Signale $y_{ji}(n)$ des vorhergehenden Blocks ausgewertet. Die konkrete Aufgabenstellung ist es, die Nutzsinalanteile, die aufgrund eines Partikelevents enthalten sind, automatisch zu erkennen. Zudem werden bei festgestellter Detektion Triggersignale erzeugt, mit denen bestimmte Zustände signalisiert werden. Es werden beispielsweise Trigger ausgelöst, sobald das Teilchen einen Detektor verlässt. Damit wird der weiteren Signalverarbeitung signalisiert, dass die Messung am jeweiligen Detektor abgeschlossen ist und die vorliegenden Daten ausgewertet werden können. In Abbildung 3.9 wird die Funktion veranschaulicht.

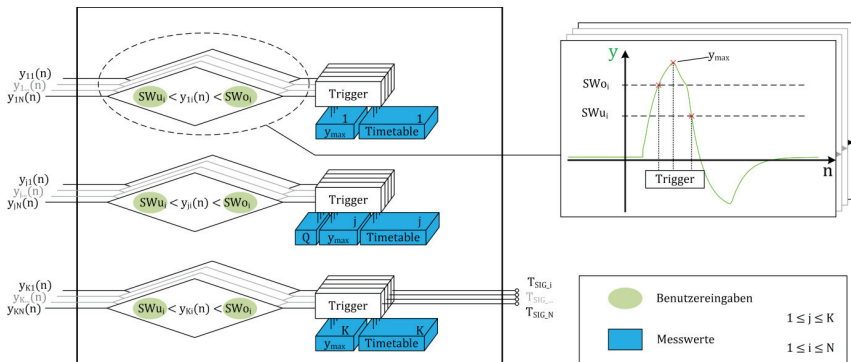


Abbildung 3.9: Funktion des Logikblocks zur automatischen Signalauswertung und Triggerung. Implementierte Funktionen sind: Schwellenwertvergleich, auslösen von Triggern und abspeichern von Daten des Partikelevents.

Am Eingang dieses Funktionsblocks werden die Signale $y_{ji}(n)$ angeschlossen. Auch hier muss das Pipeline-Verfahren eingesetzt werden, um eine instantane Auswertung zu rea-

lisieren. Das bedeutet, dass bei jedem Takt neue Daten hinzukommen, die bei der Auswertung miteinbezogen werden.

Alle gefilterten Signale werden parallel auf Nutzsignalanteile überprüft. Für diese Aufgabe werden bei der Signalverarbeitung je nach Anforderung mehrere Verfahren praktiziert. Bei der Medizintechnik wird oftmals ein Verfahren eingesetzt, bei dem Flanken im Signal gesucht werden. Dabei wird die mittlere Steigung von mehreren aufeinanderfolgenden Datenpunkten ermittelt. Aufgrund der geforderten Reaktionszeit bei der in-situ Detektion wird die Amplitude im Signal dieser Anwendung mittels Schwellenwerten ermittelt. Eine detaillierte Diskussion und Beschreibung dieses Verfahrens ist in der Arbeit [Strack, 2013, S. 64 ff] zu finden.

Der Vorgang des Schwellenwertvergleichs zeigt obige Abbildung. Wird ein Schwellendurchgang des auszuwertenden Signals $y_{ji}(n)$ festgestellt, werden Triggersignale ausgelöst. Jedem Trigger kann eine Aktion zugeordnet werden, die von weiteren Logik-elementen ausgeführt wird. Mit diesem Prinzip werden die Maximalstellen ($y_{max,ji}$) aller Signale ermittelt und abgespeichert. Für die spätere Auswertung des Partikelevents werden alle Zeitpunkte beim Auftreten der Trigger abgespeichert und in Tabellen („Timetables“) gespeichert.

Beim Detektorkanal K , den das Teilchen zuletzt passiert, werden spezielle Trigger ausgelöst ($T_{StG,i}$). Diese signalisieren den nachfolgenden Logikblöcken, dass alle benötigten Daten des aktuellen Partikelevents zur Auswertung vorliegen.

3.3.5 Auswertung der Messdaten

Beim Auftreten eines Partikelevents werden mit diesem Funktionsblock die korrespondierenden Daten ausgewertet und entschieden, ob es sich bei der Messung um ein gültiges bzw. auswertbares Teilchen handelt. Da aufgrund der o. g. Überlegungen mit mehreren digitalen Filtern parallel gemessen wird, liegen. u. U. die Datensätze eines Partikelevents von mehreren Filterkanälen vor. Daher muss jener Kanal identifiziert werden, bei dem das genaueste Ergebnis erwartet wird. Dessen Datensatz wird zur Auswertung herangezogen und die anderen verworfen. Abbildung 3.10 zeigt die Funktion und die Abfolge der Entscheidungen bis hin zur Partikelauswahl.

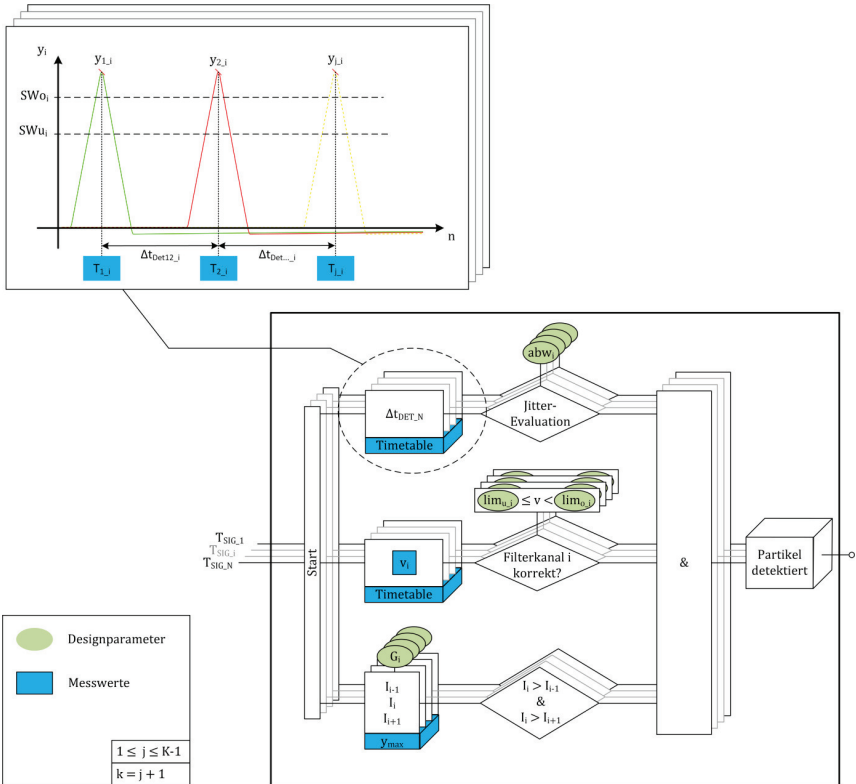


Abbildung 3.10: Funktion des Logikblocks zur Auswertung der Messdaten.

Die N Triggersignale ($T_{SIG,i}$) des in Partikelflugrichtung letzten Detektors werden am Eingang des Funktionsblocks angeschlossen. Mit diesen wird signalisiert, dass ein Partikelevent stattgefunden hat und alle Daten zur Auswahl bereitstehen. Zunächst wird für jeden Filterkanal, bei dem T_{SIG} ausgelöst wurde geprüft, ob es sich bei den vorliegenden Daten um ein Partikel handelt, dass sich auf koaxialem Weg durch die Messeinrichtung befindet oder ob T_{SIG} aufgrund von Störungen ausgelöst wurde. Konkret wird aus den Daten folgendes ermittelt:

- 1) Flugzeiten zwischen den Detektoren $\Delta t_{Det_{i,j,k}}$ (vgl. Diagramm in Abbildung 3.10). Daraus lässt sich ableiten, ob die Flugbahn nicht gestört und ob sie geradlinig durch die Messeinrichtung ist.

- 2) Partikelgeschwindigkeit. Diese dient als Parameter bei der Entscheidungsfindung des korrekten Filterkanals.
- 3) Ermitteln des *SNR* des getriggerten Filterkanals, sowie das *SNR* der benachbarten Kanäle. Diese Parameter werden zur Entscheidungsfindung des korrekten Filterkanals herangezogen.

Zu 1): Im oberen Pfad (vgl. Abbildung 3.10) wird überprüft, ob das zu detektierende Teilchen sich geradlinig durch die Messeinrichtung bewegt. Dazu werden die Zeiten ermittelt, die das Teilchen zwischen den jeweiligen Detektoren verweilt. Diese Zeit wird mit $\Delta t_{Det_{i,j,k}}$ bezeichnet. Dabei entspricht Index i wieder der Messung des Filterkanals und mit Index j wird der Detektor in der Kaskade hochgezählt. Da hier die Indizierung die Bereiche zwischen den Signalen benennt, wird j nur bis $K-1$ hochgezählt (vgl. Detail in obiger Abbildung). K entspricht der Anzahl der Detektoren in der Kaskade.

Um festzustellen, ob alle Δt_{Det} eines Filterkanals die gleiche Größenordnung aufweisen, sind im System Werte für die maximal zulässige Abweichung hinterlegt, die im Diagramm mit abw_i bezeichnet sind. Ist die Abweichung aller Verweildauern (Δt_{Det}) zwischen den Detektoren im zugelassenen Rahmen, wird die Flugbahn des Teilchens für in Ordnung befunden. Ansonsten wird das Messereignis verworfen.

Zu 2): Im mittleren Pfad (vgl. Abbildung 3.10) wird die Teilchengeschwindigkeit ermittelt und damit eine Vorauswahl getroffen, welche Filterkanäle in Frage kommen. Das Triggersystem hat einen Geschwindigkeitsbereich in dem die zu messenden Teilchen vorkommen, der je nach Problemstellung unterschiedlich breit ist. Bei der Auslegung der DSV wird jeder Filter so ausgelegt, dass dieser in einem Teilbereich optimal arbeitet. Die Geschwindigkeitsgrenzen der Teilbereiche ergeben sich bei dem vorgestellten Verfahren zur Filterauslegung nach Kapitel 2.5.1. Diese Grenzen werden in der Firmware hinterlegt und sind in obiger Abbildung mit lim_u bzw. lim_o bezeichnet. Wenn: $lim_{u,i} \leq v_i < lim_{o,i}$, dann wird Filterkanal i als *wahrscheinlich* eingestuft. Eine eindeutige Identifizierung kann so allerdings nicht realisiert werden, da die Messungen jedes Kanals unabhängig voneinander sind. So kann es vor allem in den Randbereichen (nahe lim_u bzw. lim_o) vorkommen, dass aufgrund von Ungenauigkeiten bei der Bestimmung von v_i aufgrund Clockjitter zwei Kanäle Geschwindigkeiten ermitteln, die in unterschiedliche Geschwindigkeitsabschnitte fallen. Somit wäre kein eindeutiges Ergebnis ermittelt.

Aus dem Grund wird ein weiterer Parameter zur eindeutigen Entscheidungsfindung mit herangezogen, der bei Punkt 3) beschrieben wird.

Abgesehen von der Kanalvorauswahl wird mit den Geschwindigkeitsgrenzen noch ein weiterer Aspekt verfolgt. Wird das Triggersystem an einer Messeinrichtung verwendet, bei der nach der Detektion weiter auf das Teilchen eingewirkt wird, besteht die Anforderung an eine in-situ Detektion. Ein Beispiel wäre das Aussortieren mittels Ablenkplatten nahe den Detektoren. An dieser Stelle müssen die Filterlaufzeiten der einzelnen Kanäle mit berücksichtigt werden. Durch limitieren der oberen Grenzen ($\lim_{0,i}$) lässt sich einstellen, wie weit das schnellste Teilchen eines Filterbereichs im Strahlrohr fliegt, bis eine sichere Detektion gewährleistet ist.

Zu 3): Im unteren Pfad (vgl. Abbildung 3.10) wird das *SNR* der Messung zur Kanalauswahl mit herangezogen. Bei dem in Kapitel 2.5.1 beschriebenen Verfahren zur Filterauslegung, wurde mittels der CSA-Übertragungsfunktion und der Filterkurve der Parameter Var_{norm} über der Geschwindigkeit hergeleitet. Var_{norm} kann als skalierte Kehrfunktion des *SNR* interpretiert werden. Mit Gleichung (2.41) kann somit bei jedem Partikelevent ein Wert ermittelt werden, der eine Aussage zum *SNR* ermöglicht. Durch skalieren mit dem Maximalwert y_{max} der Messung erhält man mit Gleichung (2.41):

$$Var_{norm_i} = \frac{\sigma_x^2}{y_{max_i}^2} \cdot \sum_{n=0}^N h(n)^2$$

Umformen liefert folgendes Konstrukt:

$$\sqrt{\frac{1}{Var_{norm_i}}} = y_{max_i} \cdot \sqrt{\frac{1}{\sigma_x^2 \cdot \sum_{n=0}^N h(n)^2}} \quad (3.6)$$

Die Variablen der Wurzel auf der rechten Seite sind vor der Messung bekannt. σ_x ist für alle Filterkanäle konstant und skaliert deshalb lediglich das Ergebnis. Die Summe über der Filterübertragungsfunktion h ist eine kanalspezifische Konstante. Der Wert der rechten Wurzel kann also direkt berechnet und in der Firmware im FPGA hinterlegt werden. Der Wert der rechten Wurzel dient als filterspezifischer Gewichtungsfaktor des Messwertes y_{max} und wird im Folgenden mit G bezeichnet. Durch Multiplikation (Gewichtung) der gemessenen Maximalstelle wird der Wert der linken Wurzel ermittelt. Wie aus der obigen Diskussion hervorgeht, ist die Kehrfunktion von Var_{norm} als skaliertes *SNR* zu

verstehen (vgl. dazu auch die Filterauslegungskurven aus Kapitel 4: Abbildung 4.4, Abbildung 4.12 und Abbildung 4.24). Das Ergebnis der linken Wurzel kann somit als kanalspezifischer Vergleichswert I angesehen werden, mit dem der richtige Kanal bei einer Partikeldetektion eindeutig identifiziert werden kann. Mit der Definition für G und I lässt sich Formel (3.6) umschreiben zu:

$$I_i = y_{\max_i} \cdot G_i \quad (3.7)$$

Sobald ein Filterkanal mit T_{SIG} auf ein Partikelevent triggert, werden mittels den gemessenen Maximalstellen y_{\max_i} die Vergleichswerte des jeweiligen Kanals sowie der Kanäle der benachbarten Geschwindigkeitsbereiche ermittelt. Ist das SNR bzw. der Vergleichswert I des getriggerten Kanals am höchsten, ist der korrekte Filter für die vorliegende Partikelgeschwindigkeit ermittelt. Weitere Informationen zur Herleitung des Gewichtungsfaktors sind in [Strack, 2013, S. 63ff] zu finden.

Anhand der in Punkt 1) bis 3) diskutierten Parameter werden Vorentscheidungen getroffen. Durch UND-Verknüpfen dieser Entscheidungen erhält man die Information, ob der Filterkanal korrekt ist und dem vorliegenden Datensatz logisch ein Partikel zugewiesen werden kann.

Bei dem diskutierten Verfahren zur Kanalauswahl sei besonders hervorgehoben, dass mehrere Kanäle parallel zueinander auf ein durchfliegendes Teilchen triggern. Dabei ist es für die Funktion des Triggersystems unablässig, dass jeder Kanal unabhängig (und parallel) den korrekten Filter ermitteln kann, da aufgrund der weiteren Prozesssteuerung und der Anforderung an eine in-situ-Messung nicht auf die langsameren Filterergebnisse gewartet werden kann.

3.3.6 Datenverarbeitung

Bei einer erfolgten Partikeldetektion wird mit dem letzten Funktionsblock je nach Einsatzbereich des Triggersystems auf das Teilchen reagiert bzw. die Daten weiterverarbeitet. Bei der Anwendung am Partikelbeschleuniger kann der Experimentator mit der GUI Parameterbereiche für Partikelladung (Q_p), Geschwindigkeit (v_p), Masse (M_p) und Durchmesser (D_p) eingeben. Bei der vorangegangenen Detektion wurden Q_p und v_p bereits bestimmt, M_p und D_p werden mit diesem Funktionsblock berechnet. Dazu werden anwendungsspezifische Parameter wie z. B. das Teilchenmaterial (Dichte), Beschleunigungsspannung etc. herangezogen. Zusammenhänge und Formeln zur Berechnung der

Partikelparameter am Van-de-Graaff-Beschleuniger sind in den Arbeiten von [Friichtenicht, 1964], [Manning et al., 2006] und [Mocker et al., 2011] gegeben. Mit dieser sog. Fensterauswahl werden jene Teilchen selektiert, die bis zur eigentlichen Messkammer durchgelassen werden. Alle weiteren werden aussortiert, indem die Trajektorie so verändert wird, dass Partikel die Kammer nicht treffen. Zwischen zwei Ablenkplatten liegt ein konstantes E-Feld an, das die Flugbahnen der nicht selektierten und geladenen Teilchen abändert. Partikel, die sich in den vorgegeben Fensterparametern bewegen, werden durchgelassen. Dies wird realisiert, indem das E-Feld vom Triggersystem (bzw. PSU) abgeschaltet wird, sobald das Teilchen die Ablenkplatten passiert. Die ermittelten Daten werden mittels TCP/IP Schnittstelle an das Steuerterminal gesendet, in dem sie grafisch dargestellt und zur weiteren Analyse abgespeichert werden.

Damit Ereignisse ebenfalls ausgewertet werden können, die von den Algorithmen zur automatischen Partikelerkennung nicht eindeutig identifiziert werden konnten, ist es praktikabel alle oben vorgestellten Zwischenergebnisse des Partikeldetektionsprozesses an geeigneten Debug-Schnittstellen auszugeben. Anhand dieser Werte ist es möglich, die Steuerparameter der Algorithmen zu überprüfen und gegebenenfalls zu optimieren. Anhand der Verfügbarkeit der Zwischenergebnisse wurde u. a. auch die Funktionalität des Triggersystems validiert.

Existiert bei einem Anwendungsbereich des Triggersystems die Anforderung an eine weitere Prozesssteuerung, so werden Ortspulse benötigt. Dies ist meistens bei den „Nicht-Sensor-Anwendungen“ der Fall. Mit den Ortspulsen wird signalisiert, zu welchen Zeitpunkten sich das Teilchen an voreingestellten Positionen entlang des Strahlrohrs befindet. Damit die Ortspulse berechnet werden können, muss aus dem gefilterten Signal $y(n)$ eine exakte Partikelposition in der Messeinrichtung abgeleitet werden. Von dieser Position aus können (aufgrund der Kenntnis der Partikelgeschwindigkeit) der Moment des Vorbeiflugs an den gewählten Positionen, berechnet werden.

Aufgrund der in Kapitel 2.4.4 diskutierten signalverzerrenden Eigenschaften der Optimalfiltermethode ist die Ableitung der Partikelposition aus dem gefilterten Signal $y(n)$ nicht ohne weitere Berechnungen bzw. Messung möglich. Anhand Abbildung 3.11 werden die notwendigen Überlegungen abgeleitet.

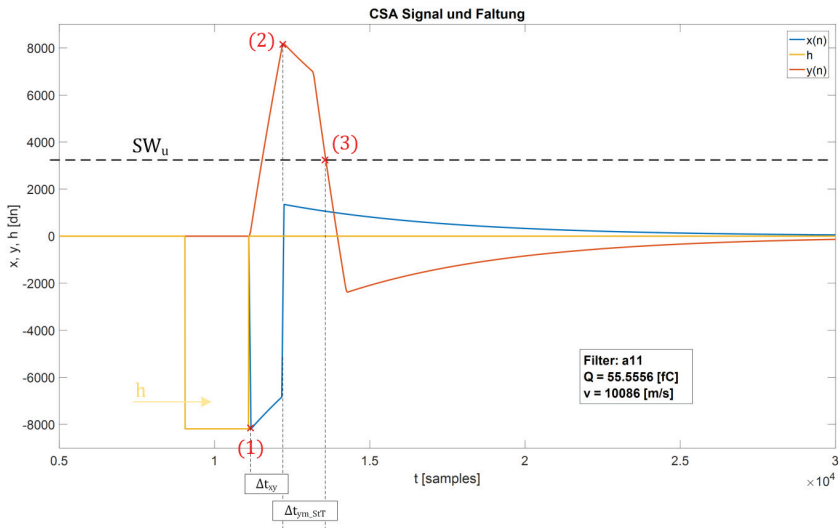
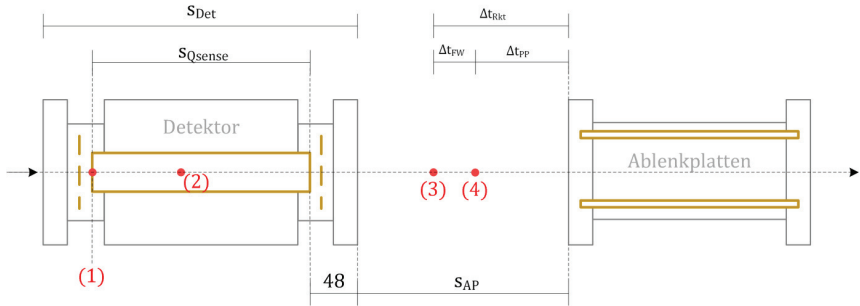


Abbildung 3.11: Oben: Innerer Aufbau des Detektors mit ladungssensitiver Oberfläche. Partikelpositionen und Flugbahn entlang der Strahlröhre. Unten: Korrespondierende Signale beim Durchflug einer Ladung.

Die Ladung befindet sich auf koaxialem Weg durch die Messeinrichtung. Punkt (1) beschreibt den Anfang der ladungssensitiven Elektrode. Eine vereinfachende Annahme ist, dass an dieser Stelle das ungefilterte Signal $x(n)$ seinen maximalen Messausschlag hat (in der Realität leicht dahinter). Da dieser Signalpunkt der Position des Teilchens zugewiesen werden kann, dient dieser als Referenz. Die maximale Amplitude des gefilterten Signals tritt später auf, da sich bei $x(n)$ zuerst Signalenergie aufbauen muss, die mittels Optimalfilterung erkannt wird (Filter läuft über das CSA-Signal). Punkt (2) kann sich je nach Partikelgeschwindigkeit und gewähltem Filter im Inneren oder bereits außerhalb

des Detektors befinden. Damit jedem gefilterten Signal $y(n)$ ebenfalls eine Partikelposition zugewiesen werden kann, muss der zeitliche Versatz Δt_{xy} von Punkt (1) und (2) bestimmt werden. Da dieser von mehreren (o. g.) Parametern abhängt, wird Δt_{xy} mittels numerischer Simulation berechnet und zwar für alle der eingesetzten Filterübertragungsfunktionen über dem kompletten Geschwindigkeitsbereich. Hierzu wurden die Signale nach dem CSA für äquidistante Geschwindigkeiten über dem kompletten Bereich simuliert und mit den eingesetzten Optimalfiltern korreliert. Anhand dessen kann der Versatz von Punkt (1) und Punkt (2) für jeden Filter zu den äquidistanten Partikelgeschwindigkeiten ermittelt werden. Das Ergebnis zeigt Abbildung 3.12.

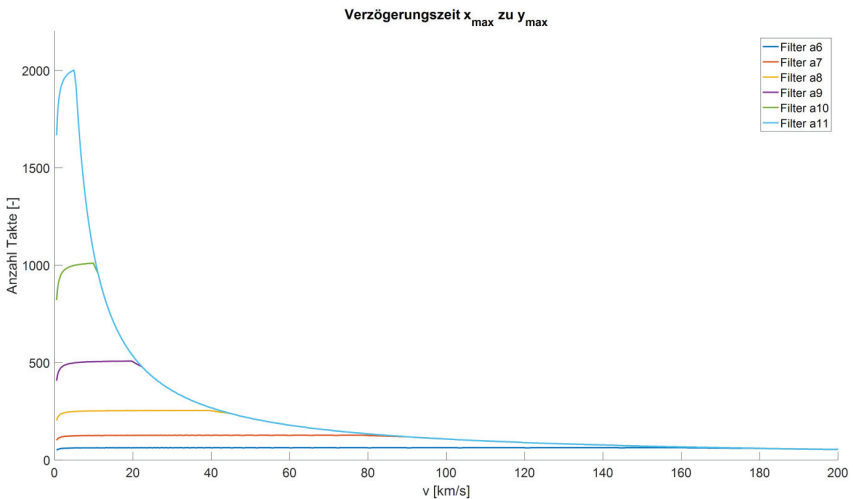


Abbildung 3.12: Kurven der Verzögerung Δt_{xy} über der Partikelgeschwindigkeit für das Beispiel-system (definiert in Kapitel 2.4.2). Gefiltert mit Rechteckfiltern mit den Längen 2^6 bis 2^{11} . Die Filter sind optimiert für Geschwindigkeitsteilbereiche. Der kürzeste Filter a6 mit der Länge 2^6 ist optimiert für den oberen Bereich bis 200 km/s. Je länger der Filter, desto niedriger ist der angepassten Geschwindigkeitsbereich. Die Zeiten sind umgerechnet in die Anzahl an Takten einer Frequenz mit 50 MHz.

Diese Kurven werden in der FPGA-Logik hinterlegt. Durch messen der Partikelgeschwindigkeit, kann somit die kanalspezifische Verzögerung Δt_{xy} ermittelt werden.

Mit den oben diskutierten Algorithmen zur automatischen Partikeldetektion wird das Partikelevent bei Punkt (3) erkannt (vgl. Abbildung 3.11). Dieser Punkt ist abhängig von der Partikelgeschwindigkeit und den Schwellenwerteinstellungen des Bedieners des Triggersystems. Aus dem Grund lässt sich die Verzögerung zwischen (2) und (3) nicht

vorab bestimmen. Dieser Versatz (Δt_{ym_set}) wird gemessen, indem der Zeitpunkt des Triggerns von T_{SIG} vom Zeitpunkt des Auftretens der Maximalstelle y_{max} subtrahiert wird.

Die Zeit startend vom Referenzpunkt (1) bis zum Zeitpunkt der Detektion (3) wird als Totzeit bezeichnet. Die Zeit von der Detektion bis zum Auftreten des ersten Ortspulses als Reaktionszeit (Δt_{Rkt}). Mit dem vorgestellten Verfahren ist es möglich aus dem gefilterten Signal die Partikelposition zu bestimmen. Mit dieser Information kann die weitere Prozesssteuerung (Ortspulsbestimmung, Ansteuern von Ablenkplatten, etc.) realisiert werden. Unter Berücksichtigung der Verzögerung der FPGA-Firmware (Δt_{FW}) können somit die Zeiten berechnet werden, zu denen das geladene Teilchen bestimmte Positionen längs der Flugbahn passiert. Ist die Distanz zwischen dem Detektorausgang und den Ablenkplatten s_{DP} zu gering, so kann aufgrund der filterbedingten Totzeit mit dem Triggersystem nicht mehr rechtzeitig auf das Teilchen reagiert werden. Abbildung 3.13 zeigt die Zeiten (umgerechnet in die Anzahl der Takte eines 50 MHz Zählers) die ein Teilchen benötigt von der Detektion bis zur Ablenkplatte.

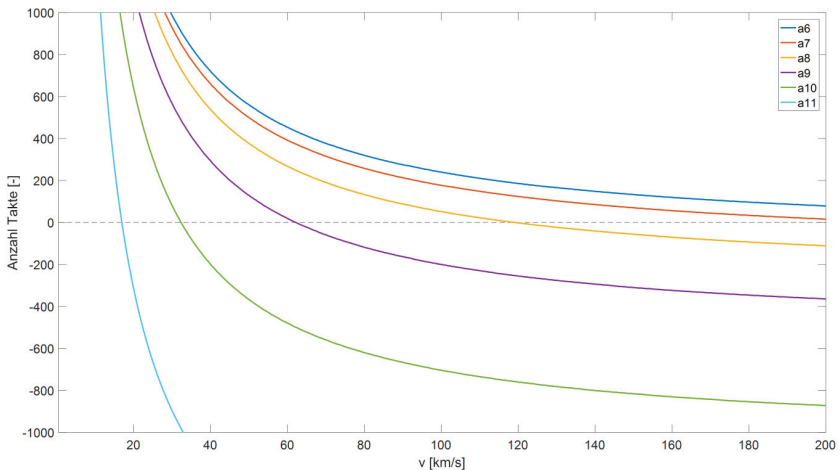


Abbildung 3.13: Filterspezifische Reaktionszeit über der Partikelgeschwindigkeit für einen Abstand $s_{DP} = 600$ mm. Zu jeder Partikelgeschwindigkeit existiert ein positiver Kurvenabschnitt. Somit kann für jedes vorkommende Teilchen eine Reaktion an den Ablenkplatten erfolgen. Die Zeiten beziehen sich auf die Anzahl an Takten eines 50 MHz Zählers.

Negative Zeiten bedeuten an dieser Stelle, dass mit dem jeweiligen Filterkanal nicht auf das Teilchen reagiert werden kann, bevor es die Ablenkplatten erreicht (Punkt (3) be-

findet sich im Inneren der Ablenkplatten). Hier gilt es sicherzustellen, dass der Filterkanal im korrespondierenden Geschwindigkeitsteilbereich keine negativen Zählerwerte aufweist. Dies kann durch vergrößern des Abstandes zu den Ablenkplatten s_{DP} oder eingrenzen des Geschwindigkeitsbereichs erreicht werden.

4 Anwendungen

Im Verlauf des Projekts wurde die komplette Messkette untersucht und zwar vom Verschieben freier Ladungsträger mittels elektrischer Influenz bis hin zur digitalen Signalaufbereitung und automatischen Signalauswertung. Bei allen eingesetzten Bauteilen bzw. Baugruppen wurde der Stand der Technik vorgestellt sowie alle Parameter herausgearbeitet, die einen Einfluss auf die Empfindlichkeit der Partikelmessung haben. Mit den vorgestellten Baugruppen und Verfahren lassen sich entweder bestehende Systeme aufrüsten oder neue, optimierte Systeme für die unterschiedlichen Bereiche der Partikeldetektion bauen. Wie in den einleitenden Kapiteln beschrieben, besteht eine dringende Notwendigkeit der Partikelmessung in Industrie und Forschung sowie im Gesundheitswesen. Daraus ergeben sich die Anwendungsbereiche der Partikelmessung im Labor, im Vakuum sowie die Messung von Schwebeteilchen im Gasmedium (Aerosol).

Im Rahmen dieses Projekts wurden mehrere Systeme zur Partikeldetektion entwickelt, mit denen Messungen in den unterschiedlichen Bereichen möglich sind. Für die Laboranwendung mit Prozesssteuerung wurde ein Triggersystem (*Particle Selection Unit*, PSU) entwickelt, das am Partikelbeschleuniger eingesetzt wird. Mit einem neuartigen Prototyp eines Aerosolsensors für den Einsatz auf planetaren Oberflächen mit Atmosphäre wird ein Vorstoß gewagt, indem die ladungsinfluenzbasierte Partikelmessung erstmals auf langsame Schwebeteilchen angewandt wird. Hierzu wurde das Partikeldetektionssystem ASPM (*Aerosol Sensor für Partikel in der Marsatmosphäre*) konstruiert und getestet. Für den Einsatz im All wurde das *Stuttgart Dust Detector System* (SD2S) entwickelt. Dieser Partikelsensor kommt auf Satelliten zum Einsatz. Die genannten Systeme werden in den folgenden Unterkapiteln beschrieben und die Performance bestimmt.

4.1 Triggersystem (PSU) für Partikelbeschleuniger

Die „Cosmic-Dust“-Forschergruppe des IRS unter der Leitung von PD Dr.-Ing. Ralf Srama befasst sich mit der Entstehung und Zusammensetzung von Planeten und Sternen des Sonnensystems. Im All kommen stellare und interstellare Partikel vor, die Informationen über die Entstehungsgeschichte enthalten. Mit Staubteleskopen werden die mikrometergroßen Partikel detektiert und analysiert. Um diese wissenschaftlichen Instrumente zu testen und zu kalibrieren, wird eine Laborumgebung benötigt, in der die Weltbedingungen nachgestellt werden. Zu diesem Zweck wird von der Forschergruppe

ein Partikelbeschleuniger in einer Laborumgebung betrieben. In dieser können mono-disperse Partikel unterschiedlicher Dichte im Vakuum auf die im All vorkommenden Geschwindigkeiten beschleunigt werden. Damit ist es möglich, die im All vorherrschenden Bedingungen zu simulieren. Darüber hinaus wurden in der Vergangenheit mit dieser Laborumgebung Einschlagsstudien für unterschiedliche Oberflächen getätigt. Der Partikelbeschleuniger ist in der Arbeit von [Mocker et al., 2011] im Detail beschrieben. Abbildung 4.1 zeigt den schematischen Aufbau:

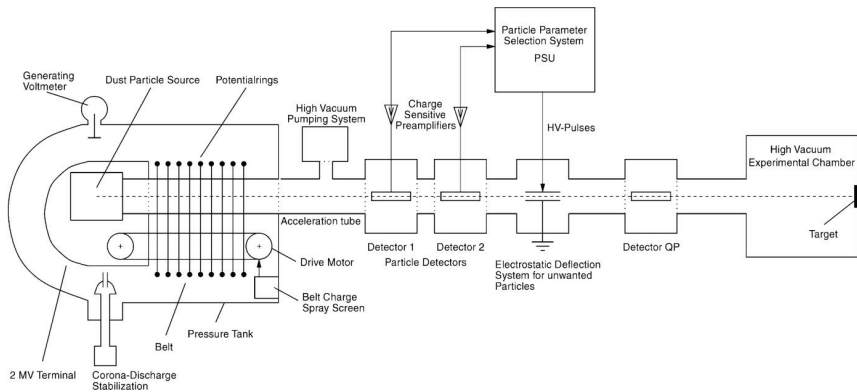


Abbildung 4.1: Funktion des Partikelbeschleunigers aus [Stübiger et al., 2001].

Die Partikel aus der Staubquelle (Dust Particle Source) werden elektrisch geladen und durch ein gerichtetes E-Feld (mit Beschleunigungsspannung von 2 MV) auf Geschwindigkeiten bis zu 200 km/s beschleunigt. Die Ladungen bewegen sich durch das Strahlrohr, passieren die Detektoren und erzeugen dort Signale, die automatisch von der PSU ausgewertet werden. Je nach Einstellungen des Experimentators werden die Partikel mit Hilfe der Ablenkplatten selektiert. Somit erreichen nur Partikel mit ausgewählten Parametern die zu testende Baugruppe (engl. Device Under Test, DUT) bzw. Target in der Vakuum-Experimentierkammer.

Mit dem ursprünglichen System der PSU werden die analogen Signale der Ladungsverstärker direkt ausgewertet. Um die Messempfindlichkeit zu steigern, wird das hier vorgestellte digitale Triggersystem für die Anwendung am Partikelbeschleuniger ausgelegt. Damit wird das Signal der Ladungsverstärker durch geschwindigkeitsangepasste Matched-Filter aufbereitet, was die Detektion von kleineren Ladungen ermöglicht.

Die zur Partikeldetektion relevanten Randbedingungen des Partikelbeschleunigers sind:

- Umgebungsdruck: Hochvakuum,
- Geschwindigkeitsbereich: $0,5 \frac{\text{km}}{\text{s}} \leq v_p \leq 200 \frac{\text{km}}{\text{s}}$ und
- zu detektierende Ladungen: $Q_p > 0,1 \text{ fC}$.

Daraus leiten sich weitere Anforderungen an die Baugruppen (Detektor-CSA-ADC-DSV) ab. Diese werden im nächsten Unterkapitel diskutiert.

4.1.1 Auslegung der Baugruppen zur Ladungsdetektion

Wie in der theoretischen Abhandlung beschrieben, ergibt sich die Messempfindlichkeit des Gesamtsystems aus den Parametern der eingesetzten Baugruppen: Detektor, CSA und DSV. Diese werden für den Partikelbeschleuniger im Folgenden aufgelistet.

Detektor: Um Amplituden mit möglichst großen Nutzsignalanteilen zu erhalten, werden Röhrenelektroden eingesetzt. Es wird eine Kaskade von $K = 3$ Detektorelementen aneinander gereiht.

Ladungsverstärker: Die Ladungssignale der Detektoren werden mit analogen Frontendverstärkern in messbare Signale gewandelt.

Die erste Stufe (vgl. Kapitel 2.2) ist ein ladungssensitiver Verstärker basierend auf dem Chip *A250F/NF* der Fa. *Amptek*. Dieser hat einen Widerstand von $R_F = 1 \text{ G}\Omega$ und eine Kapazität von $C_F = 0,25 \text{ pF}$ im Rückführkreis. Die Zeitkonstante der Schaltung beträgt somit $\tau_{1S} = R_F \cdot C_F = 250 \text{ }\mu\text{s}$.

Die zweite Stufe besteht aus einem Bandpass 1. Ordnung und einem nichtinvertierenden Spannungsverstärker. Damit wird das Band zwischen den Grenzfrequenzen $f_{su} = 159,15 \text{ Hz}$ und $f_{so} = 19,41 \text{ MHz}$ eingestellt und die Spannung mit $G = 5,31$ verstärkt.

Die dritte Stufe ist eine Treiberstufe basierend auf dem OpAmp *OPA633* der Fa. *TI*. Das Rauschverhalten dieser dreistufigen Frontendschaltung wurde in [Srama et al., 2008] und [Strack, 2013, S. 12 ff] untersucht. Die Varianz des normalverteilten gaußschen Rauschens beträgt $Var = 7,92 \cdot 10^{-6} \text{ V}^2$ und die Empfindlichkeit liegt bei $ENC = 950$ Elektronen. Damit sind alle Parameter für die Bestimmung der Übertragungsfunktion gege-

ben. Die Signalform, die der Auslegung der DSV zugrunde liegt, ist in [Strack, 2013, S. 37 ff] beschrieben.

ADC: Die analogen Signale werden mit der *FMC107*-Steckkarte der Fa. *4DSP* mit einer Samplingrate von $f_s = 50$ MHz und einer Auflösung von $Res = 12$ bit digitalisiert.

DSV: Bei diesem System werden Matched-Filter mit rechteckiger Grundform sowie doppelte Rechtecke eingesetzt (vgl. Tabelle 3). Die charakteristischen Kurven $Var_{norm}(v_p)$ der verwendeten Matched-Filter wurden nach dem Verfahren aus Kapitel 2.5.1 bestimmt und sind im Diagramm in Abbildung 4.2 aufgetragen.

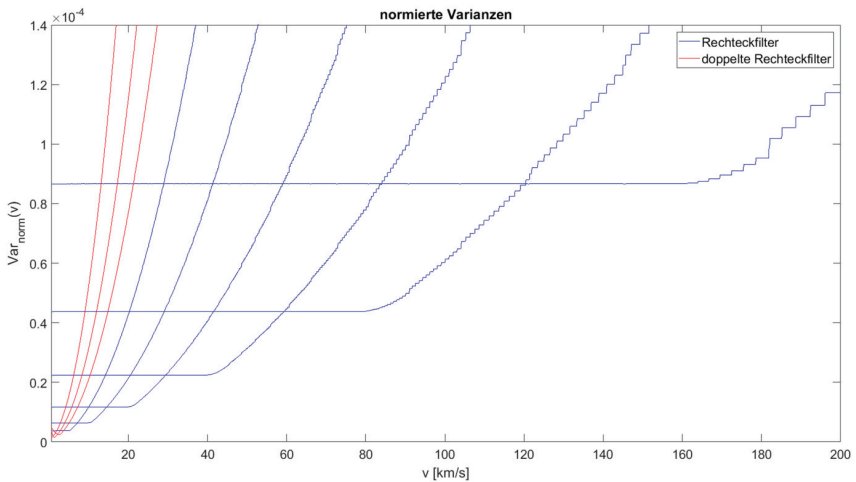


Abbildung 4.2: Charakteristische Kurven des implementierten Filtersets über dem kompletten Geschwindigkeitsbereich.

Die Schnittpunkte der Kurven legen die Geschwindigkeitsteilbereiche fest. Die Grundform, die Länge und der korrespondierender Geschwindigkeitsbereich sind in Tabelle 5 zusammengefasst.

Tabelle 5: Auswahl der digitalen Filter der PSU.

Filter	Bezeichnung	Bereich v_p [km/s]	Länge [Samples]	Form
1	$b14$	0,5 bis 1	$N_1 = 16384$	Doppeltes Rechteck
2	$b13$	1 bis 2	$N_2 = 8192$	Doppeltes Rechteck
3	$b12$	2 bis 3,5	$N_3 = 4096$	Doppeltes Rechteck

4	a_{11}	3,5 bis 7	$N_4 = 2048$	Rechteck
5	a_{10}	7 bis 14,5	$N_5 = 1024$	Rechteck
6	a_9	14,5 bis 29	$N_6 = 512$	Rechteck
7	a_8	29 bis 59,5	$N_7 = 256$	Rechteck
8	a_7	59,5 bis 120	$N_8 = 128$	Rechteck
9	a_6	120 bis 200	$N_9 = 64$	Rechteck

4.1.2 Performance

Für die ausgewählten Filter wird die Empfindlichkeit mit dem *ENC*-Wert nach dem in Kapitel 2.5 beschriebenen Verfahren ermittelt. Abbildung 4.3 verdeutlicht die signifikante Steigerung der Empfindlichkeit bei Verwendung des neuen Triggersystems, welches Inhalt dieser Arbeit ist. Die blaue Linie zeigt die Empfindlichkeit des analogen Systems bei 950 Elementarladungen. Die rote Linie bezeichnet die Grenze der maximal erreichbaren Performance mittels Autokorrelation für die aktuelle Konfiguration (Samplingrate, Auflösung, etc.).

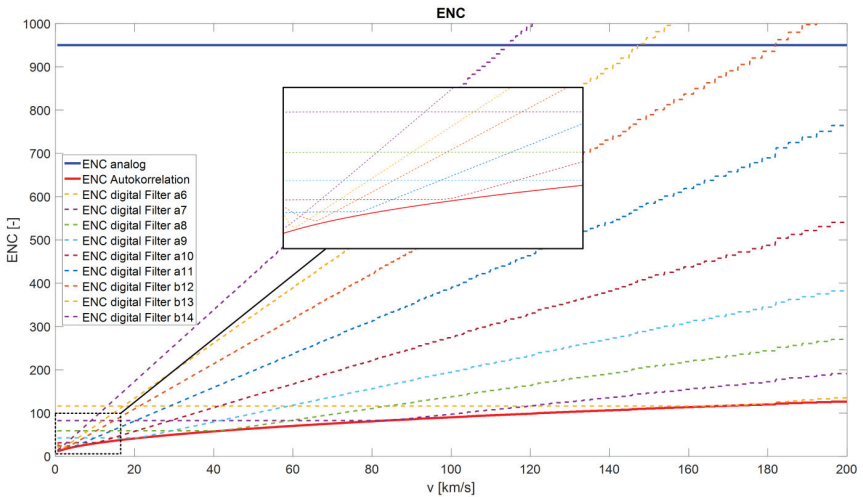


Abbildung 4.3: Vergleich der Performance von analoger und digitaler PSU. Die blaue Kurve entspricht dem Rauschen des analogen Systems. Die rote Linie zeigt das bestmögliche Ergebnis nach Autokorrelation (bei einer Abtastrate von 50 MHz). Die gestrichelten Linien entsprechen den implementierten digitalen Filtern. Der Detailausschnitt zeigt, dass die Empfindlichkeitskurven der Filter in den korrespondierenden Teilgeschwindigkeitsbereichen nahe an das Optimum gehen.

Die *ENC*-Kurven der eingesetzten Matched-Filter liegen im korrespondierenden Geschwindigkeitsbereich (Angaben siehe Tabelle 5) nahe an der Kurve der Autokorrelation

on. Dies ist im Detailausschnitt im obigen Diagramm bzw. in Abbildung 4.4 zu sehen. Dies rechtfertigt die getroffene Wahl der „einfachen“ Filterformen bestehend aus zusammengesetzten Rechtecken, die sich mit dem Datenverarbeitungssystem ressourceneffizient umsetzen lassen.

Je niedriger die Geschwindigkeit, desto kleiner wird der *ENC*-Wert. Dies liegt an der vergleichsweise hohen Signalenergie, die aus der Überabtastung resultiert. Die Signale schnellerer Partikel werden aus weniger Abtastpunkten zusammengesetzt, was sich mit höheren *ENC*-Werten bemerkbar macht.

Für den Filter des untersten Geschwindigkeitsbereichs (*b14*) liegt die Detektionsschwelle bei 16 Elektronen. Der höchste *ENC*-Wert liegt am oberen Ende des Geschwindigkeitsbereichs. Dieser Bereich wird mit dem Filter mit der Bezeichnung *a6* gefiltert. Hier liegt der *ENC*-Wert bei 136 Elektronen.

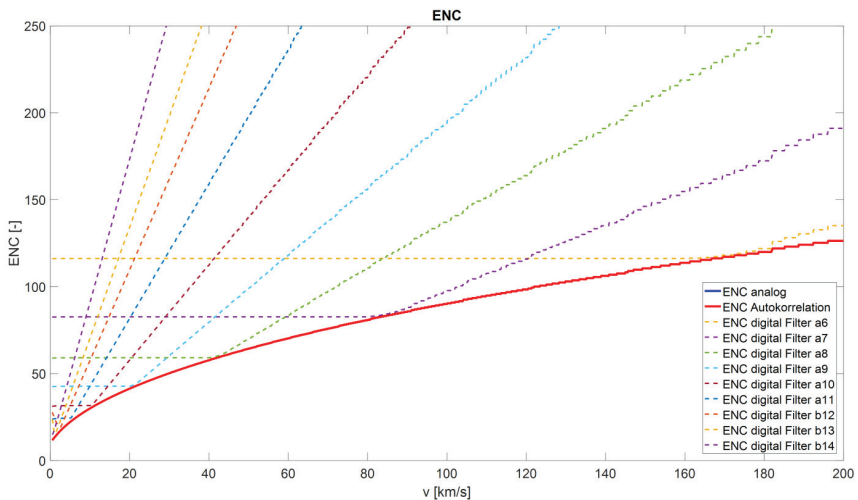


Abbildung 4.4: Detailausschnitt der Empfindlichkeitskurven der eingesetzten Matched-Filter.

4.1.3 Messungen

Mit folgender Messauswertung wird die Funktion der PSU validiert und gezeigt, dass mit der digitalen Signalaufbereitung zusätzliche, schwach geladene Partikel detektiert werden können. Mit dem digitalen Triggersystem (hier: PSU) wurden die Signale der drei Detektoren des 2 MV-Van-de-Graaff-Partikelbeschleunigers des IRS aufbereitet und die Partikelinformation extrahiert. Bei der Messung wurden insgesamt 52697 Teilchen de-102

tektiert. Die Geschwindigkeitsverteilung zeigt Abbildung 4.5, wobei x_{max} der gemessenen Amplitude entspricht (mit der digitalen Einheit der ADCs). Dieser Wert ist proportional zur Ladung und lässt sich mit einem Faktor in die physikalische Einheit *Coulomb* umrechnen.

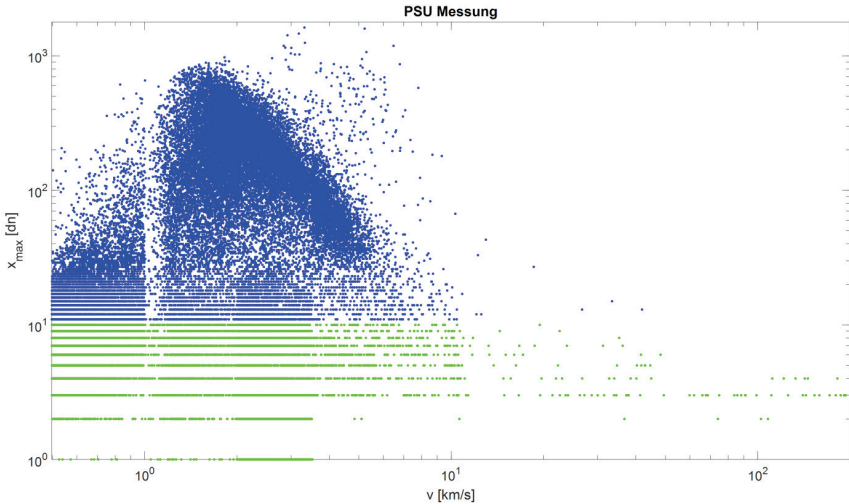


Abbildung 4.5: Partikelmessung mit digitalem Triggersystem (PSU) in doppelt-logarithmischer Darstellung. Die Messung zeigt ein Partikelvorkommen bis 200 km/s. Die blaue Punktwolke entspricht den Partikeln, die mit dem analogen System gemessen werden können. Die grünen Datenpunkte entsprechen dem Anteil, der mit DSV zusätzlich erkannt wird. Dies verdeutlicht die enorme Steigerung der Ladungssensitivität bei Verwendung digitaler Filter. Im Bereich kleiner Ladungen ist bei dieser Darstellung die Quantisierung der ADCs zu erkennen.

Der Messbereich ($MB = \pm 1V$) der eingesetzten ADCs wird bei dem PSU-System mit $Res = 12$ bit aufgelöst. Damit kann dem digitalen Messwert der ADCs die physikalische Größe der Spannung zugewiesen werden. Mit (2.23) lässt sich der konstante Faktor bestimmen, mit dem der digitale Wert x_{max} direkt in die korrespondierende Ladung transformiert werden kann:

$$Q = \frac{U}{\beta} = x_{max} \cdot \frac{2^{Res-1}}{\beta} \quad (4.1)$$

Der Konversionsfaktor der dieser Messung zugrunde liegt, beträgt $\beta = 4,05 \left[\frac{V}{p.c.} \right]$. Um die Steigerung der Empfindlichkeit aufgrund digitaler Filterung zu zeigen, wird zuerst die Grenze bestimmt, ab der das rein analoge System (Detektoren und CSA) die Partikel nicht mehr zuverlässig erkennen kann. Laut [Srama et al., 2008] haben die Detektoren

eine Empfindlichkeit von 950 Elementarladungen. Mit der Definition des *ENC*-Wertes (2.42) und des Konversionsfaktors β (direkt nach dem CSA) lässt sich die Standardabweichung des Rauschens am Detektor bestimmen, der zur Ladungsmessung verwendet wurde:

$$\sigma_x = ENC \cdot \beta_{charge} \cdot e^- = 950 \cdot 4,05 \left[\frac{V}{pC} \right] \cdot 1,6022 \cdot 10^{-19} [C] = 0,616 \text{ [mV]}$$

Im vorliegenden Fall wird das Rauschen mit $\sigma_{x,dn} = \sigma_x \cdot 2^{Res-1} = 1,26 \text{ [dn]}$, also 2 bit aufgelöst. Um eine sichere Detektion zu gewährleisten, ist es eine gängige Praxis, den Schwellenwert, also die Grenze, ab der ein Teilchen detektiert wird, auf den Abstand von $5 \cdot \sigma_x$ zu legen. Umgerechnet in die digitale Einheit der ADCs liegt die Schwelle bei vorhandener Problemstellung bei:

$$\text{threshold} = 5 \cdot \sigma_x \cdot 2^{Res-1} = 10 \text{ [dn]}$$

Somit kann man festhalten: Bei allen Messungen, bei denen die Amplitude x_{max} kleiner als die Schwelle von 10 dn ist, konnte das korrespondierende Teilchen aufgrund der digitalen Filterung detektiert werden. Ohne digitale Filterung liegt der Signalausschlag im Rauschen verborgen und ist nicht mittels Schwellenwertvergleich auswertbar. Jene Partikel, die mit den digitalen Filtern zusätzlich erkannt werden, sind im obigen Diagramm als grüne Punkte dargestellt. Partikel, die von beiden Systemen erkannt werden, sind im Diagramm blau gekennzeichnet. Von der gesamten Partikelanzahl wurden 35,6 % (das entspricht 18761 Teilchen) aufgrund digitaler Signalverarbeitung detektiert. Zudem wird anhand des Diagramms deutlich, dass die schnellen Teilchen eine geringere Ladung besitzen. Vor allem bei Anwendungen mit Hochgeschwindigkeitsteilchen bietet der Einsatz des digitalen Triggersystems zukünftig einen signifikanten Fortschritt. Zum selben Fazit kommt man bei der Untersuchung des Testbeschleunigers, der im Anhang D beschrieben ist.

4.2 Aerosol Sensor für Partikel in der Marsatmosphäre - ASPM

In den einleitenden Kapiteln des vorliegenden Manuskripts wurde die aktuelle Relevanz der Partikelmessung in mehreren Bereichen der Wirtschaft und Industrie diskutiert. Die o. g. Aspekte legen den Gedankengang nahe das Einsatzspektrum des ladungsinfluenzbasierten Partikeldetektionssystems auf diese Bereiche zu erweitern. Bis zum aktuellen Zeitpunkt haben sich für Partikelmessungen, die nicht im Vakuum stattfinden, andere

Messprinzipien durchgesetzt. Diese sind vor allem: optische, gravimetrische und Elektrometer basierte Verfahren. Dies liegt hauptsächlich an dem großen Geschwindigkeitsunterschied. Im Vakuum des Weltalls weisen Partikel hohe Relativgeschwindigkeiten von z. T. mehreren 100 km/s zum Sensor auf. Bei planetaren Oberflächen mit Atmosphäre hingegen bewegen sich die Teilchen in einer Gasströmung mit Geschwindigkeiten <100 m/s. Die daraus resultierenden langsamen Signale erfordern eine große Bandbreite der Elektronik, die das Rauschen erhöht und die Nachweisgrenze für Mikropartikel einengt. Zudem sind die Frequenzanteile des Nutzsignals in niederen Bereichen, in denen das $1/f$ -Rauschen der Signalverstärker dominant ist. Zum aktuellen Stand der Technik konnte noch kein Partikelsensor auf Basis von Ladungsinfluenz gebaut werden, mit dem Messungen von einzelnen Schwebepartikeln mit Durchmessern im Nano- und Mikrometerbereich in Gasströmungen (Aerosolen) möglich sind. Aufgrund der neuen Erkenntnisse dieser Arbeit wird untersucht, ob mit dem ladungsinfluenzbasierten Messsystem mit digitaler Signalauswertung eine ausreichend gute Empfindlichkeit erreicht werden kann. Für diese Untersuchung ist das Institut für Raumfahrtssysteme besonders qualifiziert. Die Cosmic-Dust-Forschungsgruppe des IRS hat langjährige Erfahrung in der Entwicklung und Bau von Partikelmessgeräten vorzuweisen. Bei den bisherigen Arbeiten konnten erstmalig einzelne geladene Mikropartikel im interplanetaren Raum und in der Saturnumgebung mit dem Staubdetektor auf der Raumsonde Cassini gemessen werden [Srama et al, 2004], [Kempf et al., 2004]. Weiterführende Instrumententwicklungen wie der Trajektoriensensor [Srama et al., 2007] oder der Staubsensor für die Mondumgebung LDX [Li et al., 2014] haben zu Ergebnissen geführt, die beweisen, dass die Partikelmessung mittels elektrischer Influenz für Anwendungen im All besonders geeignet ist. Mit nachfolgenden Untersuchungen wird gezeigt, dass dieses Messprinzip ebenfalls auf Anwendungsbereiche mit Schwebepartikeln anwendbar ist.

In den vorangegangenen Kapiteln dieser Arbeit wurde die komplette Messkette analysiert und Methoden identifiziert, mit denen sich die Grenzen der Partikelmessung einstellen lassen. Zudem wurde ein digitales Verfahren zur Signalaufbereitung erörtert. Mit diesen Werkzeugen wurde die Problemstellung der Aerosolpartikelmessung untersucht und ein Sensor gebaut, der Inhalt dieses Unterkapitels ist. Mit dem neuen Sensorprototyp soll die Frage beantwortet werden, ob sich die Partikelmessung mittels elektrischer Influenz mit den gegebenen Werkzeugen auf die neuen Bereiche der Aerosolpartikel-

messung anwenden lässt. Da dieses Messprinzip die Nachteile der „State-of-the-Art“ Sensoren kompensiert, ließe sich die Partikelmessung damit erheblich verbessern.

Die zur Partikeldetektion relevanten Randbedingungen der Messung von Schwebeteilchen in langsamen Gasströmungen sind:

- Umgebungsdruck: 1 mbar bis mehrere bar,
- Geschwindigkeitsbereich: $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}} \leq v_p \leq 100 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ und
- zu detektierende Ladungen: $Q_p > 1 \text{ fC}$.

4.2.1 Hardware

Während der Entwicklung des Aerosolsensors ist die Problemstellung der Strömungsführung zu lösen. Wohingegen diese Gedanken bei den Pendants fürs Vakuum keine Rolle spielen, bringt die Gasströmung neue Einflussfaktoren mit sich, die berücksichtigt werden müssen. Die dominierenden Faktoren sind: Triboelektrifikation durch Reibung der Partikel mit dem Material der Wandung sowie Entladung der Partikel durch Feuchtegehalt und Wahl des Trägergases. Das mechanische Design des Sensorkopfs mit dem die o. g. Forderungen umgesetzt werden, zeigt Abbildung 4.6.

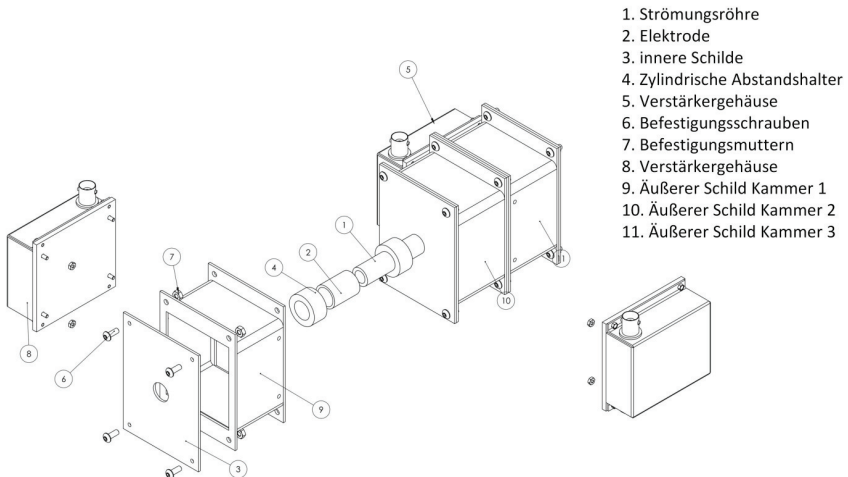


Abbildung 4.6: CAD Explosionszeichnung des Sensorkopfs [Bosch Bruguera, 2014].

Durch die Strömungsröhre fließt das zu untersuchende Aerosol. Es wurde ein nichtleitendes Material gewählt (hier Glas), da es für das elektrische Feld durchlässig ist, aber

selbst nicht geladen wird. Es verhindert somit die Berührung zwischen den geladenen Teilchen und den Kupferelektroden. Weiterhin bietet das Glasmaterial durch die geringe Rauigkeit gute Strömungseigenschaften innerhalb der Strömungsröhre [Bosch Bruguer-a, 2014]. Die Elektroden aus Kupfer werden entlang einer Achse auf der Strömungsröhre in jeweils gleichem Abstand befestigt. Ein aufgelöteter Draht verbindet die Elektroden elektrisch mit den jeweiligen ladungssensitiven Verstärkern. Die nichtleitenden zylindrischen Abstandshalter aus dem Hochleistungskunststoff PEEK dienen dazu, die Elektroden in den einzelnen Messkammern zu fixieren. Dieses Material wurde aufgrund seiner hohen Temperaturbeständigkeit gewählt, um einen hohen Temperatureinsatzbereich zu gewährleisten.

Der komplette ladungssensitive Teil des Sensors muss vor elektromagnetischen Interferenzen von umgebenden Geräten abgeschirmt werden. Die metallische Oberfläche der Schilde ist geerdet, somit absorbieren sie das umgebende elektrische Feld. Das Material für die Abschirmung sollte leitend und ferromagnetisch sein, um gute Schirmeigenschaften zu bekommen (z. B. Stahl). Die innere Abschirmung minimiert die Interferenz zwischen den einzelnen Messkammern. Die elektrischen Feldlinien eines Partikels in einer Messkammer müssen bestmöglich von den Elektroden der anderen Kammern geschirmt werden um eine gute, separierte Signalerzeugung zu gewährleisten.

Um die Kapazitäten der Elektroden möglichst klein zu halten, werden die Platinen der analogen Frontends mit möglichst geringem Abstand zu den Elektroden platziert. Diese werden in den Verstärkergehäusen (mit Abschirmwirkung) direkt am äußeren Schirm fixiert. In den folgenden Absätzen werden die Parameter genannt, aus denen sich die Empfindlichkeit des Sensors ableitet.

Detektor: Um Amplituden mit möglichst großen Nutzsignalanteilen zu erhalten, werden Röhrenelektroden eingesetzt. Es wird eine Kaskade von $K = 3$ Detektorelementen aneinander gereiht. Die relevanten Dimensionen zur Signalerzeugung zeigt Abbildung 4.7:

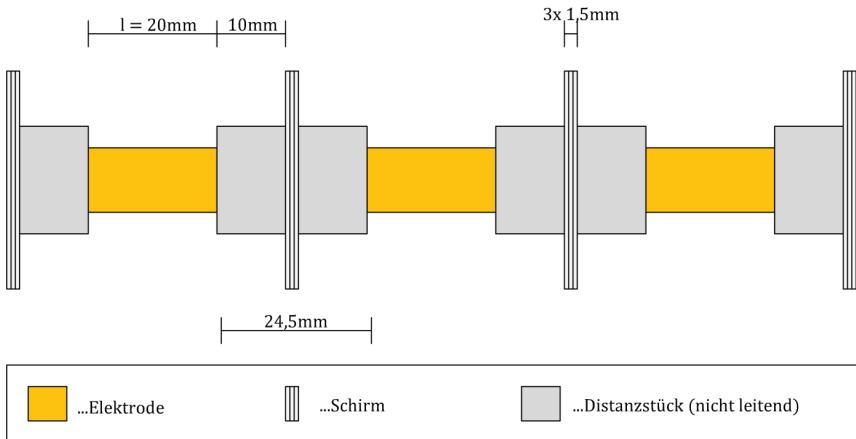


Abbildung 4.7: Dimensionen der ladungssensitiven Flächen im Inneren des Sensorkopfs des ASPM.

CSA: Zur Signalverstärkung wird ein empfindliches und rauscharmes Frontend mit Ladungseingang eingesetzt. Da mit der Partikelsensorik erstmals Geschwindigkeiten $< 100 \text{ m/s}$ untersucht werden, wurde am IRS für die vorliegende Problemstellung eine neuartige Frontendschaltung entwickelt, die für den niederen Frequenzbereich optimiert ist. Die finale Schaltung basiert auf dem Operationsverstärker *LMP7721* von *Texas Instruments*.

Die vereinfachte Grundsaltung des analogen Frontends zeigt Abbildung 4.8. Mit der ersten Stufe bestehend aus *OpAmp1* (*LMP7721*), C_F und R_F wird das Ladungssignal in ein Spannungssignal gewandelt. Aufgrund des Widerstands und der Kapazität im Rückführkreis weist diese Stufe ein integrierendes Verhalten mit der Zeitkonstanten $\tau = R_F \cdot C_F$ auf.

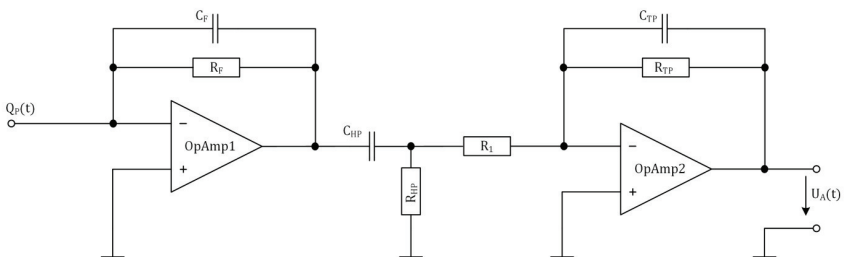


Abbildung 4.8: Grundsaltung des Frontends mit Ladungseingang und Shaper-Stufe.

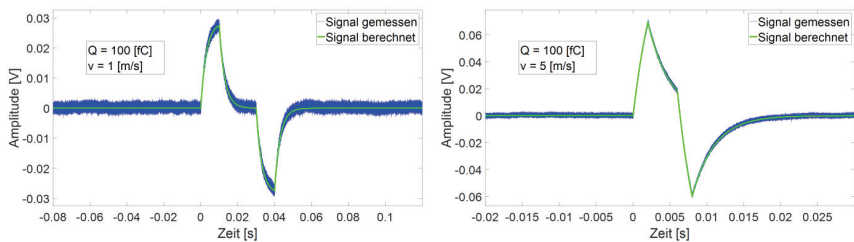
Das Frequenzband wird mit dem Bandpass bestehend aus den Bauteilen: C_{HP} , C_{TP} , R_{HP} , R_1 , R_{TP} und $OpAmp2$ ($AD8655$ von *Analog Devices*) eingestellt. Um einen sehr breiten Geschwindigkeitsbereich zu gewährleisten, wird in der finalen Konfiguration des Frontends eine hohe Bandbreite (DC bis 2,35 MHz) eingestellt. Dies geht auf Kosten der Empfindlichkeit des analogen Frontends.

Mit dem Spannungsverstärker bestehend aus $OpAmp2$, R_{TP} und R_I wird der Spannungsbereich des analogen Frontends an den dynamischen Bereich des nachfolgenden Analog-zu-Digitalwandlers (ADC) angepasst. Dieser liefert genügend Strom um die ADCs zu treiben. Damit dient $OpAmp2$ gleichzeitig als Treiberstufe.

Anhand Gleichung (2.20) und (2.25) lässt sich die komplexe Übertragungsfunktion der Gesamtschaltung aufstellen:

$$G_{Ges}(\omega) = V \cdot \frac{R_F \cdot C_{in}}{\frac{1}{i \cdot \omega} + R_F \cdot C_F} \cdot \frac{R_{TP}}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + i \cdot \omega \cdot R_{TP} \cdot C_{TP}} \quad (4.2)$$

Mit dem empirisch ermittelten Wert $V = 950 \cdot 10^4$ wird der spezifische Einfluss des $LMP7721$ ICs auf die Verstärkung berücksichtigt. Die röhrenförmige Elektrodengeometrie des Detektors (vgl. Abbildung 4.7) erzeugt trapezförmige Ladungssignale. Diese werden mit dem Frontend gemäß der Übertragungsfunktion (4.2) beeinflusst und man erhält das Signal im Zeitbereich am Ausgang der Frontendschaltung. Die Diagramme aus Abbildung 4.9 zeigen den Vergleich der berechneten und gemessenen Signale für die Konfiguration mit $R_F = 300 \text{ M}\Omega$, $C_F = 10 \text{ pF}$, $C_{TP} = 6,8 \text{ pF}$, $R_{TP} = 10 \text{ k}\Omega$ und $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$:



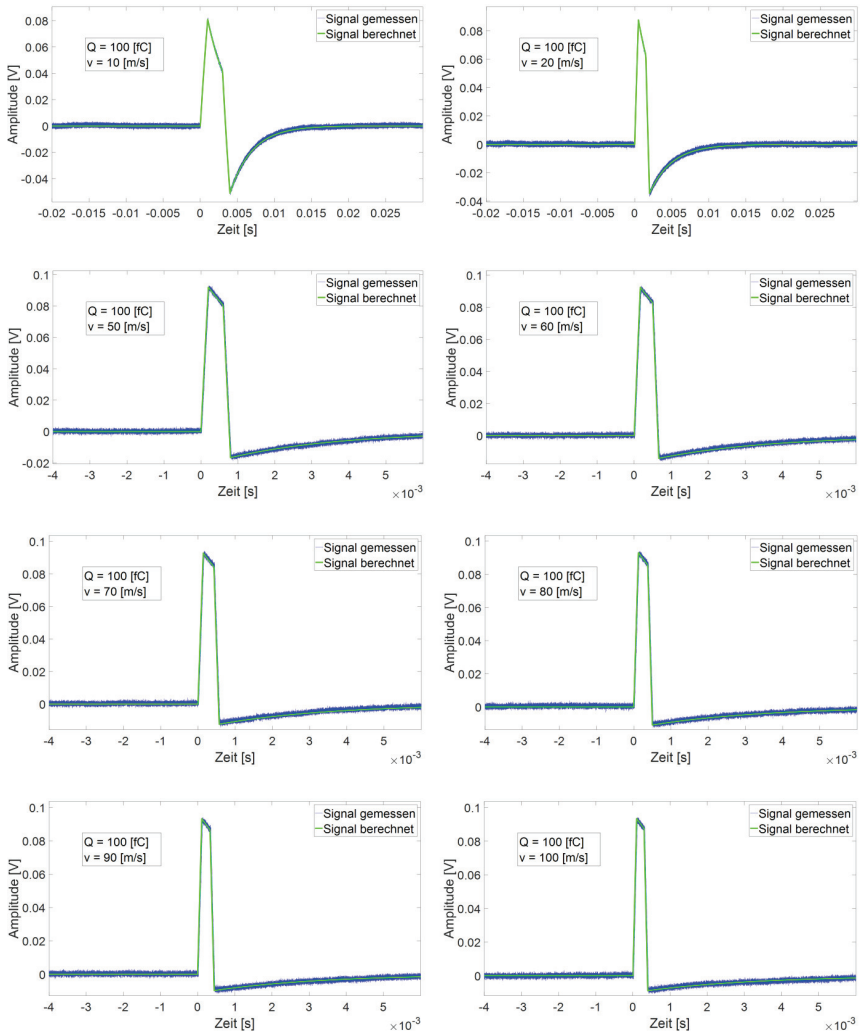


Abbildung 4.9: Vergleich des theoretisch ermittelten Ausgangssignals und dem gemessenen Signal. Mit einem Pulsgenerator und einer Kapazität wurden nach $Q = U \cdot C$ eine Ladung erzeugt und dem CSA zugeführt. Die Form des Ladungssignals entspricht der Trapezform für einen Röhrendetektor mit den Dimensionen aus Abbildung 4.7. Dem berechneten Signal liegt die Übertragungsfunktion (4.2) zugrunde.

Die grüne Kurve beschreibt die berechneten Signale mit der Übertragungsfunktion (4.2). Die blaue Kurve zeigt ein gemessenes Signal am Frontendausgang für eine Ladung von 100 fC mit der jeweiligen Geschwindigkeit. Der Vergleich zeigt die gute Übereinstimmung.

mung des theoretisch ermittelten Übertragungsverhaltens mit dem realen Verhalten über dem geforderten Geschwindigkeitsbereich. Aufgrund der guten Übereinstimmung wird Gleichung (4.2) zur Auslegung der digitalen Filter herangezogen.

Für die Frontendelektronik wurden von [Strack, 2017] mittels Messungen die folgenden charakteristischen Werte aus Tabelle 6 ermittelt:

Tabelle 6: Charakteristische Werte des analogen Frontends basierend auf dem LMP7721.

Bezeichnung	Wert	Beschreibung
Offset	0,173 [mV]	DC Offset
V_{rms}	0,738 [mV]	Rauschen (root mean square)
β	0,94 [mV/fC]	Gain/Konversionsfaktor
ENC_{CSA}	4900 [e ⁻]	Equivalent Noise Charge

Während der Entwicklungsphase wurden mehrere Konfigurationen des ladungssensitiven Frontends getestet. Mit dieser Schaltung wurden ENC -Werte <750 Elementarladungen erreicht. Um den breiten Geschwindigkeitsbereich von $0,5 \frac{m}{s}$ bis $100 \frac{m}{s}$ zu ermöglichen, wurde die Zeitkonstante durch vergrößern der Kapazität im Rückführkreis C_F erhöht. Nach Gleichung (2.22) geht dies auf Kosten der Verstärkung der ladungssensitiven Verstärkerstufe und somit wird der ENC -Wert vergrößert. In der finalen Version wurde die Empfindlichkeit auf Kosten eines breiten Geschwindigkeitsbereichs abgesenkt. Da mit einem Sensor für Schwebepartikel eine feste Strömungsgeschwindigkeit eingestellt werden kann, ist durch das Anpassen der Zeitkonstante (eingrenzen des Geschwindigkeitsbereichs) eine deutliche Steigerung der Empfindlichkeit nach dem analogem Frontend realisierbar.

ADC: Die analogen Signale werden mit der *FMC104*-Steckkarte der Fa. *4DSP* mit einer Samplingrate von $f_s = 5$ MHz und einer Auflösung von $Res = 14$ bit digitalisiert.

DSV: Bei diesem System werden ausschließlich Matched-Filter mit rechteckiger Grundform eingesetzt (vgl. Tabelle 3). Die charakteristischen Kurven $Var_{norm}(v_p)$ der verwendeten Matched-Filter wurden nach dem Verfahren aus Kapitel 2.5.1 bestimmt und sind in Abbildung 4.10 im Diagramm aufgetragen.

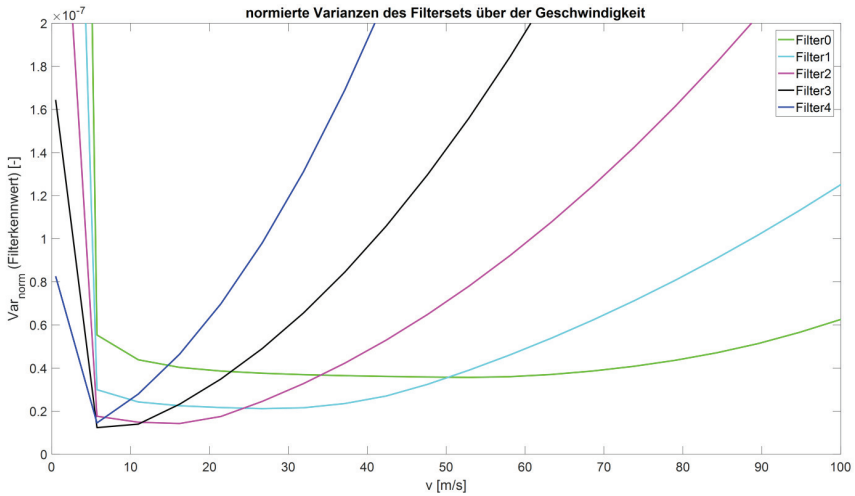


Abbildung 4.10: Kurven zur Auslegung der digitalen Filter über der Partikelgeschwindigkeit im geforderten Bereich.

Die Schnittpunkte der Kurven legen die Geschwindigkeitsteilbereiche fest. Die Grundform, die Länge und der korrespondierender Geschwindigkeitsbereich sind in Tabelle 7 zusammengefasst.

Tabelle 7: Auswahl der digitalen Filter des Aerosolsensors.

Filter	Bezeichnung	Bereich v_P [m/s]	Länge [Samples]	Form
1	Filter 4	0,5 bis 5,5	$N_1 = 32768$	Rechteck
2	Filter 3	5,5 bis 11,5	$N_2 = 16384$	Rechteck
3	Filter 2	11,5 bis 24	$N_3 = 8192$	Rechteck
4	Filter 1	24 bis 50	$N_4 = 4096$	Rechteck
5	Filter 0	50 bis 100	$N_5 = 2048$	Rechteck

4.2.2 Performance

Für die ausgewählten Filter wird die Empfindlichkeit mit dem *ENC* Wert nach dem in Kapitel 2.5 beschriebenen Verfahren ermittelt. Abbildung 4.11 verdeutlicht die signifikante Steigerung der Empfindlichkeit aufgrund der digitalen Aufbereitung mit den gewählten Filtern. Die blaue Linie zeigt die Empfindlichkeit des analogen Systems bei 4900 Elementarladungen. Die rote Linie bezeichnet die Grenze der maximal erreichbaren Per-

formance mittels Autokorrelation für die aktuelle Konfiguration (Samplingrate, Auflösung, etc.).

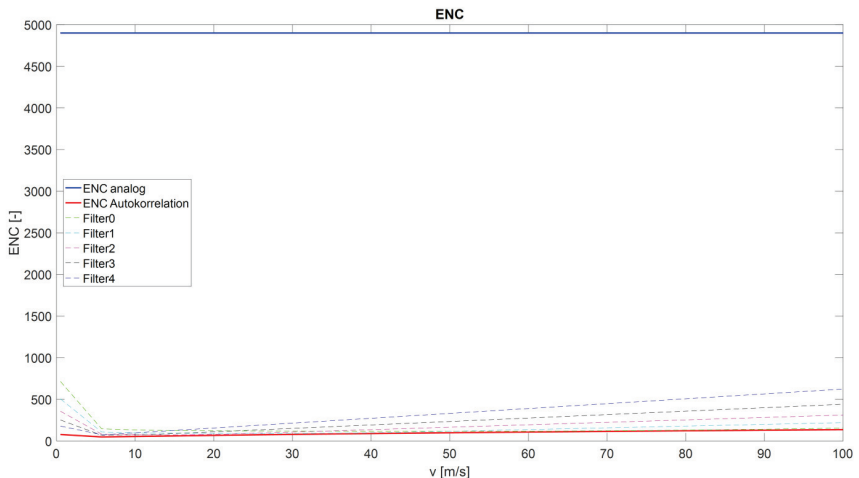


Abbildung 4.11: Vergleich der Empfindlichkeit des Aerosol-Partikeldetektionssystems nach analogem Frontend und nach digitaler Filterung.

Die *ENC*-Kurven der eingesetzten Matched-Filter liegen im korrespondierenden Geschwindigkeitsbereich (Angaben siehe Tabelle 7) nahe an der Kurve der Autokorrelation. Dies ist im Detailausschnitt in Abbildung 4.12 zu sehen.

Bei dieser Konfiguration liegt die höchste Empfindlichkeit bei der Geschwindigkeit von $v_p = 5,7$ m/s (bei Filter 3) vor. Für langsamere Signale kommt der Einfluss der Zeitkonstanten des CSA zum Tragen und somit nimmt die Empfindlichkeit hier wieder ab. Dieser Effekt kann entweder durch anpassen der Detektorgeometrie oder durch einengen des Geschwindigkeitsbereichs kompensiert werden. Der höchste *ENC*-Wert liegt am oberen Ende des Geschwindigkeitsbereichs. Dieser Bereich wird mit Filter 0 aufbereitet. Hier liegt der *ENC*-Wert bei 157 Elektronen.

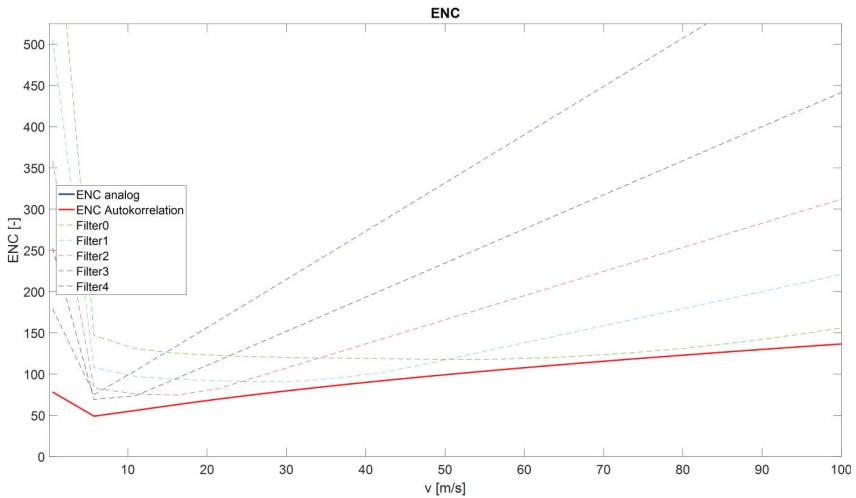


Abbildung 4.12: Empfindlichkeit der digitalen Filter des Aerosol-Partikeldetektionssystems.

4.2.3 Messungen

Um das Partikeldetektionssystem ASPM zu validieren und zu charakterisieren wurden im Verlauf des Projekts mehrere Versuchsaufbauten entwickelt und Messungen durchgeführt. Mit den Messungen, die Inhalt der nachfolgenden Abschnitte sind, werden die einzelnen Baugruppen des Aerosol-Partikeldetektionssystems getestet.

Unterdruckprüfstand: Die vorhandene Problemstellung der Messung eines strömenden Fluides mit geladenen Mikropartikeln beinhaltet eine Vielzahl von äußeren Störgrößen. Um die Grundfunktionen des Detektors testen zu können, wird ein Versuchsaufbau benötigt, der möglichst viele dieser Störgrößen eliminieren, bzw. einzeln wieder zuschalten kann. Störgrößen und weitere Anforderungen sind in Tabelle 8 aufgelistet.

Tabelle 8: Störgrößen und Anforderungen an den Versuchsaufbau.

Störgrößen	Anforderungen
Luftfeuchtigkeit	Definierte, reproduzierbare Aufladung der Probenpartikel
Luftbewegung	Unterschiedliche Geschwindigkeiten der Probenpartikel
Tunneleffekte beim Ablösen der Probenladung von der Elektrode	Reproduzierbare Beförderung der Probenladung durch den Detektorprototyp

Ladungsaustausch durch Reibung an
Luftmolekülen bzw. an Rohrwänden
(somit keine definierte Ladung)

Keine Entladung des Probenpartikels bis
zum Ende der Messung

Mit dem Versuchsaufbau aus Abbildung 4.13 werden diese Testbedingungen geschaffen. Er besteht aus einem Acrylglasrohr (mit *Länge* = 1,5 m und *Durchmesser* = 0,3 m), welches mit Deckeln an beiden Enden abgedichtet wird. Über eine Vakuumpumpe wird ein Unterdruck im Acrylglasrohr erzeugt. An einem Gerüstaufbau aus Profilmaterial in dem Unterdruckrohr können für unterschiedliche Versuche die benötigten Testbaugruppen angebracht werden. Durch Ausdünnen der Luft in dem Unterdruckzylinder wird der Einfluss der umgebenden Atmosphäre auf die Probenladung untersucht.

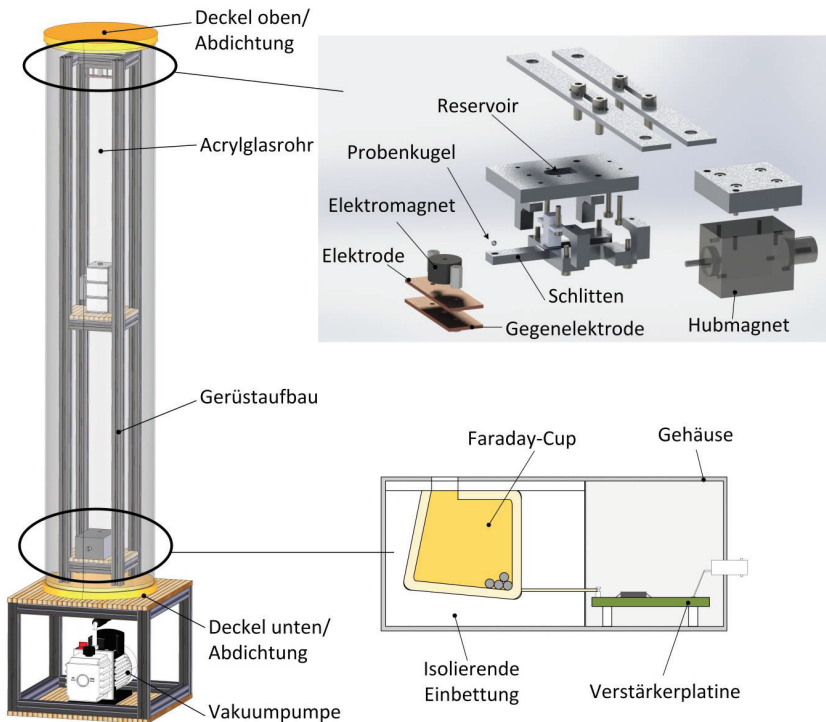


Abbildung 4.13: Links: Unterdruckprüfstand mit Detailansichten. Oben rechts: Probennachlade-mechanismus. Unten rechts: Referenzmessgerät.

Der zu untersuchende Partikelsensor kann auf beliebiger Höhe in der Fallstrecke montiert werden. Über dem Sensor wird der Probennachlader angebracht. Dieser hat die Aufgabe magnetisierbare Testkugeln mit einem Durchmesser zwischen 1 mm und 5 mm elektrisch aufzuladen und gezielt über dem Sensor auszuklinken. Somit werden mehrere Ladungen nacheinander durch den Sensor befördert, ohne dass die Unterdruckstrecke belüftet werden muss. Die Probenkugeln werden in einem Reservoir vorgehalten. Per Knopfdruck wird mit einem Hubmagneten ein Schlitten ausgelenkt, der bei jedem Hub eine Kugel aus dem Reservoir holt und unter dem Elektromagneten platziert. Der Elektromagnet zieht die Kugel an eine Elektrode, durch die eine definierte Ladung übertragen wird.

Unter dem Sensor werden die geladenen Kugeln mit einem Faraday-Cup aufgefangen, wobei die Ladungen durch Berührung mit dem leitenden Becher übertragen werden. Dies wird als Referenzmesssystem herangezogen. Abbildung 4.14 zeigt die Messsignale, die vom Sensor und Referenzsystem beim Durchflug einer Ladung erzeugt werden.

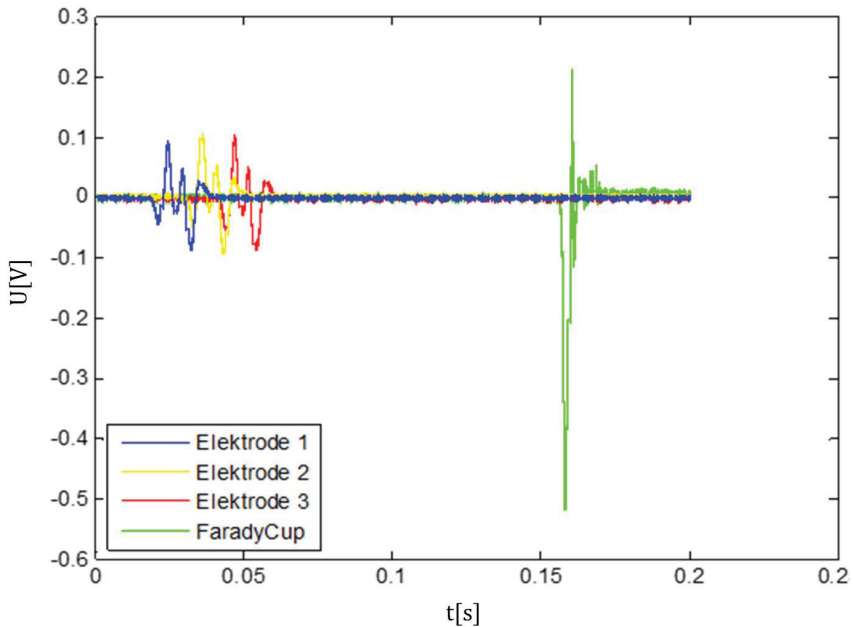


Abbildung 4.14: Signale des Detektors (blau, gelb, rot) und Faraday-Cup (grün) im Unterdruckprüfstand.

Weitere Untersuchungen mit diesem System wurden von [Böyükbas, 2015] durchgeführt. Für Details zum Aufbau des Probennachladers sei auf den technischen Bericht von [Helbach, 2017] verwiesen.

Motorenprüfstand: Eine weitere Messung unter realen Bedingungen wurde bei der Fa. *Friedrich Boysen GmbH & Co. KG* am Motorenprüfstand durchgeführt. Abbildung 4.15 zeigt schematisch den Versuchsaufbau.

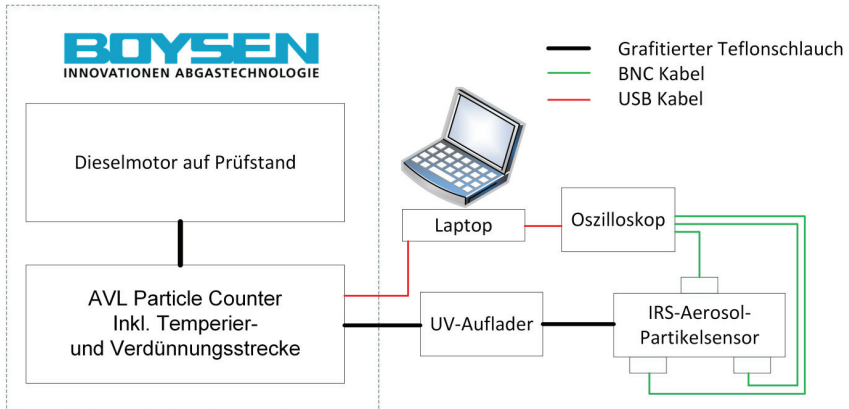


Abbildung 4.15: Schematischer Versuchsaufbau am Motorenprüfstand bei Fa. *Boysen GmbH & Co. KG* [Stoll, 2015].

Das Abgas des Dieselmotors wird dem Abgasstrang nach dem Dieselrußpartikelfilter entnommen. Die Rußpartikel des zu vermessenden Aerosols werden mit dem Referenzpartikelzähler APC^{PLUS} AVL-Particle-Counter gemessen [Stoll, 2015]. Dies ist ein speziell zur Euro6-Abgasmessung zugelassener Partikelzähler. Parallel dazu wird das Abgas abgezweigt und steht für ein weiteres Messgerät zur Verfügung. Mit diesem Versuchsaufbau ist also eine parallele Messung mit dem Referenzgerät und dem zu untersuchenden Detektorprototypen möglich.

Mit der Studie [Stoll, 2015] sollte zum einen gezeigt werden, ob es theoretisch möglich ist, den auf Ladungsinfluenz basierenden Partikelsensor ebenfalls für eine Euro6-Abgasmessung zu verwenden. Zum anderen sollte die theoretisch bestimmte Abschirmwirkung des Detektors gegenüber EMV-Pulsen verifiziert werden. Bei der Studie konnte gezeigt werden, dass eine Euro6 Messung theoretisch durchgeführt werden kann. Des Weiteren zeigten die Messungen, dass die Abschirmung gegenüber den am

Prüfstand auftretenden EMV-Störungen äußerst gut funktioniert. Partikel konnten aufgrund der zu geringen Ladungen nicht nachgewiesen werden. Die Ursache dafür liegt entweder in einem zu hohen Strom schwach geladener Partikel, oder in einer nicht ausreichenden einzelnen Partikelladung. Ein zu hoher Partikelstrom kann in Zukunft durch eine Änderung des Querschnitts der Messröhre begrenzt werden. Sollte eine nicht ausreichende Aufladung der Partikel vorliegen, so ist eine zusätzliche Aufladungsstufe vor der eigentlichen Messung zu implementieren.

Partikelbeschleuniger: Für die Vermessung und Validierung des Partikelsensors ist der Test- bzw. der Partikelbeschleuniger (vgl. Abbildung 4.16 und Anhang D) hervorragend geeignet, da dieser Teilchen im geforderten Geschwindigkeitsbereich liefert. Allerdings kann der ASPM an diesem Teststand nur im Vakuum vermessen werden. Im rechten Teil des Aufbaus werden die Partikel geladen und in Richtung des Strahlrohrs beschleunigt. Im Strahlrohr passieren die Partikel einen kalibrierten Detektor, der als Referenzmessgerät dient. Der zu validierende Partikelsensor befindet sich in der Testkammer. Anhand des Referenzmessgeräts kann dieser kalibriert werden.

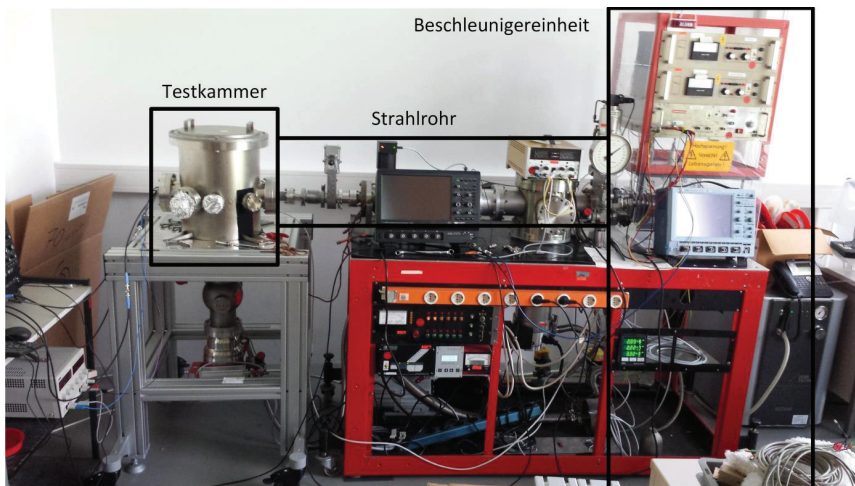


Abbildung 4.16: Testbeschleuniger am Institut für Raumfahrtssysteme.

Mit diesem System wurde eine Messreihe durchgeführt. Das Diagramm in Abbildung 4.17 zeigt exemplarisch eine der Messungen.

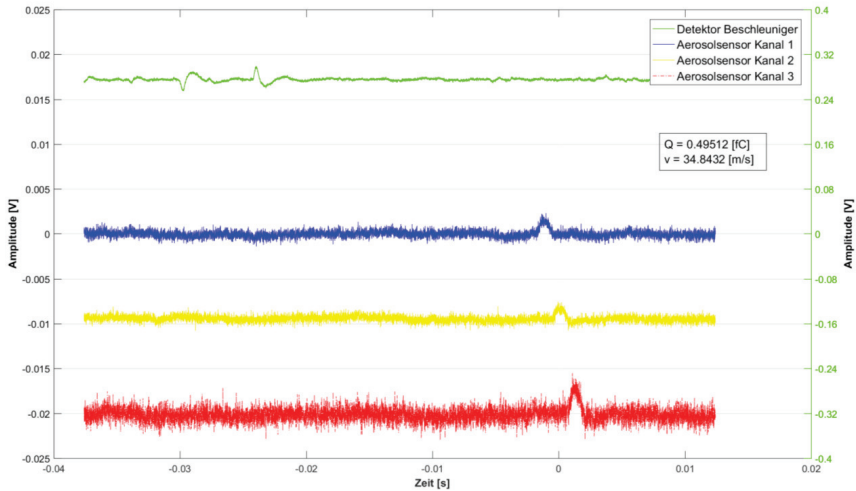


Abbildung 4.17: Exemplarische Messung (Datensatz: 170503_ASPM_Messung_38.dat) der Messreihe vom 03.05.2017 mit dem ASPM (vgl. Abbildung 4.6) am Testbeschleuniger.

Trotz der geringen Partikelladung sind hier die gut ausgeprägten trapezförmigen Signale der Ladungsverstärker des Partikelsensors zu erkennen. Über den zeitlichen Versatz lässt sich die Geschwindigkeit des Teilchens bestimmen.

Laboraufbau mit Gasströmung: Mit den oben beschriebenen Versuchsaufbauten können entweder Mikropartikel im Vakuum oder millimetergroße Teilchen in der Gasumgebung getestet werden. Das Ziel dieses Laboraufbaus ist es, die Funktionsfähigkeit des Partikeldetektionssystems mit dem spezifizierten Medium (Mikropartikel in Gasströmung) zu validieren.

Da mit dem Messprinzip der elektrischen Influenz ausschließlich Ladungen detektiert werden können, wurde in den Studien von [Behr, 2015/10] die Aufladung von Aerosolen untersucht. In den Arbeiten von [Behr, 2016], [Nguyen-Ngoc, 2017] und [Schubert, 2017] wurden Prototypen von Auflagern mit unterschiedlichen physikalischen Prinzipien entwickelt und gebaut. Mit dem in Abbildung 4.18 dargestellten Versuchsaufbau werden Mikropartikel elektrisch aufgeladen und in einem Trägergas dispergiert. Das Testmedium wird dem Sensor zugeführt.

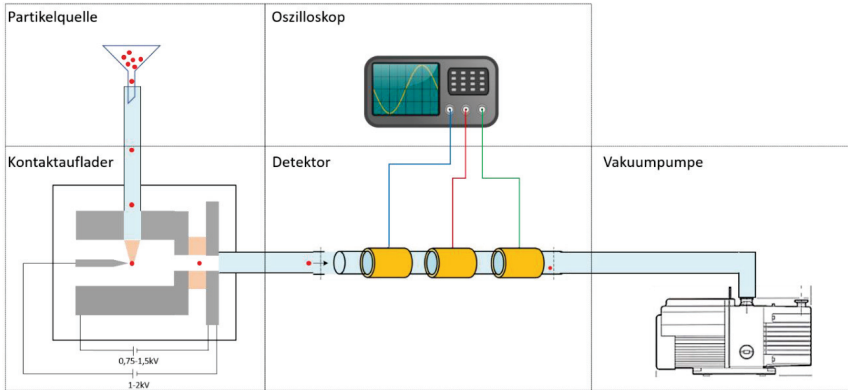


Abbildung 4.18: Laboraufbau zur Vermessung von Mikropartikeln in einer Gasströmung mit Kontaktauflader.

Bei diesem Laboraufbau dient ein einfacher Auffangbehälter in Form eines Trichters als Partikelquelle. Dieser ist mit einem Teflonschlauch mit dem Kontaktauflader verbunden. An der Nadel wird eine Spannung von 1-2 kV angelegt und an den Wehneltzylinder eine Spannung von 0,75-1,5 kV. Der Auslass des Kontaktaufladers ist mit einem Teflonschlauch mit dem Detektor verbunden. Die einzelnen Elektroden des Detektors sind zur Messung an ein Oszilloskop angeschlossen. Um einen Luftstrom im gesamten System zu erzeugen, ist eine Vakuumpumpe nachgeschaltet.

Mit diesem System wurde eine Messreihe durchgeführt. Das Diagramm in Abbildung 4.19 zeigt exemplarisch eine der Messungen. Getestet wurden Eisen und Kohlenstoffpartikel mit ähnlichen Ergebnissen.

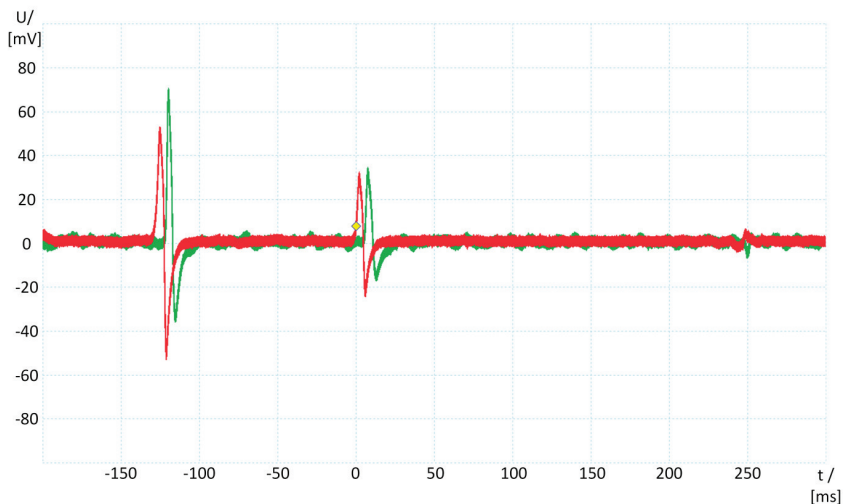


Abbildung 4.19: Kanal zwei und drei des Partikelsensors. Strömungsmedium ist Umgebungsluft mit dispergierten Eisenpartikeln mit einem Durchmesser von ca. $10\ \mu\text{m}$. Mit dem zugrundeliegenden Konversionsfaktor $\beta = 0,94\ \frac{\text{mV}}{\text{TC}}$ (vgl. Tabelle 7) und Gleichung (2.23) kann die Amplitude in die korrespondierende Partikelladung umgerechnet werden. Die mittlere Amplitude des höchsten Messpulses liegt bei 60 mV.

Diese Messung zeigt zwei deutlich ausgeprägte Einzelevents die von geladenen Mikropartikeln in einer langsamen Gasströmung resultieren. Bei beiden Partikeln weisen die Amplituden der zwei angezeigten Elektroden einen Versatz von ca. 10 ms auf. Das bedeutet, dass die Strömung mit 4,5 m/s durch den Partikelsensor fließt. Hiermit ist die korrekte Funktion des spezifizierten Partikeldetektionssystems bestätigt.

4.3 Stuttgart Dust Detector System - SD2S

Mit den oben beschriebenen Partikeldetektionssystemen wird zum einen der Laborbereich und zum anderen die Partikelmessung auf planetaren Oberflächen abgedeckt. Mit dem *Stuttgart Dust Detector System* wird die Sensorik zur Detektion von Mikropartikeln im All realisiert. Der Sensor wird für den Betrieb an der Außenstruktur eines Satelliten konzipiert. Je nach Ort und Blickrichtung der Raumsonde häufen sich die messbaren Partikel, die entweder unserem Sonnensystem entspringen oder interstellarer Herkunft sind. Durch Analyse der Mikropartikel mit dem Detektionssystem lassen sich wertvolle Daten generieren mit denen Fragestellungen zur Entstehung unseres Sonnensystems sowie entfernter Galaxien beantwortet werden können.

SD2S ist ein Partikelsensor der Ursprünglich für den Einsatz im Low Earth Orbit (LEO); genauer auf einer Höhe zwischen 400 km und 650 km ausgelegt wurde. Der Sensor kann mit kleinen Modifikationen auch in anderen Umgebungen (GEO, interplanetarer Flug, Mondorbits) betrieben werden. Damit das quaderförmige Partikeldetektionssystem auf einem Kleinsatelliten betrieben werden kann wurde es mit den äußeren Maßen von 156,5 mm x 109 mm x 90,75 mm vergleichsweise klein konzipiert. Der komplette Sensor wiegt weniger als 1,5 kg. Anhand Abbildung 4.20 werden die jeweiligen Module und Baugruppen beschrieben:

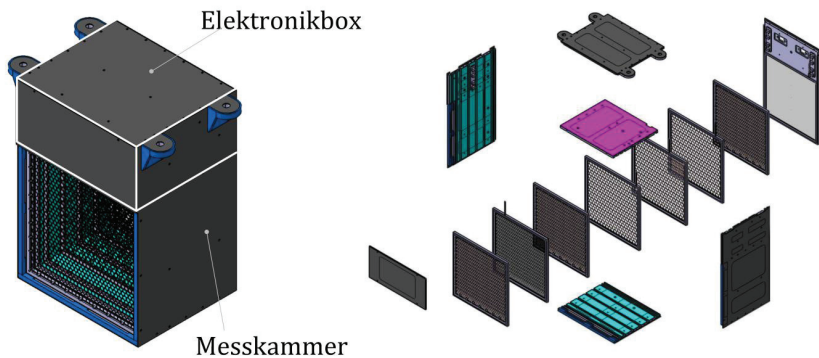


Abbildung 4.20: Links: CAD-Modell des kompletten SD2S [Schüle, 2015]. Rechts: Explosionsansicht zur Veranschaulichung des inneren Aufbaus [Kaupe, 2017].

Der Sensor lässt sich in zwei funktionale Bereiche unterteilen: die Messkammer und die Elektronikbox (in obiger Abbildung weiß umrandet). Die Messkammer ist an der vorderen Seite (Eintrittsseite) geöffnet, sodass die einfallenden Partikel durch die Gitterkaskaden (mit insgesamt 7 Gittern) fliegen können. Diese besitzen einen definierten Transmissionsgrad [Kaupe, 2017, S. 5 u. 7], sodass 56% der senkrecht einfallenden Partikel die Messkammer komplett passieren und die Aufprallplatte (Target) an der Rückwand treffen. Mit dem SD2S werden Geschwindigkeit und Ladung der Mikropartikel mittels drei gitterförmigen Influenzelektroden gemessen. Die restlichen vier Gitter dienen der Abschirmung der Detektoren und zum Aufbau eines gerichteten E-Felds. Durch Einschlagsionisation auf der goldbeschichteten Targetplatte können weitere Partikelinformationen extrahiert werden.

In der Elektronikbox befindet sich der Platinenstack mit dem die Funktionalität des Sensors bereitgestellt wird. In Abbildung 4.21 sind die zur Systemauslegung relevanten analogen Signale und Datenströme sowie Schnittstellen und Funktionselemente dargestellt.

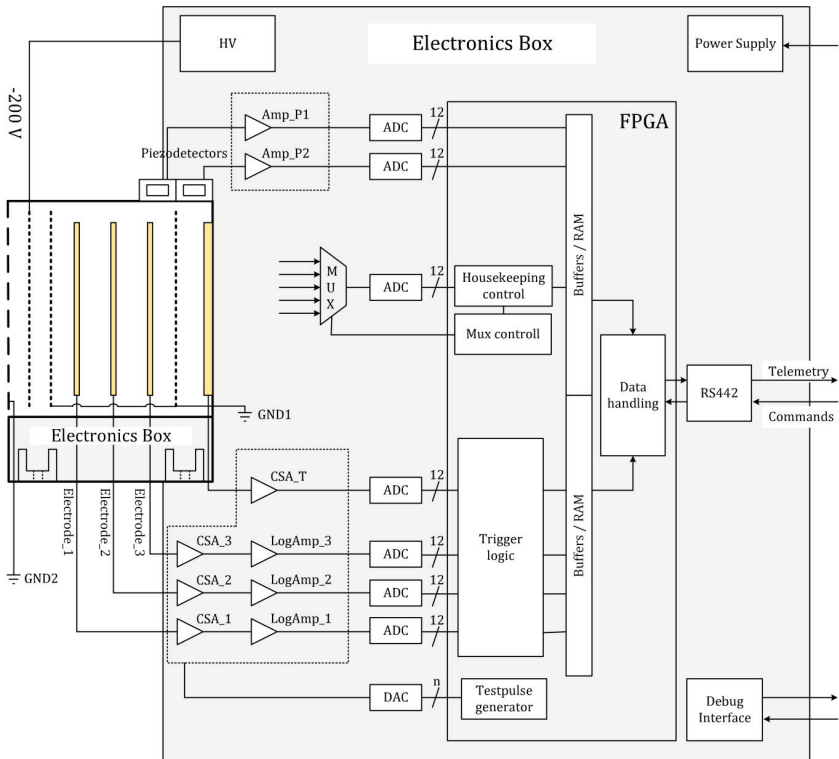


Abbildung 4.21: Systemauslegung des SD2S. Verschaltung der Baugruppen und Signalfade.

Das Gitter am Eintritt der Messkammer des SD2S liegt auf dem Potential GND2. Dies entspricht dem Potential der Außenhülle der Raumsonde (SC, engl. spacecraft). Um freie Elektronen abzustößen, die das SC umgeben, wird ein gerichtetes E-Feld erzeugt, indem die zweite Gitterebene auf -200 V gelegt wird. Die ladungssensitiven Gitter sind farblich markiert. Diese werden an analoge Frontendverstärker angeschlossen. Um Interferenzen und Spannungsschwankungen zu kompensieren, liegen die angrenzenden Gitter der ladungssensitiven Ebenen auf Signalmasse (GND1). Beim initialen Design des SD2S wurden zwei Piezodetektoren vorgesehen, die zum Messen der Partikelrate eingesetzt werden.

Mit dem digitalen Datenverarbeitungssystem werden die Signale weiterverarbeitet. Hierzu zählen die Aufgaben des oben diskutierten Triggersystems und das Abspeichern der Daten. Da kein ständiger Downlink besteht, wird der Speicher so ausgelegt, dass genügend Partikelevents gespeichert werden können. Zur Überwachung des Systems werden Housekeepingdaten erzeugt und direkt ausgewertet. Sobald ein Link zur Bodenstation besteht, werden die Daten seriell zum Bordcomputer übertragen.

Um die sensible Elektronik vor externen Störeinflüssen zu schützen, wird ein zweistufiges Abschirmkonzept verfolgt. Die komplette Außenhülle des SD2S ist in Sandwichbauweise konstruiert. Die äußere Schicht besteht aus Mu-Metall, welches aufgrund seiner hohen Permeabilität eine hohe Schirmwirkung auf B-Felder hat. Die innere Schicht besteht wegen den Gewichtsvorteilen aus Alu. Damit wird die Wirkung eines faradayschen Käfigs aufgebaut, womit das E-Feld abgeschirmt wird. Beide leitenden Schichten (Mu-Metall und Alu) müssen aufgrund der unterschiedlichen Potentiale elektrisch isoliert sein. Aus dem Grund wird eine Zwischenschicht aus nichtleitendem Material eingesetzt. Diese dient zugleich als Strukturelement. Für detailliertere Beschreibungen zu Funktion und Aufbau des SD2S wird auf die Arbeiten von [Behr, 2015], [Schüle, 2015] und [Kaupe, 2017] verwiesen.

Bis zum aktuellen Stand dieser Arbeit wurde ein Ingenieursmodell des SD2S aufgebaut. Bei der Entwicklung wurde bereits Wert auf die Tauglichkeit für einen Einsatz im Welt- raum gelegt. Dies betrifft zum einen die Material- und Bauteilauswahl und zum anderen spezielle Designaspekte wie das Ausgasen, das Entlüften aller Bauelemente beim Raketenstart (venting analysis) sowie der Reaktion der Struktur auf zyklisch auftretende, hohe Temperaturunterschiede. Mit dem aktuellen Design des SD2S wurde von [Behr, 2015/12] eine erste FEM-basierte Strukturanalyse durchgeführt, bei dem die Eigenfrequenzen sowie auftretende Bauteilspannungen aufgrund statischer und dynamischer Lasten berechnet wurden. Bei der Elektronik wurde bisher der Fokus auf das analoge Frontend gelegt. Hierzu wurden Verstärker mit Ladungseingang auf Basis des ICs *A250* der Fa. *Amptek* ausgelegt und gefertigt. Die Wahl fällt vor allem auf besagten Verstärker-IC, da mit diesem bereits Erfahrungswerte am IRS existieren und da dieser Chip in einer für den Weltraum qualifizierten Variante (space grade) erhältlich ist. In der Arbeit von [Kaupe, 2017] wurden die charakteristischen Kurven des Frontends aufgenommen und die Performance bestimmt. Aufgrund der kleinen Bauform des SD2S müssen die benö-

tigten elektronischen Bauelemente auf kleiner Platinenfläche platziert werden. Diese Problemstellung erfordert einen erheblichen Zeitaufwand beim Platinenlayout. Aus dem Grund wurde lediglich das analoge Frontend in der Elektronikbox integriert. Die Funktionen der digitalen Platinen wurden mit dem in Kapitel 3.1 beschriebenen Laboraufbau (außerhalb der Elektronikbox) umgesetzt. Anhand dieses voll funktionsfähigen Ingenieursmodells lassen sich die weiteren Tests für die nächsten Entwicklungsschritte durchführen.

Im Orbit der Sonde weisen alle zu detektierenden Teilchen Relativgeschwindigkeiten im Bereich von 1 km/s bis 20 km/s zur Sonde auf. Der dynamische Bereich wird so ausgelegt, dass Ladungen zwischen $0,1 \text{ fC} \leq Q_p \leq 10 \text{ fC}$ gemessen werden können. Daraus leiten sich weitere Anforderungen an die Baugruppen zur Partikeldetektion (Detektor-CSA-ADC-DSV) ab. Diese werden im nächsten Unterkapitel diskutiert.

4.3.1 Hardware

Detektor: Aufgrund des begrenzten Bauraums werden Gitterelektroden eingesetzt, um die Spiegelladungen zu influenzieren. Da für die vorliegende Problemstellung noch nicht alle Daten vorliegen, werden für die weitere Auslegung folgende Annahmen und Vereinfachungen getroffen:

- keine Dämpfung am Detektor $D_{Det} = 0$,
- Detektorkapazität ($C_{Det} \approx 20 \text{ pF}$) und
- Ladungssignal entspricht idealem Dreieck.

Die konstruktionsbedingte Dämpfung, Kapazität und Kurvenform (vgl. Kapitel 2.1) lassen sich mittels numerischer Simulation ermitteln. Bei vorangegangenen Projekten hat sich dazu das Softwarepaket *Coulomb* der Fa. *Integrated Engineering Software* bewährt. Die im Folgenden präsentierten charakteristischen Kurven des SD2S können, sobald vorhanden, um die exakten Werte korrigiert werden.

CSA: Die erste Stufe des analogen Frontends ist ein Verstärker mit Ladungseingang. Dies wird mit dem *A250*-IC mit externem JFET realisiert. Mit der zweiten Stufe wird das Frequenzband mit einem Bandpass 1. Ordnung zwischen $159 \text{ Hz} \leq f \leq 4,8 \text{ MHz}$ begrenzt. Die Spannung wird mit dem differentiellen Verstärker des Typs *LMP8350* der Fa. *Texas Instruments* verstärkt, um die Signale an den dynamischen Bereich der ADCs anzupassen. Dieser liefert genügend Strom für den Betrieb der ADCs. Ein spezieller Treiber wird so-

mit nicht benötigt. Der Schaltplan des kompletten analogen Frontends wurde von [Kaupe, 2017] beschrieben. Während dieser Arbeit wurden die charakteristischen Werte für das Frontend per Messung ermittelt. Diese sind Tabelle 9 zu entnehmen.

Tabelle 9: Charakteristische Werte des analogen Frontends basierend auf dem A250.

Bezeichnung	Wert	Beschreibung
Offset	40,42 [mV]	DC Offset
v_{rms}	0,62 [mV]	Rauschen (root mean square)
β	40 [mV/fC]	Gain/Konversionsfaktor
ENC_{CSA}	97 [e^-]	Equivalent Noise Charge

Die Zeitkonstante des Frontends ist $\tau = R_F \cdot C_F = 300 \text{ [M}\Omega] \cdot 1 \text{ [pF]} = 300 \text{ [\mu s]}$. Da die Flanken des Dreiecksignals am Eingang deutlich schneller sind ($\ll \tau$), wird das Signal durch die Übertragungsfunktion des Frontends nicht verzerrt. Deshalb wird bei der Auslegung der digitalen Filter von einem dreieckförmigen Signal am Ausgang des Ladungsverstärkers ausgegangen.

ADC: Um eine deutliche Empfindlichkeitssteigerung durch die digitale Filterung zu erzielen, werden die analogen Signale mit einer Abtastrate von $f_S = 50 \text{ MHz}$ und einer Auflösung von $Res = 12 \text{ bit}$ digitalisiert. Es gibt nur wenige kommerzielle Bauteile in der „space grade“-Variante, die diesen Anforderungen genügen. Wegen der vergleichsweise geringen Leistungsaufnahme fällt die Wahl auf den *AD9254S* der Fa. *Analog Devices*.

DSV: Bei diesem System werden ausschließlich Matched-Filter mit rechteckiger Grundform eingesetzt (vgl. Tabelle 3). Die charakteristischen Kurven $Var_{norm}(v_P)$ der verwendeten Matched-Filter wurden nach dem Verfahren aus Kapitel 2.5.1 bestimmt und sind in Abbildung 4.22 im Diagramm aufgetragen.

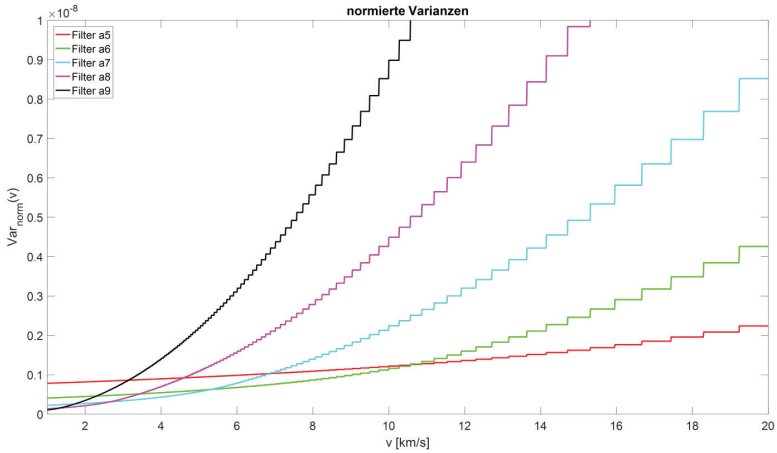


Abbildung 4.22: Kurven zur Auslegung der digitalen Filter über der Partikelgeschwindigkeit im geforderten Bereich.

Die Schnittpunkte der Kurven legen die Geschwindigkeitsteilbereiche fest. Die Grundform, die Länge und der korrespondierende Geschwindigkeitsbereich sind in Tabelle 10 zusammengefasst.

Tabelle 10: Auswahl der digitalen Filter des SD2S

Filter	Bezeichnung	Bereich v_p [km/s]	Länge [Samples]	Form
1	Filter a_9	1 bis 1,33	$N_1 = 512$	Rechteck
2	Filter a_8	1,33 bis 2,66	$N_2 = 256$	Rechteck
3	Filter a_7	2,66 bis 5,33	$N_3 = 128$	Rechteck
4	Filter a_6	5,33 bis 10,56	$N_4 = 64$	Rechteck
5	Filter a_5	10,56 bis 20	$N_5 = 32$	Rechteck

4.3.2 Performance

Für die ausgewählten Filter wird die Empfindlichkeit mit dem ENC -Wert nach dem in Kapitel 2.5 beschriebenen Verfahren ermittelt. Abbildung 4.23 verdeutlicht die signifikante Steigerung der Empfindlichkeit aufgrund der digitalen Aufbereitung mit den gewählten Filtern. Die blaue Linie zeigt die Empfindlichkeit des analogen Systems bei 97 Elementarladungen. Die rote Linie bezeichnet die Grenze der maximal erreichbaren Per-

formance mittels Autokorrelation für die aktuelle Konfiguration (Samplingrate, Auflösung, etc.).

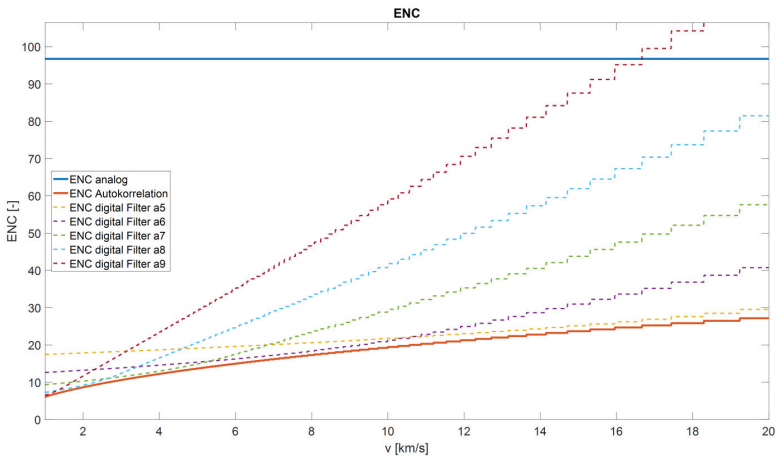


Abbildung 4.23: Vergleich der Empfindlichkeit des SD2S nach analogem Frontend und nach digitaler Filterung.

Die *ENC*-Kurven der eingesetzten Matched-Filter liegen im korrespondierenden Geschwindigkeitsbereich (Angaben siehe Tabelle 10) nahe an der Kurve der Autokorrelation. Dies ist im Detailausschnitt in Abbildung 4.24 zu sehen.

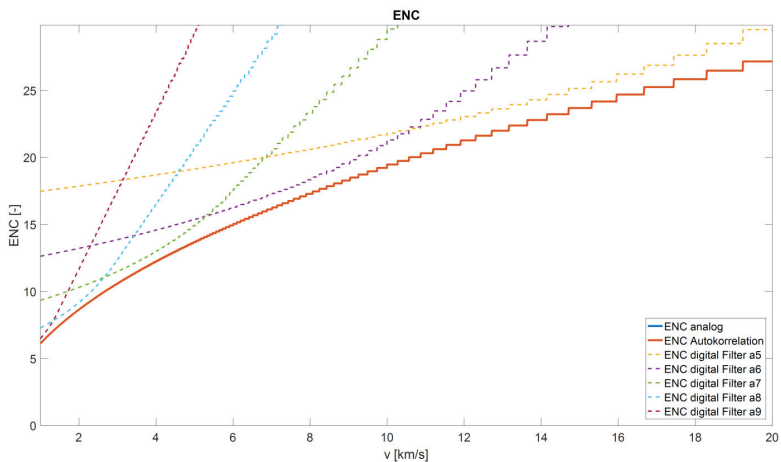


Abbildung 4.24: Empfindlichkeit des SD2S nach digitaler Filterung. Das Diagramm zeigt den Teilausschnitt aus Abbildung 4.23, um die Empfindlichkeiten der Teilbereiche nach DSV zu verdeutlichen.

chen. Die Filterkurven liegen nahe der Kurve der besten Performance (Autokorrelation). Dies zeigt, dass die rechteckige Filtergrundform sehr gut mit den Signalen des SD2S korreliert.

Für den Filter des untersten Geschwindigkeitsbereichs ($a9$) liegt die Detektionsschwelle bei 6 Elektronen. Der höchste *ENC*-Wert liegt am oberen Ende des Geschwindigkeitsbereichs. Dieser Bereich wird mit dem Filter mit der Bezeichnung $a5$ gefiltert. Hier liegt der *ENC*-Wert bei 28 Elektronen.

Aufgrund des noch frühen Entwicklungsstadiums des SD2S sind noch nicht alle Parameter exakt bestimmt oder können sich noch ändern. Aus dem Grund wurden zur Bestimmung der Performancekurven die oben diskutierten Annahmen getroffen. Die Kurven sind als Vorauslegung zu betrachten, die eine Aussage über die Korrelation liefern. Durch die oben getroffenen Annahmen ändert sich die Form der Performancekurven nur gering, sondern lediglich die absoluten Werte der Empfindlichkeit (Kurven im Diagramm verschieben sich entlang der y-Achse nach oben oder unten).

4.3.3 Messungen

Mit dem Testbeschleunigersystem des IRS wurden während der Arbeit von [Kaupe, 2017] Messreihen durchgeführt. Die Laborumgebung ist in Kapitel 4.2.3 und im Anhang D beschrieben. Da dieses System mit niedriger Beschleunigerspannung keine Partikelgeschwindigkeiten im geforderten Bereich des SD2S liefern kann, wurde das analoge Frontend während der Messkampagne getauscht, um die langsamen Signale ausreichend zu verstärken. Trotz dieser Einschränkung konnte damit die Funktion des SD2S validiert werden. Abbildung 4.25 zeigt exemplarisch eine der Messungen.

Während des Durchflugs durch den Referenzdetektor erzeugt die Ladung den ersten Messausschlag (grüne Linie). Nach einem zeitlichen Versatz erreicht das Teilchen die Messkammer des SD2S und erzeugt dort der Reihe nach die dreieckförmigen Pulse, aus denen Ladung und Geschwindigkeit abgeleitet werden können.

Anhand der Messdaten konnte die Funktion der Gitterelektroden nachgewiesen und eine erste Abschätzung der Empfindlichkeit abgeleitet werden. Um die Standardkonfiguration des analogen Frontends sowie DSV des SD2S zu testen, sind weitere Messungen notwendig, mit einem Partikelbeschleuniger mit höherer Beschleunigerspannung.

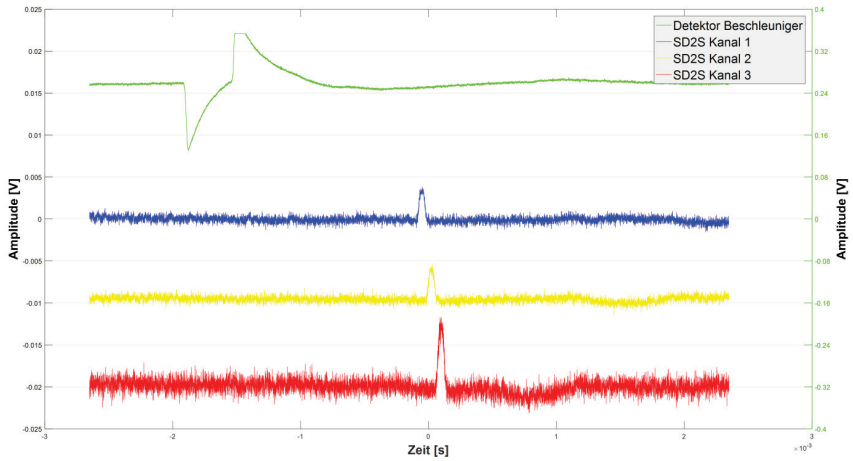


Abbildung 4.25: Exemplarische Partikelmessung (Datensatz: 170317_SD2S_Messung10.dat) der Messreihe vom 17.03.17 mit dem SD2S am 20 kV Testbeschleuniger. Das 20 kV System beschleunigt die Teilchen nicht bis zum spezifizierten Geschwindigkeitsbereich des SD2S. Um die langsameren Teilchen mit dem SD2S messen zu können, wurden nicht die eigentlichen Ladungsverstärker (aus Tabelle 9) eingesetzt, sondern externe Laborverstärker mit einem Konversionsfaktor von 1,4 mV/fC. Der Konversionsfaktor des Beschleunigerdetektors liegt bei 41 mV/fC.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Kleinste Mikro- und Nanopartikel bestimmen zahlreiche Vorgänge im gesamten Universum. Auch in der näheren Umgebung des Menschen existieren Partikel unterschiedlichsten Ursprungs und Zusammensetzung, die unser tägliches Leben beeinflussen, ohne dass wir es bewusst registrieren. Die Sinne des Menschen sind nicht empfindlich genug um diese kleinsten Teilchen direkt wahrzunehmen. Um die Vorgänge dennoch verstehen und beeinflussen zu können, werden Partikelsensoren eingesetzt, mit denen die Untersuchung der Teilchenumgebung möglich ist. In den einleitenden Kapiteln wurde die Wichtigkeit der Partikelmessung herausgestellt und aufgezeigt, dass bei Wissenschaft und Industrie der Bedarf besteht die Partikelumgebung immer genauer zu charakterisieren; denn je empfindlicher das Messsystem ist, desto mehr Nutzen wird für den jeweiligen Anwendungsbereich generiert. Die Empfindlichkeit ergibt sich aus dem eingesetzten physikalischen Messprinzip, aktueller Technologie der verwendeten Baugruppen und der Verfahren der Messtechnik bzw. Signalauswertung. Allgemein werden bei der Partikelmesstechnik unterschiedliche physikalische Verfahren angewandt. Bei der Raumfahrt wird vor allem das Prinzip der elektrischen Influenz eingesetzt, da dies deutliche Vorteile bietet. Für Anwendungen, die nicht im Vakuum stattfinden, haben sich bislang andere Verfahren durchgesetzt, da die atmosphärische Umgebung weitere Einflussfaktoren mit sich bringt. Aufgrund dieser konnten zum aktuellen Stand der Technologie keine Messungen von elektrisch geladenen Schwebepartikeln in einem Trägergas (Aerosol) realisiert werden, die über vergleichbare Eigenschaften (in-situ Detektion von Einzelpartikeln, etc.) der Partikelmessung im All verfügen. Die für diese Arbeit festgelegte Zielstellung ist die Verbesserung der Empfindlichkeit der Partikelmesstechnik unter Verwendung des Prinzips der elektrischen Influenz. Zudem wird untersucht, ob dieses Messprinzip mit den neuen Erkenntnissen auch für Anwendungsbereiche in einer Atmosphäre geeignet ist.

Um diese Ziele zu erreichen, wurde die Messkette aufgestellt und jede Funktionskomponente separat analysiert, sowie der aktuelle Stand der Bauteiltechnologien ermittelt. Mit dieser Analyse konnten jene Parameter identifiziert und Verfahren aufgestellt werden, die als Werkzeuge zur Sensorauslegung und Optimierung dienen. Mit Hilfe dieser lassen sich zudem Unterbaugruppen bewerten sowie der benötigte Aufwand abschätzen, um eine geforderte Empfindlichkeit zu erreichen.

Um die Empfindlichkeit der bestehenden Technik weiter zu steigern, wurden numerische Verfahren untersucht mit denen kleinste Nutzsignalanteile aus dem verrauschten Signal extrahiert werden können. Die Optimalfiltermethode wurde hierbei als besonders geeignet eingestuft, um Signale der Partikelsensoren aufzubereiten. Um die Praxistauglichkeit der digitalen Filterung zu validieren, wurde ein digitales Triggersystem entwickelt, auf dem Algorithmen zur Signalaufbereitung sowie zur automatischen Signalauswertung (Partikeldetektion) prozessiert werden. Durch Anschließen an das analoge System des Partikelbeschleunigers des IRS konnte eine Erhöhung der detektierten Partikel um 35,6 % nachgewiesen werden.

Die absolute Empfindlichkeitssteigerung wurde ermittelt, indem das Triggersystem an unterschiedliche Partikeldetektionssysteme angepasst und integriert wurde. Anhand der hergeleiteten Verfahren zur Bewertung des Systems wurden die Performanceparameter des analogen Systems zum Stand vor dieser Arbeit und mit dem Beitrag dieser Arbeit (digitales System) ermittelt. Der Vergleich zeigt, dass die geschwindigkeitsabhängige Empfindlichkeit bei allen Anwendungen um ein Vielfaches verbessert wurde. Bei der PSU liegt die Empfindlichkeit der analogen Komponenten bei 950 Elementarladungen. Dieser Wert konnte im oberen Geschwindigkeitsbereich auf 136 und im Unteren bis auf 16 Elementarladungen signifikant gesteigert werden. Beim ASPM wurde die Empfindlichkeit des analogen Systems auf 4900 Elementarladungen eingestellt. Mit dem digitalen Triggersystem wurde die Empfindlichkeit deutlich verbessert und zwar auf einen Bereich zwischen 70 bis 157 Elementarladungen (abhängig von der Partikelgeschwindigkeit). Beim SD2S konnte aufgrund des optimalen Bereichs der erwarteten Partikelgeschwindigkeiten bereits eine sehr empfindliches Frontend entwickelt werden. Die Detektionsschwelle der analogen Laborelektronik wurde per Messung bestimmt und hat einen Wert von 97 Elektronen. Die vorläufigen Werte der Detektionsgrenze nach der digitalen Filterung liegen im Bereich von 6 bis 28 Elektronen.

Die einleitende Fragestellung eines möglichen Einsatzes der Ladungsinfluenzsensoren für Aerosole konnte ebenfalls beantwortet werden, indem ein Sensor für langsame Gasströmungen konstruiert wurde. Die Ergebnisse der Messungen bestätigten, dass die geforderte Detektionsgrenze für Ladungen eingehalten und mit DSV sogar deutlich übertroffen wird. Während dieses Projekts konnte von unserer Forschergruppe erstmals gezeigt werden, dass sich ein Detektor auf Ladungsinfluenzbasis dazu eignet, Partikel-

messungen an Aerosolen zu tätigen. In dieser Disziplin stehen bislang andere Messverfahren im Fokus. Wegen der nützlichen Eigenschaften wie z. B. der Skalierbarkeit bietet sich das Verfahren für zukünftige Partikelmessungen vor allem zum Masseneinsatz im automobilen Sektor an.

Aufgrund der festgestellten Tauglichkeit des vorgestellten Messprinzips für Aerosoldektoren, ist es ausdrücklich zu empfehlen, in weitere Entwicklungsarbeiten zu investieren. An die gute Performance des Prototyps kann angeknüpft werden, indem eine miniaturisierte Version des Sensors konstruiert wird. Durch Weiterentwicklung einer integrierten Baugruppe zur Aerosolaufladung wird ein wertvoller Beitrag zur Partikelmessung in langsamen Gasströmungen erwartet.

Mit der Entwicklung des Partikeldetektionssystems SD2S zur Detektion von kosmischem Staub im niederen Erdorbit, konnte ebenfalls bei der Anwendung im Raumfahrtsektor eine signifikante Empfindlichkeitssteigerung festgestellt werden. Während des Entwicklungsprozesses des Triggersystems wurde insbesondere darauf Wert gelegt, raumfahrttaugliche Bauteile auszuwählen sowie digitale Ressourcen effizient einzusetzen so dass das System auf einer Plattform eingesetzt werden kann, bei der Power- und Massenbudget streng limitiert sind.

Die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit führen zu dem Fazit, dass für zukünftige wissenschaftliche Missionen der Einsatz der hier entwickelten digitalen Signalverarbeitung dringend empfohlen wird. In den einleitenden Kapiteln wurde die Größenverteilung des kosmischen Staubs beschrieben und festgestellt, dass im All Teilchen mit Durchmessern bis zum unteren Nanometerbereich vorkommen. Mit dem Triggersystem konnte die Grenze der detektierbaren Ladungen um ein vielfaches abgesenkt werden. Daraus folgt, dass die Anzahl einzelner detektierbarer Partikel signifikant erhöht wird, und damit zusätzliche wissenschaftlich wertvolle Daten geliefert werden. Eine Steigerung der Ladungsempfindlichkeit um den Faktor 10 bedeutet eine Steigerung um den Faktor 1000 der detektierbaren Partikelmasse. Dieser Zusammenhang verdeutlicht das Potential, das mit den neuen Erkenntnissen im Bereich der ladungsinfluenzbasierten Partikelmessung in Raumfahrt und Industrie in Zukunft entfaltet werden kann.

Literaturverzeichnis

- J. F. FRIICHTENICHT, 1964. Micrometeoroid simulation using nuclear accelerator techniques. *Nuclear Instruments and Methods* 28 70-78.
- W. M. C. Sansen, Z. Y. Chang, 1990. Limits of Low Noise Performance of Detector Readout Front Ends in CMOS Technology. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol 37, No 11, pp. 1375–1382.
- G. Bertuccio, A. Pullia, 1994. Room Temperature X-Ray Spectroscopy with a Silicon Diode Detector and an Ultra Low Noise Preamplifier. *IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE*, VOL. 41, NO. 4 pp. 1704 ff.
- P. Hoppe, 1994. Übertragungsverhalten analoger Schaltungen. Teubner Stuttgart.
- J. M. Greenberg, 2001. Kosmischer Staub. *Spektrum der Wissenschaft* 2/2001 S. 30.
- M. Stübig, G. Schäfer, T.-M. Ho, R. Srama, E. Grün, 2001. Laboratory simulation improvements for hypervelocity micrometeorite impacts with a new dust particle source. *Planet.Space Sci.* 49, 853.
- S. Kempf, R. Srama, N. Altobelli, S. Auer, V. Tschernjawski, J. Bradley, M.E. Burton, S. Helfert, T.V. Johnson, H. Krüger, G. Moragas-Klostermeyer, E. Grün, 2004. Cassini between Earth and as-teroid belt: First in-situ charge measurements of interplanetary grains. *Icarus*, 171, 317-335.
- R. Srama et al., 2004. The Cassini Cosmic Dust Analyzer. *Space Sci. Rev.* 114, 465–518.
- W. Jung, 2005. *Op Amp Applications Handbook*. Elsevier Oxford.
- Karl-Dirk Kammeyer, Kristian Kroschel, 2006. *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner Stuttgart, 6. Auflage.
- H. L. K. Manning, J. M. Gregoire, 2006. An upgraded high-velocity dust particle accelerator at Concordia College in Moorhead, Minnesota. *International Journal of Impact Engineering* 33 402–409.
- S. Auer, 2007. Low-Noise Amplifier for Measuring Dust Charges in the Presence of Plasma and UV Radiation. *ESA SP-643*, pp. 231-233.

T. Noulis, G. Fikos, S. Siskos, G. Sarrabayrouse, 2008. Noise analysis of Radiation Detector Charge Sensitive Amplifier Architecture. TWEPP-08 Topical Workshop on Electronics for Particle Physics.

S. Auer, E. Grün, S. Kempf, R. Srama, A. Srowig, Z. Sternovsky, V. Tschernjawski, 2008. Characteristics of a dust trajectory sensor. REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS 79, 084501.

M. Rice, 2008. Digital Communications. Prentice Hall.

R. Srama et al., 2008. Low-charge detector for the monitoring of hyper-velocity micron-sized dust particles. Meas. Sci. Technol. 19.

TI, 2008. OPA657 1.6-GHz, Low-Noise, FET-Input Operational Amplifier. Datenblatt (r. F).

D. M. Codinachs, R. Weigand, 2009. III National School: "Detectors and Electronics for High Energy Physics, Astrophysics, Space Applications and Medical Physics".

M. Dittmar, 2009. Development of the Command Decoder / Voter of the FPGA-based On-board Computer for the micro satellite Flying Laptop. Studienarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

S. Auer, G. Lawrence, E. Grün, H. Henkel, S. Kempf, R. Srama, Z. Sternovsky, 2010. A self-triggered dust trajectory sensor. Nuclear Instruments and Methods A, Vol 622, No 1, pp. 74-82.

N. Duncan, Z. Sternovsky, E. Grün, S. Auer, M. Horanyi, K. Drake, J. Xie, G. Lawrence, D. Hansen, H. Lea, 2011. The Electrostatic Lunar Dust Analyzer (ELDA) for the detection and trajectory measurement of slow-moving dust particles from the lunar surface. Planetary and Space Science 59, 1446–1454.

A. Mocker et al., 2011. A 2MV Van de Graaff accelerator as a tool for planetary and impact physics research.

H. Strack, 2013. Entwicklung eines digitalen Filtersystems für die Echtzeitmessung von geladenen Mikropartikeln. Diplomarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

Analog Devices, 2013. 1.2 GHz Clock Distribution IC, PLL Core, Dividers, Delay Adjust, Eight Outputs. Datenblatt (Rev.: B-9/13).

4DSP, 2014. UM006 FMC10x User Manual. Datenblatt (r1.9).

M. Bosch Bruguera, 2014. Design, construction and test of a sensor for the detection of micron sized particles at the surface of Mars. Diplomarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

Y. Li, R. Srama, H. Henkel, Z. Sternovsky, S. Kempf, Y. Wu, E. Grün, 2014. Instrument study of the Lunar Dust eXplorer (LDX) for a Lunar Lander Mission, Advances in Space Research.

F. Behr, 2015. Charakterisierung der mechanischen Eigenschaften eines Mikrometeoriten-Detektors für Anwendungen im Low-Earth Orbit. Bachelorarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

F. Behr, 2015/10. Studie zur Erzeugung von geladenen Feststoff-Partikeln in Atmosphären mit relevantem Gasgehalt. Technischer Bericht, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

F. Behr, 2015/12. Festigkeitsüberprüfung des Ingenieurmodells des SD2S. Technischer Bericht, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

M. Böyükbas, 2015. Entwicklung und Aufbau einer Testumgebung zur Charakterisierung des Marsdetektors und Untersuchung des Einflusses der Atmosphäre auf die Teilchenladung. Bachelorarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

S. Kelz, 2015. Studie zu einem extrem rauscharmen integrierten Frontend mit Ladungseingang. Masterarbeit, Institut für Nachrichtentechnik (INT), Universität Stuttgart.

Microsemi, 2015. ProASIC3E Flash Family FPGAs with Optional Soft ARM Support. Datenblatt DS0098 (r15).

B. Schüle, 2015. Planung und Aufbau des Ingenieurmodells des Stuttgart-Dust-Detector-Systems (SD2S). Diplomarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

L. Stoll, 2015. Planung, Durchführung und Auswertung einer Messung von Mikropartikeln in einer Gasströmung bei Verbrennungsprozessen mit dem IRS-Aerosol-Partikelsensor. Bachelorarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

Xilinx, 2015. Virtex-6 Family Overview. Datenblatt DS150 (v2.5).

F. Behr, 2016. Studie zur Aufladung von Partikeln in Aerosolen mittels Corona-Entladung. Technischer Bericht, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

H. Kolanoski, N. Wermes, 2016. Teilchendetektoren Grundlagen und Anwendungen. Springer-Verlag Berlin Heidelberg.

J. N. Helbach, 2017. Automatic Reload Mechanism for the Charge Measurement Device. Technischer Bericht, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

K. Kaupé, 2017. Aufbau und Inbetriebnahme des Ingenieurmodells des Stuttgart-Dust-Detector-Systems (SD2S). Bachelorarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

B. Nguyen-Ngoc, 2017. Studie zur Aufladung von Partikeln in Aerosolen zur Untersuchung planetarer Oberflächen mit Atmosphäre mittels Kontaktladung. Bachelorarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

R. Schubert, 2017. Studie zur Aufladung von Partikeln in Aerosolen zur Untersuchung planetarer Oberflächen mit Atmosphäre. Bachelorarbeit, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Univ. Stuttgart.

H. Strack, 2017. Charakterisierung der CSAs für den ASPM. Technischer Bericht, Institut für Raumfahrtssysteme (IRS), Universität Stuttgart.

Xilinx, 2017. Zynq-7000 All Programmable SoC Data Sheet: Overview. Datenblatt DS190 (v1.11).

Anhang

A Ausgangssignalformen nach Korrelation mit einfachen Rechteckfiltern

Die Signalbearbeitung mit Matched-Filtern wirkt sich auf die Form des resultierenden Signals aus. Um einen Überblick zu geben, werden in diesem Abschnitt Ergebnisse der Optimalfilterung mit unterschiedlichen Filterübertragungsfunktionen zur Verfügung gestellt. Dies wird exemplarisch für das Signal $x(t)$ des Beispielsystems aus Kapitel 2.4.2 durchgeführt. Hierbei handelt es sich um ein System bestehend aus röhrenförmigem Sensorkopf und analogem Frontend mit Ladungseingang. Bei der Herleitung der geeigneten Übertragungsfunktionen für die Anwendung der ladungsinfluenzbasierten Partikeldetektion wurden drei Funktionen besonders hervorgehoben:

- Mexican-Hat mit der Übertragungsfunktion h_{mex} ,
- Doppelter-Rechteckfilter mit der Übertragungsfunktion h_{dre} ,
- Rechteckfilter mit der Übertragungsfunktion h_{re} .

In den Diagrammen in Abbildung A1 sind die Signale nach dem analogen Frontend $x(t)$ für 4 unterschiedliche Partikelgeschwindigkeiten dargestellt, und zwar für $v=1$ km/s, $v=2$ km/s, $v=5$ km/s und $v=20$ km/s (blaue Kurven). An die Amplitudendauern dieser Signale wurden die Filter optimal angepasst. Somit entspricht die Filterlänge W der Dauer des Aufenthalts der Ladung im sensitiven Teil des Detektors. Die grünen Kurven geben die Form des Signals nach der Filterung wieder.

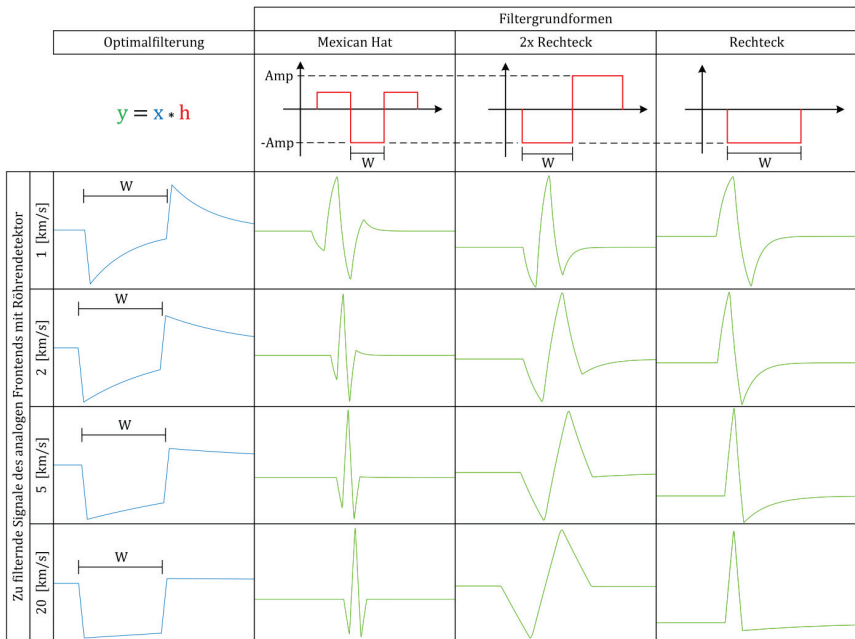


Abbildung A1: Blaue Kurven: Signal nach analogem Frontend mit röhrenförmiger Elektrode. Rote Kurven: Übertragungsfunktionen von einfachen Optimalfiltern aus zusammengesetzten Rechtecken. Grüne Kurven: Ausgangssignalformen nach Optimalfilterung.

B Kalkulation des Ressourcenbedarfs von FPGA-Primitiven

Die Logik des digitalen Triggersystems (vgl. Kapitel 3.3) wurde adaptiv ausgelegt, damit diese zum einen an unterschiedliche Anwendungsbereiche (wie z. B. Partikelbeschleuniger, ASPM, SD2S, etc.) angepasst oder zum anderen hinsichtlich der Erhöhung des SNR erweitert werden kann. Die Empfindlichkeit für Ladungen kann erhöht werden, indem z. B. die Samplingrate oder die Anzahl der Filterkanäle vergrößert wird. Je nach Anpassung ändert sich die Komplexität bzw. die Anzahl benötigter digitaler Ressourcen. FPGA-Chips sind von verschiedenen Herstellern verfügbar, die sich in ihrer Größe, also der Anzahl verfügbarer digitaler Ressourcen (Primitiven) stark unterscheiden. Um die Frage zu beantworten, welche FPGA-Größe für die vorliegende Problemstellung benötigt wird, müssen Aspekte berücksichtigt werden, die in dieser Sektion beschrieben werden.

Der Ressourcenbedarf der finalen FPGA-Firmware hängt von drei Parametern ab. Diese sind:

- (1) Auswahl des FPGA-Typs und Herstellers,
- (2) Umsetzung der Logik mit der Hardwarebeschreibungssprache und
- (3) Algorithmus der Herstellertools (Optimierungsdurchläufe).

Zu **Punkt (1)**: Ein FPGA kann als Baukastensystem verstanden werden, das dem Entwickler eine Sammlung digitaler Grundelemente zur Verfügung stellt, die miteinander verschaltet werden können. Damit ist es möglich, mehrere digitale Schaltungen bzw. Funktionen parallel auf einem Chip zu betreiben. Ein FPGA besteht aus Basisblöcken, die mit einem Netzwerk von Leitungen und Knotenpunkten (der sog. Schaltmatrix) verknüpft sind. Mit der Konfigurationsdatei werden die benötigten Bauelemente der jeweiligen Basisblöcke ausgewählt und anhand der Schaltmatrix miteinander verknüpft. Diese Grundstruktur eines FPGAs wird als „fabric“ (deutsch: Gewebe oder Struktur) bezeichnet. Je nach Hersteller variiert der Aufbau eines solchen Basisblocks stark. Dies beginnt schon bei der Benennung: die Fa. *Xilinx* bezeichnet die Basisblöcke als *Configurable Logic Block* (CLB) oder als *Slice*, die Fa. *Microsemi* als *VersaTiles* und die Fa. *Altera* als *Adaptive Logic Moduls* (ALM). Genauso verschieden ist der Aufbau dieser Basisblöcke, da je nach Hersteller Lookup-Tabellen (LUT) mit unterschiedlicher Anzahl an Eingängen verwendet werden. Somit wird je nach gewähltem FPGA eine unterschiedliche Anzahl an Basisblöcken benötigt, um ein und dieselbe digitale Funktion umzusetzen. Die wichtigsten Daten der drei FPGAs, die während dieser Arbeit eingesetzt wurden, sind in Tabelle 11

aufgelistet. Die Werte sind aus den Herstelldokumenten [Xilinx, 2017], [Xilinx, 2015] und [Microsemi, 2015] entnommen.

Tabelle 11: Angaben der FPGA-Ressourcen zur Abschätzung der benötigten Mindestgröße und Vorauswahl des FPGAs.

Entwicklungsumgebung/Hersteller	ZedBoard/ Avnet	ML605/ Xilinx	ProASIC3 Starter Kit/Microsemi
Chip	XC7Z020	XC6VLX240T	A3PE1500
Hersteller FPGA	Xilinx	Xilinx	Microsemi
FPGA Technologie	SRAM	SRAM	Flash
Basisblock/Anzahl	Slice/13300	Slice/37680	VersaTile/38400
LUT	53200	150720	NA
Memory/Size	BRAM/4900 [kb]	BRAM/14976 [kb]	RAM/270 [kb]
IO-Pins	200	720	444
FMC-Standard	LPC	LPC und HPC	Nicht vorhanden

Die Anzahl der Basisblöcke ist beim *XC7Z020* FPGA am geringsten und beim *A3PE1500* am höchsten. Da die Slices der beiden untersuchten Chips der Fa. *Xilinx* gleich aufgebaut sind, können diese direkt miteinander verglichen werden. Die Anzahl verfügbarer LUT ist beim ML605-Board um den Faktor 2,83 größer als beim *ZedBoard*. Ein *VersaTile* der Fa. *Microsemi* kann entweder für kombinatorische Logik oder als Flip-Flop eingesetzt werden. Die Anzahl verfügbarer LUT hängt somit von der umzusetzenden Logik ab. Deshalb kann hier kein Vergleichswert zur Verfügung gestellt werden. Zudem besitzen die LUT der *VersaTiles* weniger Eingänge, was dazu führt, dass beim FPGA der Fa. *Microsemi* technologiebedingt mehrere LUTs für das Umsetzen einer Logik benötigt werden, als mit dem FPGA der Fa. *Xilinx*. Aus diesem Grund muss angenommen werden, dass die Größe des *A3PE1500* FPGAs deutlich geringer ist, als die Größe des *XC6VLX240T* FPGAs trotz der höheren Anzahl an Basisblöcken.

Zusätzlich zu den Basisblöcken enthält die „fabric“ eines FPGAs noch weitere digitale Bauelemente zum Speichern von Daten (Memory), für Arithmetik (DSP), zum Signaling an den IO-Pins (IOB) und zur Takterzeugung bzw. Aufbereitung (Clocking).

Zu **Punkt (2)**: Eine arithmetische oder logische Funktion kann auf verschiedenen Wegen umgesetzt werden. Dies wurde am Beispiel der digitalen Optimalfilterung in Kapi-

tel 2.4.5 beschrieben. Für eine Ressourceneffiziente Beschreibung der Logik sind Erfahrungen in der digitalen Schaltungstechnik und FPGA-Design, sowie die Kenntnis des Compilers notwendig, der zum Übersetzen der Hardwarebeschreibungssprache (HDL) eingesetzt wird. Zwischen den Herstellerprogrammen (Toolchain) mit denen die HDL übersetzt wird existieren z. T. signifikante Unterschiede hinsichtlich der Auswahl der Elemente, aus denen die logische Funktion zusammengesetzt wird. Für die weitere Abschätzung der benötigten Ressourcen wird von einer effizienten Umsetzung ausgegangen und es werden lediglich die Elemente betrachtet, die in jedem Fall bei der Umsetzung der Logik des Triggersystems genutzt werden. Aus der Diskussion in Kapitel 2.4.5 und Kapitel 3.3.3 geht hervor, dass für die Umsetzung der Optimalfilterung in jedem Fall die digitalisierten Eingangssignale der elektronischen Frontends zwischengespeichert werden müssen. Der Speicherbedarf hängt ab von der Anzahl an kaskadierten Detektoren K und vom Parallelisierungsgrad N der digitalen Filterung (vgl. Abbildung 3.7), sowie von den Parametern f_s und Res der ADCs und der jeweiligen Periodendauer W des Nutzsignals (vgl. Abbildung A1). Der Speicherbedarf einer Optimalfilterung nach Gleichung (3.1) mit einem angepassten Rechteckfilter an die Periodendauer W beträgt:

$$Mem_{re} = W \cdot f_s \cdot Res,$$

wobei der Faktor $W \cdot f_s$ der Filterlänge entspricht. Der Speicherbedarf beim Einsatz doppelter Rechteckfilter ist $Mem_{dre} = 2 \cdot Mem_{re}$. Im Folgenden wird der Speicherbedarf der Filterung einer konkreten Umsetzung ermittelt. Hierzu wird exemplarisch das Triggersystem des Partikelbeschleunigers (PSU) verwendet, welches in Kapitel 4.1 beschrieben ist. Aus Tabelle 5 sind die Filterdaten zu entnehmen. Somit erhält man:

$$Mem_{a6} = W_{a6} \cdot f_s \cdot Res = N_9 \cdot Res = 64 \cdot 12 \text{ [bit]} = 768 \text{ [bit]}$$

$$Mem_{a7} = N_8 \cdot Res = 128 \cdot 12 \text{ [bit]} = 1536 \text{ [bit]}$$

$$Mem_{a8} = N_7 \cdot Res = 256 \cdot 12 \text{ [bit]} = 3072 \text{ [bit]}$$

$$Mem_{a9} = N_6 \cdot Res = 512 \cdot 12 \text{ [bit]} = 6144 \text{ [bit]}$$

$$Mem_{a10} = N_5 \cdot Res = 1024 \cdot 12 \text{ [bit]} = 12,288 \text{ [kbit]}$$

$$Mem_{a11} = N_4 \cdot Res = 2048 \cdot 12 \text{ [bit]} = 24,576 \text{ [kbit]}$$

$$Mem_{b12} = N_3 \cdot Res = 2 \cdot 4096 \cdot 12 \text{ [bit]} = 98,304 \text{ [kbit]}$$

$$Mem_{b13} = N_2 \cdot Res = 2 \cdot 8192 \cdot 12 \text{ [bit]} = 196,608 \text{ [kbit]}$$

$$Mem_{b14} = N_1 \cdot Res = 2 \cdot 16384 \cdot 12 \text{ [bit]} = 393,216 \text{ [kbit]}$$

Der Speicherbedarf der Filterung eines Detektorsignals mit den 9 Filtern beträgt:

$$Mem_{Det} = Mem_{a6} + Mem_{a7} + Mem_{a8} + Mem_{a9} + Mem_{a10} + Mem_{a11} + Mem_{b12} \\ + Mem_{b13} + Mem_{b14} = 763,512 \text{ [kbit]}$$

Der Gesamtspeicherbedarf des Filtervorgangs beträgt bei dieser Anwendung mit 3 Detektoren:

$$Mem_{ges} = 3 \cdot Mem_{Det} = 2209,536 \text{ [kbit]}$$

Vergleicht man diesen Wert mit den verfügbaren Speicherressourcen der untersuchten Entwicklungsboards in Tabelle 11, so erkennt man, dass lediglich die Entwicklungsboards mit FPGAs der Fa. *Xilinx* genügend Memory-Ressourcen besitzen. Anhand der Memory-Ressourcen lässt sich somit eine Vorauswahl des geeigneten FPGAs treffen. Existiert die Vorgabe, dass anstatt der SRAM-FPGAs (flüchtig, gute Datenbasis zur Strahlenshärte) eine andere -Technologie wie z. B. Flash basierte FPGAs (nicht flüchtig, vergleichsweise geringe Leistungsaufnahme) eingesetzt werden muss, kann der geringe Memory mit externen Komponenten kompensiert werden. Diese Beispielrechnung verdeutlicht, je länger die Periodendauern sind (langsame Partikel) oder je höher die Abtastrate ist, desto höher fällt der Speicherbedarf aus. Hier muss eine Abwägung zwischen Empfindlichkeit für Ladungen und Ressourcenverbrauch stattfinden.

Zu **Punkt (3)**: Die herstellereigene Toolchain übernimmt die Prozesse vom Kompilieren der HDL-Datei bis hin zum Erstellen der Konfigurationsdatei (vgl. Abbildung 3.5). Mit Optimierungsdurchläufen zwischen den einzelnen Prozessschritten kann der Ressourcenverbrauch optimiert werden. Dies geht allerdings auf Kosten der Dauer, die die Tools für die Erstellung der Konfigurationsdatei benötigen.

Anhand der diskutierten Aspekte lässt sich das Fazit ziehen, dass eine exakte Berechnung des Ressourcenbedarfs für den allgemeinen Fall nicht möglich ist. Berechnungen für einzelne Komponenten (vor allem der benötigte Memory oder IO-Pins) sind möglich. Anhand dieser lässt sich eine Vorauswahl treffen. Bevor der gewählte FPGA im eigenen Platinendesign integriert wird, bietet sich die Verwendung einer Entwicklungsumge-

bung an. Während dieser Arbeit wurden die Entwicklungsboards *ML605*, *ZedBoard* und *ProASIC3 Starter Kit* (vgl. Tabelle 11) auf deren Eignung hin untersucht. Mit dem Entwicklungsboard lassen sich die einzelnen Funktionselemente und Logikschaltungen validieren. Ist die Logik der vorliegenden Problemstellung getestet und komplett in einer Hardwarebeschreibungssprache beschrieben, lässt sich der exakte Ressourcenverbrauch mit den Herstellertools ermitteln. Abbildung B1 zeigt den Platzbedarf der Umsetzung des Triggersystems für den ASPM auf dem *XC7Z020* FPGA des *ZedBoards*.

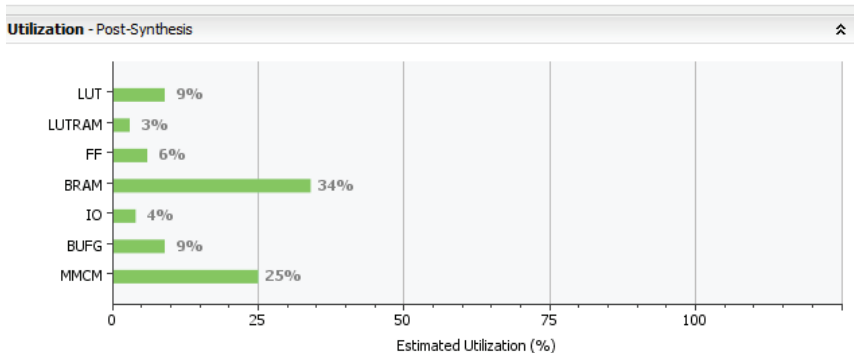


Abbildung B1: Exakte Ausgabe der benötigten FPGA-Primitiven am Beispiel des angepassten Triggersystems an den ASPM (vgl. Kapitel 4.2). Die Angaben beziehen sich auf die Ressourcen des *XC7Z020* FPGAs auf dem *ZedBoard*.

Anhand der ermittelten absoluten Anzahl der einzelnen Elemente lässt sich die genaue FPGA-Größe ermitteln. Der exakte Ressourcenbedarf kann somit erst nach der Designphase der FPGA-Implementierung festgestellt werden. Erfordert der Entwicklungsprozess eine Bauteilauswahl vor der Designphase, so muss die Entscheidung anhand der Vorauswahl über einzelne Ressourcen (z. B. Memory oder IO-Pins) getroffen werden. Das Vorgehen zur Bestimmung der benötigten FPGA-Größe zeigt Abbildung B2.

Durch Definieren der Anforderungen an den FPGA lässt sich die geeignete Technologie für die vorliegende Problemstellung ermitteln. Die Eigenschaften verschiedener FPGA-Typen (SRAM, Flash und Antifuse) wurden in Kapitel 3.1.1 beschrieben. Mit einer Vorabschätzung basierend auf der umzusetzenden Logik kann eine Vorabschätzung von einzelnen FPGA-Komponenten getroffen werden. Diese sind vor allem die Anzahl benötigter Pins und Anschlussmöglichkeiten (z. B. FMC-Standard) und die Memory-Größe.

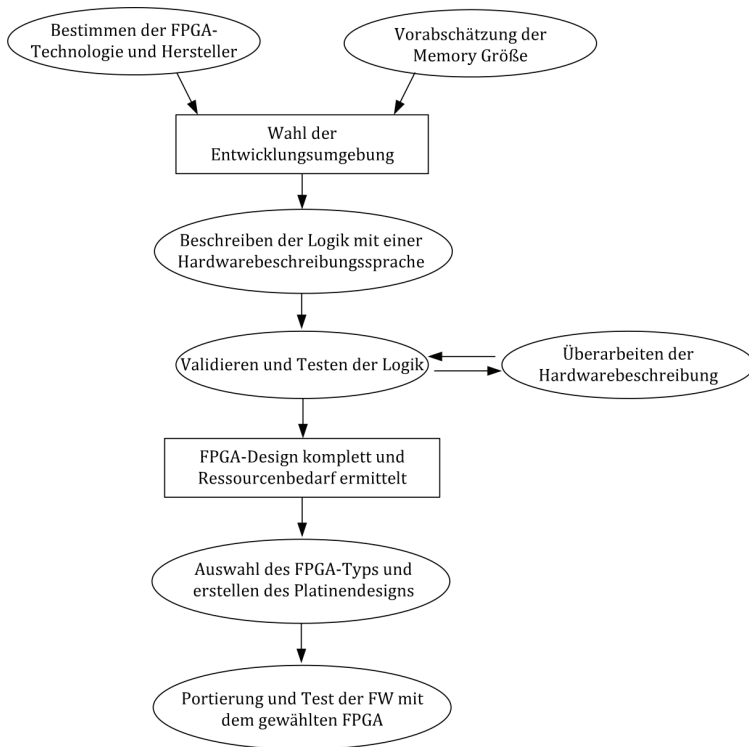


Abbildung B2: Prozess zur exakten Bestimmung der benötigten FPGA-Ressourcen der jeweiligen Anpassung des Triggersystems.

Mit diesen Informationen wird eine Entwicklungsumgebung basierend auf einem Entwicklungsboard zusammengestellt. Bei der Wahl des Entwicklungsboards ist darauf zu achten, dass der verbaute FPGA ausreichend groß ist. Ein weiterer Aspekt ist die Dauer, die die Herstellertools benötigen. Diese sind im Vergleich zu den Kompilierzeiten bei einer Software sehr hoch (ca. 30 min bis mehrere Stunden). Zudem variieren die Zeiten je nach gewählter FPGA-Größe und Grad der Ressourcenausnutzung stark. Mit der Entwicklungsumgebung bzw. der korrespondierenden Toolchain wird das Hardwaredesign beschrieben und getestet. Steht das finale Design fest, so kann der exakte Ressourcenbedarf ausgegeben werden.

C Befehlssatz Triggersystem

Header		Daten	
ID	Länge

Der implementierte Header des Befehlssatzes zur Kommunikation mit dem Triggersystem ist 2 Byte lang. Aufgrund der Verwendung des TCP/IP-Protokolls muss hier keine Fehlerkorrektur durchgeführt werden. Deshalb kann auf eine Checksumme etc. verzichtet werden. Folgende Informationen stehen im Header:

ID: Gibt die Nummer bzw. die Bezeichnung des Befehls an. Anhand der ID kann der Befehl vom jeweiligen System zugeordnet werden.

Länge: Gibt die Länge des Befehls in Byte an. Gezählt werden Header (2 Byte) und Daten.

Je nach Befehl werden entweder Parameter gesetzt (GUI zu FPGA) oder empfangene Daten zum Abspeichern geschickt (FPGA zu GUI). Folgende Befehle sind implementiert:

Tabelle 12: Implementierter Befehlssatz (GUI zu FPGA).

ID	Länge	Daten	Parameterlänge	Beschreibung
0x01	10 Byte	channel	4 bit	Auswahl des Filterkanals, dessen Schwellenwert neu gesetzt wird.
		SWo	28 bit	Wert des oberen Schwellenwertes
		SWo	28 bit	Wert des unteren Schwellenwertes
0x10	3 Byte	OFFS_EN	8 bit	Aktivieren/Deaktivieren der Anzeige der DC-Offsets der Detektoren
0x12	8 Byte	corr_val1	16 bit	DC-Korrekturwert für den ersten Detektor
		corr_val2	16 bit	DC-Korrekturwert für den zweiten Detektor
		corr_val3	16 bit	DC-Korrekturwert für den dritten Detektor
0x30	3 Byte	STATS_EN	8 bit	Aktivieren/Deaktivieren der Anzeige von Zwischenergebnissen der jeweiligen Filterkanäle

0xD0	5 Byte	v	0b0 @ 7 bit	Wert gibt die Länge des Testpulses an
		amp	0b00 @ 14 bit	Wert gibt die Amplitude des Testpulses an
0xD1	3 Byte	trigger	8 bit	Sobald Befehl gesendet wird, werden am Testpulsgenerator Signale getriggert.

Tabelle 13: Implementierter Befehlssatz (FPGA zu GUI).

ID	Länge	Daten	Parameterlänge	Beschreibung
0x11	8 Byte	OFFS1	16 bit	Ermittelter Wert des DC-Offsets von Detektorkanal 1
		OFFS2	16 bit	Ermittelter Wert des DC-Offsets von Detektorkanal 2
		OFFS3	16 bit	Ermittelter Wert des DC-Offsets von Detektorkanal 3
0x31	9 Byte	channel	8 bit	Filterkanal, dessen Daten übermittelt werden
		dt_12	24 bit	Partikelgeschwindigkeit ermittelt zwischen Detektor 1 und 2 (Zählerwert)
		dt_23	24 bit	Partikelgeschwindigkeit ermittelt zwischen Detektor 2 und 3 (Zählerwert)

D Testbeschleuniger am IRS

Der Testbeschleuniger ist eine kleinere Variante des Van-de-Graaff-Staubbeschleunigers, der ursprünglich zum Testen der Staubquellen des 2 MV-Beschleunigers diente (daher die Namensgebung). Der Testbeschleuniger arbeitet mit einer 100-fach geringeren Beschleunigerspannung und wurde während des Projekts verwendet, um die entwickelten Partikelsensoren zu validieren und zu vermessen. In der ersten Ausbaustufe (zum Zeitpunkt dieser Messungen) ist ein Detektor im Strahlrohr integriert, mit dem Referenzmessungen zum DUT in der Testkammer aufgezeichnet werden können. In der aktuellen Ausbaustufe (Herbst 2017) sind im Strahlrohr drei Detektoren und die Ablenkplatten integriert. Die aktuellste PSU Firmware mit digitaler Filterung wurde an die neuen Geometrien und Partikeleigenschaften angepasst. Somit ist eine Detektion der Teilchen sowie die Auswahl selbiger möglich, bevor sie die Testkammer erreichen. Die wichtigsten Funktionselemente zeigt Abbildung D1.

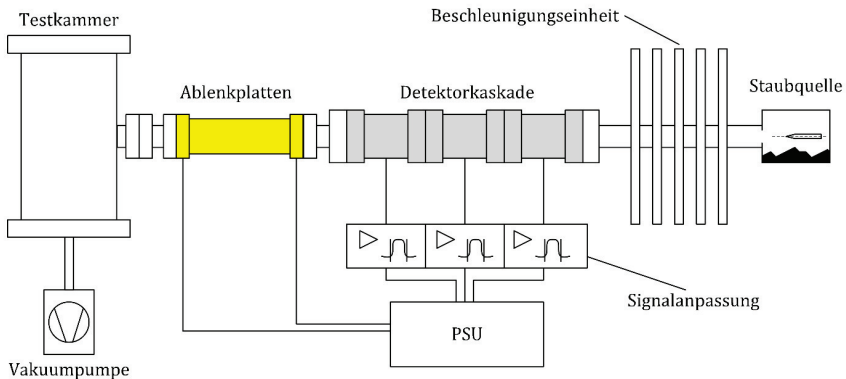


Abbildung D1: Schematische Darstellung des 20 KV Testbeschleunigersystems am IRS. Partikelflugrichtung von rechts nach links, startend von der Staubquelle bzw. Beschleunigereinheit durch die Detektorkaskade bis hin zur Testkammer.

Die eingesetzten Detektoren sind in [Srama et al., 2008] beschrieben und charakterisiert. Demnach wird bei der Auswertung von einem Rauschen von $ENC = 950$ Elementarladungen nach den Detektoren ausgegangen. Mit der Signalanpassung werden die drei Detektorsignale verstärkt und der Spannungspegel auf den maximal zulässigen Wert der ADCs begrenzt. Um den Einfluss der digitalen Filterung quantitativ zu bestimmen, wurden mit diesem Laboraufbau Partikel beschleunigt und mit der PSU geloggt. Dies zeigt das Diagramm in Abbildung D2.

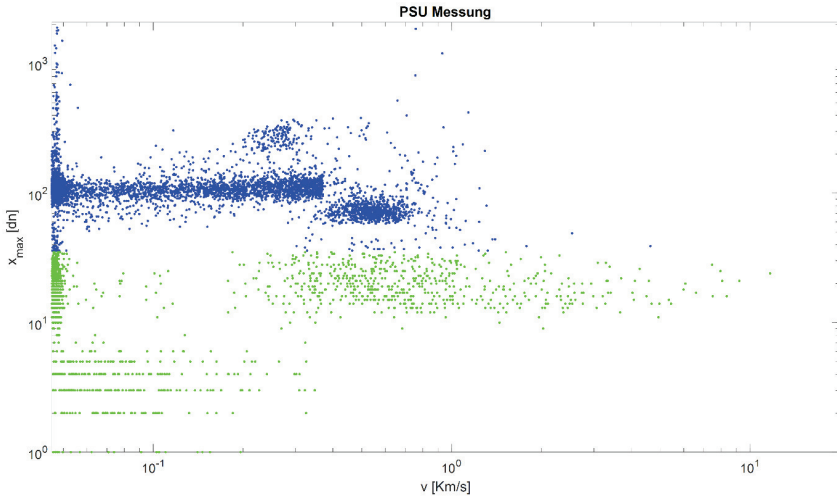


Abbildung D2: Partikelmessung mit digitalem Triggersystem (PSU) in doppelt-logarithmischer Darstellung. Die Messung zeigt ein Partikelvorkommen bis 20 km/s. Die blaue Punktwolke entspricht den Partikeln, die mit dem analogen System gemessen werden können. Die grünen Datenpunkte entsprechen dem Anteil, der mit DSV zusätzlich erkannt wird. Dies verdeutlicht die enorme Steigerung der Ladungssensitivität bei Verwendung digitaler Filter. Im Bereich kleiner Ladungen ist bei dieser Darstellung die Quantisierung des ADCs zu erkennen.

Die Auswertung dieser Messung am Testbeschleuniger wird äquivalent zur Messung am 2 MV-Beschleuniger (vgl. Kapitel 4.1.3) durchgeführt. Der Konversionsfaktor des Gesamtsystems am mittleren Detektor beträgt $\beta = 19,82 \frac{\text{V}}{\text{pC}}$. Somit hat das Rauschen am ADC den Wert:

$$\sigma_x = ENC \cdot \beta \cdot e^- = 950 \cdot 19,82 \cdot 10^{12} \left[\frac{\text{V}}{\text{C}} \right] \cdot 1,6022 \cdot 10^{-19} [\text{C}] = 3[\text{mV}].$$

Dieses Rauschen wird mit 7 bit aufgelöst und mit dem 5-fachen Abstand liegt die Detektionsschwelle des analogen Systems bei 35 dn. Insgesamt wurden bei der Messung 7828 Partikel von der PSU detektiert. Davon liegen 6357 Werte über der analogen Detektionsschwelle. Damit lässt sich folgendes Fazit ziehen: Bei dieser Messung am Testbeschleuniger konnten aufgrund digitaler Filterung 18,8% mehr Teilchen detektiert werden im Gegensatz zur rein analogen Partikelauswertung.

E Hardware der Partikeldetektionssysteme

In nachfolgender Tabelle 14 wird die Hardware der einzelnen Partikeldetektionssysteme aus Kapitel 4 aufgelistet.

Tabelle 14: Liste der verwendeten Hardware der Partikeldetektionssysteme.

	Partikeldetektionssystem		
	PSU	ASPM	SD2S
Detektorkaskade			
Anzahl Elektroden	3	3	3
Elektrodenform	Röhre	Röhre	Gitter
Analoges Frontend			
Verstärkertyp	CSA	CSA	CSA
Basisverstärker-IC/Hersteller	A250/Amptek	LMP7721/TI	A250/Amptek
Triggersystem			
FPGA Entwicklungsumgebung	ML605	ZedBoard	ZedBoard
Arm Core für TCP/IP-Stack	Portux	SoC intern	SoC intern
Mehrkanalige ADC-Erweiterung	FMC107	FMC104	FMC104

Lebenslauf

Name: Heiko Strack
Geburtsdatum: 16. August 1982
Geburtsort: Stuttgart
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet, 1 Kind

Schulbildung

1989 – 1993 Grundschule Stuttgart-Sillenbuch
1993 – 1999 Realschule, Heumaden
2003 – 2005 Technische Oberschule, Nürtingen
Abschluss: allgemeine Hochschulreife

Berufsausbildung

09/1999 – 1/2003 Ausbildung als Kommunikationselektroniker Fachrichtung
Informationstechnik bei der Firma Pilz GmbH & Co.

Studium

10/2005 – 01/2013 Luft- und Raumfahrttechnik an der Universität Stuttgart
Vertiefungen von Strömungslehre und Raumfahrtsysteme
Studienarbeit bei EADS Atrium: Hydraulische Analyse des
Antriebssystems für ein Mondlandegerät.
Diplomarbeit IRS: Entwicklung eines digitalen Filtersystems
für die Echtzeitmessung von geladenen Mikropartikeln
04/2013 – 12/2017 Wissenschaftlicher Mitarbeiter (Promotionsstudium) bei der
Forscherguppe „Kosmischer Staub“ am IRS: Entwicklung
eines Echtzeit-Triggersystems für Strahl- und Trajektorien-
sensoren zur Messung von geladenen Mikropartikeln

Berufliche Tätigkeit

2/2003 – 08/2003 Fertigungsmitarbeiter bei der Firma Pilz GmbH & Co.
Seit 04/2013 Entwicklungsingenieur bei der Firma Steinbeis-
Innovationszentrum Raumfahrt (IZR)
Seit 01/2018 Systemingenieur am Institut für Raumfahrtsysteme (IRS) für
das Projekt: DESTINY+ Dust Analyzer (DDA)