

Forschungszentrum Karlsruhe

Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 6003

Hochintegriertes triaxiales Beschleunigungssensorsystem

Sascha Wüstling

Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik

von der Fakultät für Elektrotechnik der Universität Karlsruhe
genehmigte Dissertation

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe

1997

Kurzfassung

Diese Arbeit befaßt sich mit der Konzeption und der Realisierung eines intelligenten triaxialen Beschleunigungssensorsystems mit mikromechanischen Sensorelementen, das sich durch seine universellen Einsatzmöglichkeiten auszeichnet. Erreicht wird dies durch ein miniaturisiertes, im Hinblick auf Auflösung, Leistungsbedarf, Herstellungskosten und einfache Testbarkeit optimiertes Sensorsystem, das durch den Einsatz mikromechanischer Sensorelemente und anwendungsspezifischer integrierter Schaltungen (ASICs) erst möglich wird. Ein einzigartig einfacher und kompakter planarer Aufbau des triaxialen Sensorsystems wird durch die Kombination der im Forschungszentrum Karlsruhe entwickelten mikromechanischen LIGA-Sensorelemente mit einem Silizium-Sensorelement erreicht. Im Rahmen der Arbeit wurde zunächst ein Systemkonzept erarbeitet und ein erster Design-Durchlauf für eine ASIC-Auswerteschaltung für mikromechanische kapazitive Beschleunigungssensorelemente erfolgreich durchgeführt. Als Auswerteprinzip wurde dabei der sogenannte elektromechanische Sigma-Delta-Wandler zugrunde gelegt. Als Hilfsmittel für diese spezielle elektromechanische Entwurfsaufgabe diente insbesondere ein eigens geschriebener Simulator. Ferner wurde für die Datenaufbereitung ein digitaler Dezimierungsfiler-Interface-Baustein entwickelt. Aufbautechnisch besteht das Sensorsystem im Wesentlichen aus dem eigentlichen Sensorkopf mit volldigitaler Schnittstelle und einer Mikroprozessor-Baugruppe, auf der auch der Dezimierungsfiler-Interface-Baustein sitzt. Der Prozessor führt eine anwendungsspezifische Datenverarbeitung durch und besitzt entsprechende Schnittstellen zur Außenwelt. Mit dem ersten experimentellen Design des Wandler-ASICs wurde bereits ein Rauschuntergrund von nur $2\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei einer Meßspanne von $\pm 3\text{g}$ erreicht. Mit dem ASIC konnten bereits praxistaugliche Sensorköpfe bestückt werden. Der Entwurf eines optimierten Chipsatzes (Sensorkopf-ASIC und Dezimierungsfiler-Interface-ASIC) wurde im Rahmen dieser Arbeit so weit vorbereitet, daß direkt mit der Eingabe in ein IC-Designsystem fortgefahren werden kann.

Highly integrated triaxial microaccelerometer

Abstract - This dissertation presents the conception and the implementation of an 'intelligent' triaxial accelerometer system with micromechanical sensing elements. Size miniaturization and optimization of resolution, power dissipation, production costs and testability result in an exceptional broad range of applications. A prerequisite for such an optimization is the use of application specific integrated circuits (ASICs) and micromechanical sensing elements. A uniquely simple and compact, planar assembly of the triaxial accelerometer is achieved by combination of two LIGA micromachined sensing elements, developed at *Forschungszentrum Karlsruhe*, with a silicon micromachined sensing element.

Starting from the established system concept, a first experimental design run of a readout ASIC for micromechanical capacitive acceleration sensing elements was successfully accomplished. The circuit is based on the principle of the electro-mechanical sigma-delta converter. An own dedicated simulator program was used to analyze this specific electro-mechanical design problem. For preprocessing of the sigma delta coded acceleration data, a digital sinc³ decimation filter ASIC has been designed. The accelerometer system consists of the miniaturized sensor head with a fully digital interface, and the microcontroller board that also carries the decimation filter ASIC. The microcontroller performs an application specific postprocessing of the acceleration data and communicates with the application environment. With the first experimental design of the readout ASIC, a noise floor of only $2\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ is achieved at a measuring range of $\pm 3\text{g}$. The experimental readout ASIC has in fact turned out suitable to equip first practical sensor heads. The design of an improved chipset (sensor head ASIC and decimation filter ASIC) has been prepared within this work ready for implementation on appropriate CMOS technologies.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung ...	1
1.1 Planarer triaxialer Sensoraufbau	1
1.2 Motivation für den Einsatz von ASICs	2
1.3 Zielsetzung	4
1.4 Übersicht	4
2 Mikromechanische kapazitive Beschleunigungselemente (MKB).....	6
2.1 Allgemeines, Kenngrößen	6
2.2 LIGA-Mikromechanik	9
2.3 Silizium-Mikromechanik	11
2.3.1 Oberflächen-Mikromechanik	11
2.3.2 Volumen-Mikromechanik	12
2.3.3 Kommerzielle Silizium-MKB	12
2.4 Eigenrauschen von MKB	13
2.5 Temperaturverhalten von MKB	14
2.6 LIGA- und Siliziumtechnik in Kombination	15
3 Auswerteschaltungen	17
3.1 Auslenkungsabtast-Prinzip	17
3.1.1 Spannungs- und Ladungsauswertung	18
3.1.2 Self-balancing-bridge-Verfahren	19
3.1.3 Self-balancing bridge mit Linearitätskorrektur	20
3.2 Kraftkompensationsprinzip	20
3.2.1 Analogregler	21
3.2.2 Elektromechanischer Sigma-Delta-Wandler	22
3.2.3 Möglichkeiten der Kraftrückkopplung	22
3.2.4 Durchschlagsfeldstärke in MKB	23
3.2.5 Trennung von Abtastung und Kraftkompensation	24
3.2.6 Zustandekommen und Effekt der „negativen Feder“	25
3.2.7 Problematik der anhaftenden Probemasse	26
3.3 Vergleich von Abtast- und Kraftkompensationsprinzip	30
3.3.1 Erreichbare Auflösung	30
3.3.2 Linearität, Frequenzgang und Robustheit	32
3.3.3 Spannungsversorgung und Meßspanne	32
3.3.4 Temperaturverhalten	32

3.3.5 Sensorelemente	33
3.4 Integrierte Auswerteschaltungen.....	33
3.5 Auswahl des Auswertepinzips für ein ASIC-Design.....	35
3.5.1 Vorzüge des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers	35
3.5.2 Das Auswerteprinzip im Systemüberblick	36
4 Theorie und Simulation des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers.....	38
4.1 Allgemeine Eigenschaften des Wandlerprinzips	38
4.1.1 Linearisiertes Modell	39
4.1.2 Stabilisierung der Rückkopplungsschleife	40
4.1.3 Grenzyklen	41
4.2 Totbereich	45
4.3 Dekorrelierung des Quantisierungsfehlers.....	46
4.3.1 Nutzung des Verstärkerrauschens	46
4.3.2 Harmonische Schwingung.....	47
4.3.3 PI-Glied	47
4.4 Simulationswerkzeuge	48
4.4.1 Mathematik-Programm.....	48
4.4.2 Dedizierter Simulator.....	48
4.5 Simulationsergebnisse.....	50
4.5.1 Simuliertes Quantisierungsrauschspektrum	50
4.5.2 Ablenk-Abtast-Rückwirkung in der Simulation.....	51
4.5.3 Resümee der Simulation	52
5 Erstes ASIC-Design für den elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler	53
5.1 Vorversuche	53
5.1.1 Übertragungsfunktion des Sensorelementes	53
5.1.2 Messung des Sensoreigenrauschens	54
5.2 Funktionsschema, erste Versuchsschaltung.....	56
5.3 Der CMOS-Prozeß.....	57
5.4 Designwerkzeug und -ablauf.....	58
5.5 Analogteil	59
5.5.1 Eingangs-Pegelwandler.....	60
5.5.2 Dreistufiger Verstärker	60
5.5.3 Klemmschaltung (CDS).....	62
5.5.4 Geschalteter Komparator	64
5.5.5 Bias-Spannungserzeugung und Shutdown-Schema.....	64
5.5.6 Sensor-Treiberstufen.....	65
5.5.7 Testpins	66
5.6 Digitalteil	67
5.6.1 Die Steuersignale	67
5.6.2 Ablauf eines Abtastzyklus	68
5.6.3 Signalform der Ausgangsdaten	69
5.7 Das Chip-Layout	70
6 Entwurf des Dezimierungsfilters.....	73

6.1 Auswahl des Filtertyps	73
6.2 Die Rekursionsformeln für die Koeffizienten	75
6.3 Architektur des Filters	76
6.4 Temperaturkanal.....	77
6.5 Mikrocontroller-/DSP-Interface.....	78
6.6 Realisierung des Dezimierungsfilters	79
7 Meßergebnisse	80
7.1 Hardware für die Messungen	80
7.1.1 Hybridbaustein EMSD01Hxx	81
7.1.2 Triaxialer Sensor-Hybridbaustein	81
7.1.3 Sensorkopf-Leiterplatte	82
7.1.4 Direkte Auswertung des Sigma-Delta-Bitstroms.....	83
7.1.5 Auswertung der vordezimierten Daten	83
7.1.6 Datenlogger.....	84
7.2 Software für die Messungen	85
7.2.1 Software für direkte Auswertung des Sigma-Delta-Bitstroms.....	85
7.2.2 Software für Auswertung der vordezimierten Daten.....	85
7.2.3 Software für den Betrieb des Datenloggers.....	86
7.3 Messung der Stromaufnahme.....	87
7.4 Auswertung der Testpin-Signale	87
7.4.1 Rauschen der Auslenkungsabtastung.....	88
7.4.2 Messung der Ablenk-Abtast-Rückwirkung.....	89
7.5 Messung des Quantisierungsrauschspektrums	90
7.6 Driftmessungen	91
7.7 Linearitätsmessungen.....	92
7.8 Interpretation der Messungen	93
7.8.1 Auswirkung von Nadeln am Verstärkereingang.....	94
7.8.2 Ursachen der Ablenk-Abtast-Rückwirkung.....	94
7.8.3 Diskussion der Driftmessungen.....	96
7.9 Zusammenfassung der Meßergebnisse.....	96
8 Einsatzfähiges Meßsystem, Testkonzept und Kalibration	98
8.1 Sensorkopf und Dezimierungsfiler-Interface	98
8.2 Systemspezifische Aufgaben des Mikroprozessors	98
8.3 Zusammenfassung der technischen Daten	99
8.4 Aufbau- und Verbindungstechnik.....	100
8.5 Testkonzept und Kalibration	101
8.5.1 Test der ASICs.....	101
8.5.2 Gesamtsystem-Test und Kalibration	102
9 Verbesserter Chipsatz für ein triaxiales Sensorsystem.....	104
9.1 Systemkonzept	104
9.2 Sensorkopf-ASIC HPE604	105
9.2.2 Analogteil des HPE604	112
9.2.3 Digitalteil des HPE604.....	115

9.2.4 Versuchsschaltung	118
9.2.5 Prozeßauswahl.....	118
9.3 Dezimierungsfilter-Interface	118
10 Anwendungsbereiche des Sensorsystems.....	121
10.1 Seismologie, Geologie	121
10.2 Robotertechnik, Medizintechnik, Virtual Reality	121
10.3 Navigation	122
10.4 Einsatzprobleme und Zukunft des digitalen Meßsystems	122
10.5 M-Modul-Dezimierungsfilter-Interface	123
11 Schlußbemerkungen	124
11.1 Designautomation beim Entwurf des Sensorsystems.....	124
11.2 Steigerung der Auflösung des Meßsystems	126
11.2.1 Multi-Bit Sigma-Delta-Wandler	127
11.2.2 Erhöhung der Ordnung des Wandlers.....	128
11.2.3 MASH-Sigma-Delta-Wandler	128
11.2.4 Höhere Abtastrate	128
11.2.5 Resümee	128
11.3 Weiterführende Arbeiten.....	129
12 Zusammenfassung	130
13 Literaturverzeichnis	132
A Ergänzende Dokumentation.....	A-I
A.1 Signale und Anschlußbelegung des EMSD01	A-I
A.2 Universal-Dezimierungsfilter-Baustein DFI3D_04	A-III
A.2.1 Funktionsbeschreibung	A-III
A.2.2 Blockschaltbild	A-IV
A.2.3 Signale und Anschlußbelegung	A-IV
A.2.4 Dezimierungsfaktor-Auswahl	A-VI
A.2.5 Wahrheitstabellen des parallelen Interfaces.....	A-VI
A.2.6 Timing-Diagramm	A-VII
A.3 Eigene Simulationsprogramme	A-VIII
A.4 Software für den Datenlogger.....	A-XII
A.4.1 80C165-Betriebsprogramm SW4.HEX für den Datenlogger.....	A-XII
A.4.2 80C165-Betriebsprogramm STATIC02.ASM	A-XIII
A.4.3 PC-Programme für den Betrieb des Datenloggers	A-XIV
A.5 Schaltbilder.....	A-XVIII
A.5.1 Versuchsschaltung.....	A-XIX
A.5.2 Schaltbilder EMSD01 Analogteil	A-XX
A.5.3 Schaltbild HY3D_E2	A-XXIV
A.5.4 Schaltbild SPCB_E4	A-XXV

A.5.5 Schaltbild DFIMOD1	A-XXVI
A.6 Sensorkopf-ASIC HPE604	A-XXVII
A.6.1 Übersicht VHDL-Quellcodes	A-XXVII
A.6.2 VHDL-Simulation	A-XXVIII
A.7 Übersicht VHDL-Quelltexte zum HPE605	A-XXIX

B Nützliche Informationen	B-I
B.1 Verwendete Abkürzungen	B-I
B.2 Wichtige Formelzeichen	B-II
B.3 Wichtige Konstanten	B-III
B.4 Wichtige Formeln	B-III
B.5 Bezugsquellen Sensorelemente	B-IV

1 Einleitung

Im Rahmen des *Projektes Mikrosystemtechnik (PMT)* wurde in vorausgegangenen Arbeiten am Forschungszentrum Karlsruhe ein Beschleunigungssensor mit einem mikromechanischen Sensorelement entwickelt. Das im Institut für Mikrosystemtechnik (IMT) entwickelte Sensorelement[31] wird im sogenannten *LIGA-Verfahren (Röntgentiefenlithographie, Galvanoformung und Abformung)* hergestellt. Es handelt sich um ein kapazitives mikromechanisches Beschleunigungssensorelement mit Abmessungen von ca. $1,8 \times 3,5 \times 0,2 \text{ mm}^3$ (ohne Substrat) und einer Grundkapazität von ca. $2 \times 5 \text{ pF}$. Mit mikromechanischen Sensorelementen sollen neben Anwendungen, die miniaturisierte Sensorsysteme erfordern, vor allem auch stückzahlträchtige und low-power-Anwendungen erschlossen werden. Um das Sensorelement zu einem einsetzbaren Beschleunigungssensor zu ergänzen, hat die Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik (HPE) eine rauscharme, in Hybridtechnik aufgebaute Auswerteschaltung entwickelt [22]. Allerdings ist diese Sensorelektronik noch zu groß und zu teuer, wenn die Vorteile der Mikromechanik voll zur Geltung kommen sollen. Ein konkurrenzfähiges Sensorsystem kann hier nur unter Einsatz von ASICs (anwendungsspezifischen integrierten Schaltungen) realisiert werden. Dabei ist es vorteilhaft, von Anfang an ein triaxiales System zu entwerfen.

1.1 Planarer triaxialer Sensoraufbau

In einer Vielzahl von Anwendungen ist es notwendig, alle drei Raumkomponenten des Beschleunigungsvektors zu erfassen. Ein von vornherein triaxial konzipierter Sensor hat nicht nur den Vorteil einer auch für den Anwender vereinfachten Aufbautechnik, sondern ermöglicht auch die gemeinsame Nutzung bestimmter Teile der Auswerteelektronik für alle drei Meßkanäle und somit Einsparung von Bauelementen und Verlustleistung.

Das LIGA-Sensorelement unterscheidet sich von den meisten bekannten mikromechanischen Beschleunigungssensorelementen durch seine parallel zur Montagefläche liegende Meßrichtung. Diese Eigenschaft prädestiniert es zum

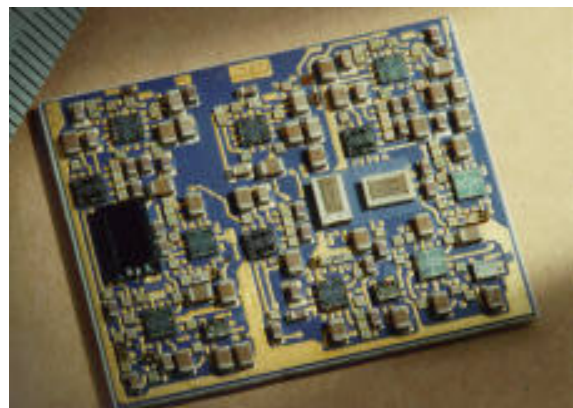


Abbildung 1.1-1: Triaxialer, planar aufgebauter Beschleunigungssensor

kompakten und einfachen Aufbau eines triaxialen Beschleunigungssensors, indem man zwei LIGA-Elemente und ein senkrecht zur Montagefläche messendes Silizium-Sensorelement kombiniert. Alle Bauelemente und die Sensorelemente für die drei Raumrichtungen sitzen auf einem einzigen Substrat und können in *einer* Ebene durch Bonden kontaktiert werden. Voluminöse und verbindungstechnisch aufwendige Hilfskonstruktionen wie z.B. Würfel als Träger für die Sensorelemente sind nicht notwendig. Die beiden LIGA-Elemente können sogar in gemeinsamen Maskenschritten exakt in der notwendigen um 90° gegeneinander verdrehten Orientierung hergestellt werden, wodurch sich die Anzahl der ausrichtungskritischen Montagevorgänge verringert.

Abbildung 1.1-1 zeigt einen nach diesem Konzept planar in Hybridtechnik aufgebauten triaxialen Beschleunigungssensor mit dreikanaliger, analoger Ausleseschaltung. Die Abmessungen des die Schaltung tragenden Keramiksubstrates betragen $35\text{mm} \times 25\text{mm}$. Der gezeigte Sensor wurde in der HPE parallel zur vorliegenden Arbeit als Demonstrator entwickelt.

1.2 Motivation für den Einsatz von ASICs

Die für das LIGA-Sensorelement entwickelte analoge Auswerteschaltung zeichnet sich zwar durch ihren sehr geringen Rauschuntergrund von $1\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei einer Meßspanne von $\pm 3\text{g}$ aus, jedoch sind ihre Abmessungen trotz Einsatzes der Hybridtechnik noch groß gegen die der mikromechanischen Sensorelemente. Auch steht der relativ hohe Leistungsverbrauch von ca. $500\text{mW}/\text{Kanal}$ wegen thermischer Probleme einer weiteren Miniaturisierung entgegen und beschränkt den Einsatz in batteriegespeisten Systemen. Für universell verwendbare, miniaturisierte Beschleunigungssensoren mit der Meßspanne und der Auflösung der bisherigen Schaltung existieren jedoch vielseitige Einsatzmöglichkeiten, wie Abbildung 1.2-1 belegt. In der Abbildung wird jeder Anwendungsbereich von Beschleunigungssensoren durch ein Rechteck gekennzeichnet. Auf der x-Achse (Beschleunigung a)

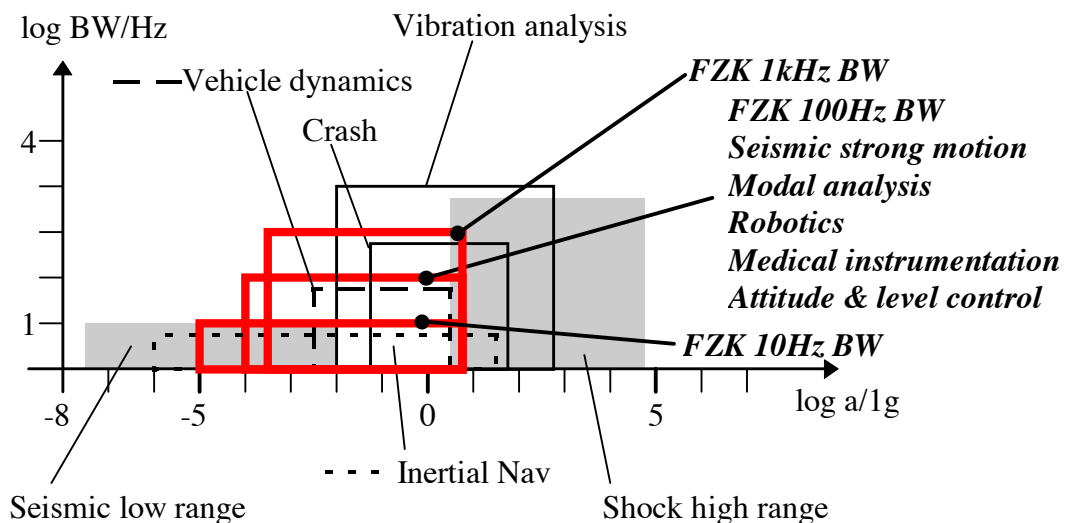


Abbildung 1.2-1: Anforderungen von Beschleunigungssensor-Anwendungen

können jeweils Auflösung und Meßspanne abgelesen werden, die durch die linke bzw. die rechte Seite des entsprechenden Rechtecks angegeben werden. Die Höhe eines Rechtecks gibt die jeweils geforderte Bandbreite (BW) auf der y-Achse an.

Der Beschleunigungssensor des Forschungszentrums Karlsruhe ist mit „FZK“ gekennzeichnet, und zwar für verschiedene Nutzbandbreiten, die durch Tiefpaßfilterung des Ausgangssignales eingestellt werden können. Bei dem in Abbildung 1.2-1 dargestellten Vergleich muß darauf hingewiesen werden, daß für die verschiedenen Anwendungen sehr verschiedene Meßprinzipien eingesetzt werden. Auch sind die Anforderungen an die Nullpunktstabilität sehr unterschiedlich. Während Sensoren für Vibrationsanalyse meist piezoelektrisch arbeiten und gar keine Gleichanteile der Meßgröße erfassen können, ist der stabile Nullpunkt bei Sensoren für Lagestabilisierungssysteme sehr kritisch. Aus den unterschiedlichen Anforderungen ergeben sich sehr unterschiedliche Baugrößen und Kosten. Einfache Sensoren für Stoß oder Vibration beispielsweise bestehen oft nur aus einem preiswerten piezoresistiven Sensorelement. Sensoren für sehr kleine Beschleunigungen oder für Inertialnavigation dagegen arbeiten nicht mit mikromechanischen Sensorelementen, sind relativ groß und schwer und sehr teuer. Ein uniaxialer Sensor für Inertialnavigation hat etwa ein Gewicht von ca. 80g und kostet ca. DM 5.000,-. Es ist technisch nicht möglich, *alle* in Abbildung 1.2-1 aufgeführten Anwendungen mit einem einzigen Sensor abzudecken.

Der Vergleich macht aber deutlich, daß mit den Daten des FZK-Sensors durch einen einzigen Sensor eine große Teilmenge der möglichen Anwendungsfälle abgedeckt wird. Bei entsprechend geringen Herstellungskosten ist offensichtlich ein Absatzmarkt für große Stückzahlen vorhanden. Die im FZK-Beschleunigungssensor eingesetzten mikromechanischen Sensorelemente schaffen die Voraussetzung dafür, die mechanische Komponente des Sensors kostengünstig in großen Stückzahlen herstellen zu können. Entsprechendes muß nun noch für die Auswerteelektronik erreicht werden.

Die Randbedingungen gebieten für eine optimierte Auswerteschaltung den Einsatz eines ASICs, also einer speziell für diese Anwendung entwickelten integrierten

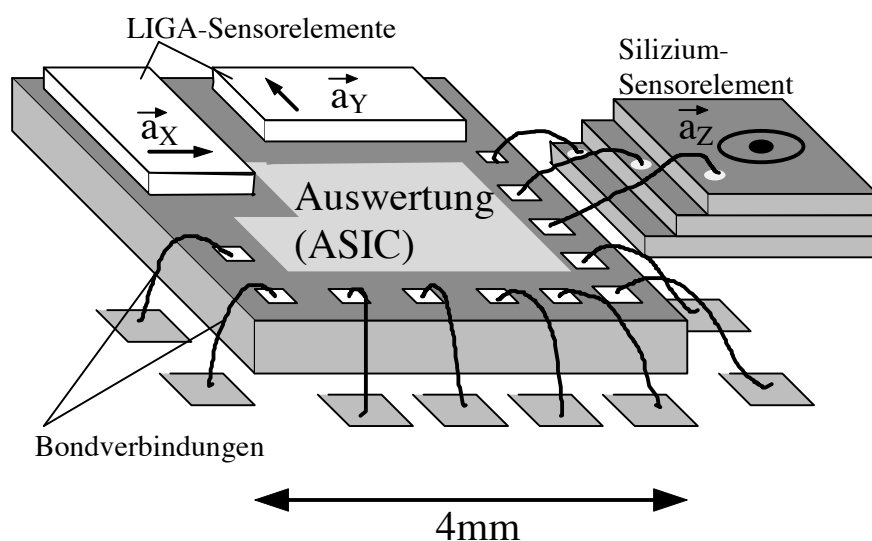


Abbildung 1.2-2: Triax. Sensor mit quasimonolithisch integrierten LIGA-Elementen

Schaltung. Da sich die LIGA-Sensorelemente auch auf einem Siliziumsubstrat herstellen lassen [30], kann bei einer eigens für diesen Zweck entworfenen integrierten Schaltung auch die Möglichkeit einer noch stärkeren Miniaturisierung durch Anbringung des Sensorelementes direkt auf dem Chip genutzt werden. Abbildung 1.2-2 zeigt schematisch die durch diese *quasimonolithische Integration* realisierbare sehr geringe Baugröße des triaxialen Sensors.

1.3 Zielsetzung

Die Anforderungen eines Anwenders an ein Beschleunigungsmeßsystem erschöpfen sich jedoch nicht in der Notwendigkeit einer geeigneten Auswerteschaltung, sondern ebenso wichtig ist die Einbindung in die Umgebung, in der die Meßdaten erfaßt und ausgewertet werden. Dies gilt vor allem in Anbetracht aktueller Tendenzen in der Meß- und Prozeßleittechnik, die von einer *Dezentralisierung* der Datenverarbeitungsleistung gekennzeichnet ist. Sensoren, die die Meßgröße zunächst in eine analoge elektrische Größe umwandeln, die über aufwendige Verkabelung weitergeleitet und an anderer Stelle verarbeitet wird, werden verdrängt durch „intelligente“ *Sensorsysteme*. Diese enthalten einen eigenen Mikroprozessor, der rechnerisch Querempfindlichkeiten korrigiert und vor allem eine Reduktion der Datenflut auf die für den Prozeß bzw. die Meßaufgabe interessante Information durchführt.

Die vorliegende Aufgabe besteht also darin, ein triaxiales Beschleunigungssensorsystem mit mikromechanischen Sensorelementen zu konzipieren, das Auflösung und Meßspanne der vorhandenen FZK-Schaltung bei deutlich reduzierter Leistungsaufnahme und Baugröße sowie geringeren Herstellungskosten aufweist. Beim Entwurf der Auswerteschaltung ist dabei die unmittelbar anschließende digitale Weiterverarbeitung der Meßsignale durch den Mikroprozessor eines „intelligenten“ Sensorsystems zu berücksichtigen. Um die gestellten Anforderungen zu erfüllen, muß die Auswerteelektronik als ASIC realisiert werden. Der ASIC-Chip soll gleichzeitig die LIGA-Sensorelemente für die X- und Y-Raumrichtung aufnehmen.

1.4 Übersicht

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde zunächst ein Systemkonzept erstellt und ein erfolgreicher erster Entwicklungsdurchlauf einer ASIC-Auswerteschaltung durchgeführt. Durch eine bestehende Zusammenarbeit des Forschungszentrums Karlsruhe mit dem *Rutherford-Appleton-Laboratory, England*, sollte und konnte die dort vorhandene Entwicklungsumgebung für vollkundenspezifische ASICs genutzt werden. Weiterhin wurde ein digitaler Datenaufbereitungs-ASIC mit Mikroprozessor-Interface entwickelt und ein einsatzfähiges Muster-Meßsystem aufgebaut. Schließlich wurde ein überarbeiteter Chipsatz für ein der Zielsetzung 1.3 entsprechendes Sensorsystem konzipiert.

Das folgende Kapitel befaßt sich zunächst mit den mikromechanischen Sensorelementen und ihren für den Entwurf einer Auswerteschaltung relevanten Eigenschaften.

In Kapitel 3 werden anschließend die für die betrachteten Sensorelemente bekannten Auswerteprinzipien allgemein diskutiert und verglichen. In den Vergleich werden insbesondere auch die wichtigsten ASIC-Lösungen aus der Literatur mit einbezogen. Das Kapitel schließt mit der Auswahl eines Auswerteprinzips für die vorliegende Aufgabe einer eigenen ASIC-Implementation und der Festlegung des Systemkonzeptes.

Kapitel 4 erläutert sodann die für das gewählte Auswerteprinzip, den elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler, geltenden Gesetzmäßigkeiten. Die verwendeten, teilweise selbst erstellten Simulationswerkzeuge und die Simulationsergebnisse werden dargestellt.

Der erste ASIC-Entwicklungsdurchlauf für eine Auswerteschaltung nach dem gewählten Prinzip ist Gegenstand des Kapitels 5.

Kapitel 6 befaßt sich mit dem für die Weiterverarbeitung der sigma-delta-codierten Signale notwendigen digitalen Dezimierungsfiler und dem Interface zu Mikroprozessoren.

In Kapitel 7 wird die meßtechnische Ermittlung der erreichten Kenngrößen des Sensorsystems wie Linearität, Rauschverhalten, usw. dokumentiert. Die dazu eingesetzte Hard- und Software, die weitgehend selbst erstellt wurden, sowie die Auswertemethoden werden einleitend beschrieben.

Kapitel 8 präsentiert die Komplettierung der entwickelten Bauelemente zu einem praktikablen Meßsystem, das aus den beiden Komponenten Sensorkopf und zugehörigem Dezimierungsfiler-Interfacemodul besteht. Ferner werden das Test- und das Kalibrationskonzept besprochen.

Die Nutzung des im ersten Entwicklungsdurchlauf gewonnenen Erkenntnisse zum Entwurf eines verbesserten Chipsatzes für ein triaxiales Mikro-Beschleunigungssensorsystem ist Gegenstand des Kapitels 9.

In Kapitel 10 wird auf die einleitend angedeuteten Anwendungsmöglichkeiten eingegangen.

Kapitel 11 gibt einen Ausblick auf Fragen der Design-Automation, wägt Verbesserungsmöglichkeiten ab und umreißt weiterführende Arbeiten.

Kapitel 12 gibt schließlich eine Zusammenfassung dieser Arbeit.

2 Mikromechanische kapazitive Beschleunigungssensorelemente (MKB)

In diesem Kapitel werden die im Rahmen der Arbeit eingesetzten, eigentlichen Beschleunigungssensorelemente besprochen, deren Aufgabe es ist, mechanische in elektrische Größen umzusetzen. Unter dem Sensorelement wird hier das reine mikromechanische Bauteil verstanden, wogegen der Begriff des *Sensors* üblicherweise für einen einsatzfähig gehäuteten Meßaufnehmer verwendet wird, dessen Ausgangsgröße schon mit handelsüblichen Geräten mit Spannungs-, Strom- oder Ladungseingang verarbeitet werden kann. Lediglich wenn keine Verwechslungsgefahr besteht, wird der Begriff des *Sensors* hier abkürzend für *Sensorelement* benutzt.

2.1 Allgemeines, Kenngrößen

Bei *mikromechanischen kapazitiven Beschleunigungssensorelementen* (fortan mit *MKB* abgekürzt) bildet eine an einem oder mehreren Federarmen beweglich gelagerte *Probemasse* (auch *seismische Masse* genannt) von einigen 10^{-6} kg mit einer oder mehreren feststehenden Elektroden einen oder mehrere Kondensatoren, deren Kapazität von der Auslenkung der Probemasse aus ihrer Ruhelage abhängig ist. Die Kondensatorspaltweiten betragen maximal einige μm , weshalb sie nicht nur ein Abtasten der Probemassenauslenkung gestatten, sondern auch *kraftkompensierte* Meßverfahren mit Hilfe elektrostatischer Kräfte. Die hierzu nötigen Spannungen liegen für Meßspannen von einigen g (Erdbeschleunigung, $1g \approx 9,81\text{m/s}^2$) unter 20V.

Für die möglichen Bauformen von MKB sei auf die angegebene Literatur verwiesen ([24], [25], [26], [27]). Die vorliegende Abhandlung beschränkt sich auf *symmetrisch aufgebaute MKB mit drei elektrischen Anschlüssen*. Diese sind die über die Biegezunge(n) kontaktierte Probemasse sowie zwei symmetrisch um die Probemasse angeordnete ortsfeste Elektroden. Diese Anordnung bildet elektrisch einen Differentialkondensator aus zwei Teilkapazitäten C_1 und C_2 , die sich bei Auslenkung der Probemasse aus der Ruhelage gegensinnig verändern. Diese Bauform hat bezüglich ihrer Nullpunktstabilität und zur Erreichung einer symmetrischen Meßspanne die günstigsten Eigenschaften, weshalb auch viele kommerzielle MKB in dieser Weise konstruiert sind. Von den beiden Teilkapazitäten

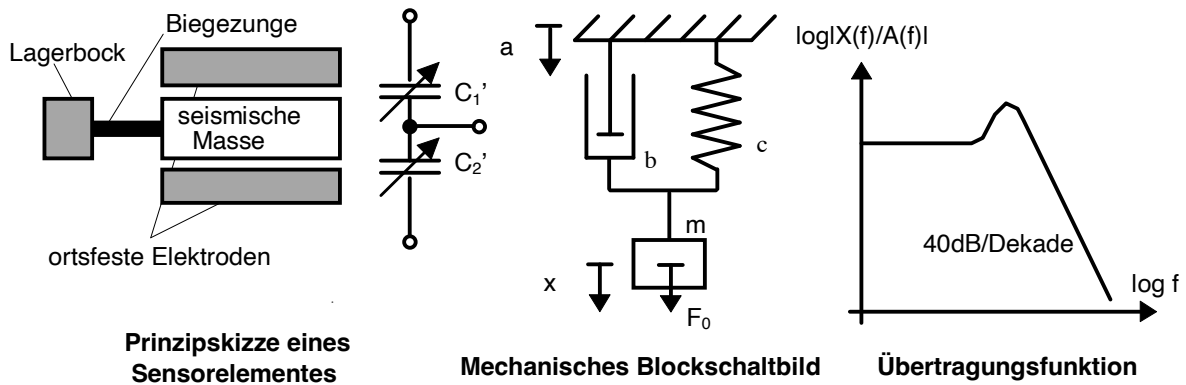


Abbildung 2.1-1: Modellierung eines MKB als Feder-Masse-Dämpfer-System

C_1 und C_2 des Sensorelementes wird in diesem Rahmen abkürzend und anschaulich als den *Sensorhälften* gesprochen.

Die Mechanik der meisten MKB läßt sich als Feder-Masse-Dämpfer-System modellieren (Abbildung 2.1-1). Es wird charakterisiert durch die Masse m der Probemasse, durch die Dämpferkonstante b ($[b]=[F]/[v]$, $v=dx/dt$) und durch die Federkonstante c ($[c]=[F]/[x]$) der Probemassenaufhängung. Als *Meßrichtung* sei diejenige Raumrichtung definiert, die senkrecht zu den die Kondensatorspalte begrenzenden Elektrodenebenen steht.

Das Feder-Masse-Dämpfer-System antwortet auf eine an der Probemasse angreifende Kraft F_0 in Meßrichtung mit einer Auslenkung x der Probemasse aus der Ruhelage. Wird die Aufhängung der Probemasse, also das ganze Sensorelement einer Beschleunigung a in Meßrichtung ausgesetzt, so ist F_0 durch die Trägheitskraft

$$F_T = -m \cdot a \quad (2.1-1)$$

gegeben.

Mit den Laplace-Transformierten $X(s)$ und $A(s)$ von x bzw. a gilt für die Übertragungsfunktion $G(s)$:

$$G(s) = \frac{X(s)}{A(s)} = -\frac{1}{\frac{c}{m} + \frac{b}{m}s + s^2} = -\frac{\frac{m}{c}}{1 + \frac{b}{c}s + \frac{m}{c}s^2} = -\frac{K}{1 + 2dT_s + T^2s^2} \quad (2.1-2)$$

mit $K = \frac{m}{c}$, $T = \sqrt{\frac{m}{c}} = \frac{1}{\omega_0}$ und $d = \frac{b}{2\sqrt{m \cdot c}}$

Das MKB stellt ein VZ_2 -Glied bzw. ein Tiefpaßfilter zweiter Ordnung dar. Für Dämpfungen $d < 1$ besitzt es ein konjugiert komplexes Polpaar, $d = 1$ stellt den aperiodischen Grenzfall dar, für $d > 1$ besitzt es zwei reelle Pole. Optimale Frequenzbandbreite unter Vermeidung einer Resonanzüberhöhung ergibt sich für $d = 1/\sqrt{2}$.

Neben der Trägheitskraft F_T durch Beschleunigung des ganzen Sensorelementes können aber auch elektrostatische Kräfte in den Kondensatorspalten des Sensorelementes die an der Probemasse angreifende Kraft F_0 bilden. Die Hälften des Sensorelementes können für die Berechnung der elektrostatischen Kräfte

jeweils als Plattenkondensator betrachtet werden. Für die elektrostatische Anziehungskraft der Platten mit dem Abstand d und der angelegten Spannung U gilt dort

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon A}{d^2} U^2 \quad (2.1-3)$$

Das Übertragungsverhalten für die Umsetzung der elektrostatischen Summenkraft (Beiträge aus beiden Hälften des Elementes) in eine Probemassenauslenkung x wird bis auf den Faktor $-m$ ebenfalls durch die oben angegebene Übertragungsfunktion $G(s)$ beschrieben. Dieses Verhalten ist für das noch zu besprechende *kraftkompensierte Auswerteprinzip* von Konsequenz.

Zu den wichtigsten elektrischen Kenngrößen eines symmetrischen MKB zählt zunächst die Gesamtkapazität C_0' einer Sensorhälfte bei vorausgesetzter Symmetrie, also bei Mittelstellung der Probemasse. C_0' setzt sich aus einem aktiven Anteil C_0 und einem parasitären Anteil zusammen. Der aktive Anteil ist durch die veränderlichen Spalträume des MKB gegeben, während der parasitäre Anteil durch unveränderliche Streukapazitäten zwischen den Elektroden gegeben ist. Die *Empfindlichkeit* des Sensorelementes ist ein Maß dafür, wie stark sich die Kapazitäten der Sensorhälften in Abhängigkeit von einer äußeren Beschleunigung ändern. Da es mehrere Möglichkeiten gibt, die Empfindlichkeit anzugeben, muß jeweils erwähnt werden, wie sie definiert ist.

Für die kraftkompensierte Auswertung ist zusätzlich noch die *elektrostatische Kompensationsempfindlichkeit* eines Sensorelementes von Bedeutung. Es sei a_m diejenige äußere Beschleunigung in Meßrichtung, deren resultierende Trägheitskraft an der Probemasse durch die von einer Spannung U_A an der in Beschleunigungsrichtung gelegenen Sensorhälfte erzeugte elektrostatische Kraft F_e kompensiert wird. Wegen $F_e \sim U_A^2$ sei die elektrostatische Kompensationsempfindlichkeit K_{es} definiert als

$$K_{es} = \frac{a_m}{U_A^2} \quad (2.1-4)$$

Dabei sei vorausgesetzt, daß sich die Probemasse in der Mittenlage befinde und daß an der Sensorhälfte, die entgegen der Beschleunigungsrichtung liegt, die Spannung 0 anliege.

Durch Fertigungstoleranzen weisen auch symmetrisch entworfene MKB Unsymmetrien auf, die sich auf die Meßeigenschaften auswirken. Diese Unsymmetrien können die elektrischen Kapazitäten, vor allem aber auch die Eigenschaften der Probemassenaufhängung, nämlich ihren Neutralpunkt betreffen. Unter *Neutralpunkt* soll hier diejenige Probemassenauslenkung x_N verstanden werden, an der die Probemassenaufhängung kraftfrei ist. x_N kann bei MKB durchaus Werte bis zu 20% der Nenn-Spaltweite annehmen.

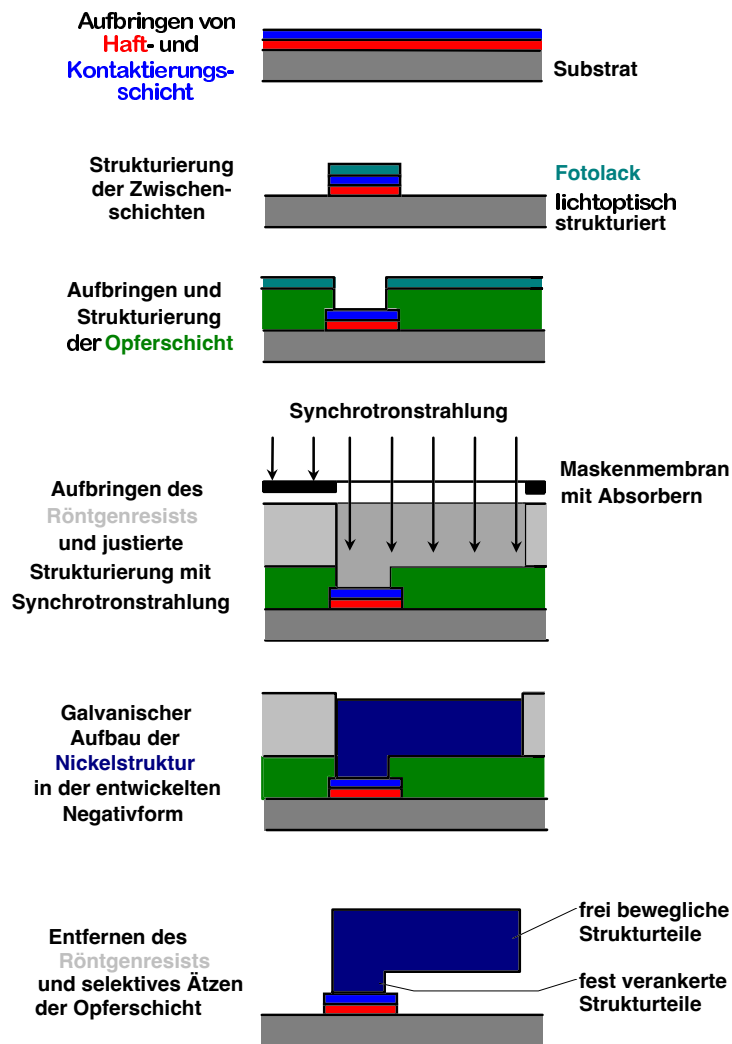


Abbildung 2.2-1: Der LIGA-Opferschicht-Prozeß (Quelle: IMT)

2.2 LIGA-Mikromechanik

Anstoß zur vorliegenden Arbeit war die Notwendigkeit einer miniaturisierten, leistungssparenden und trotzdem präzisen Auswerteelektronik für die am Forschungszentrum Karlsruhe, Institut für Mikrostrukturtechnik (IMT), entwickelten mikromechanischen Beschleunigungssensorelemente in *LIGA-Technik*. LIGA ist die Abkürzung für *Röntgentiefenlithographie*, *Galvanoformung* und *Abformung*.

LIGA-Opferschichttechnik

Abbildung 2.2-1 zeigt die Prozessschritte bei der LIGA-Opferschichttechnik, mit der die LIGA-Beschleunigungssensorelemente gefertigt werden. Diese Technologie hat den Vorteil, daß sehr hohe Aspectverhältnisse (Verhältnis von Höhe der Struktur zur kleinsten Strukturbreite) erzielt werden können. Anwendung findet sie zur Herstellung mikromechanischer, mikrooptischer und mikrofluidischer Komponenten.

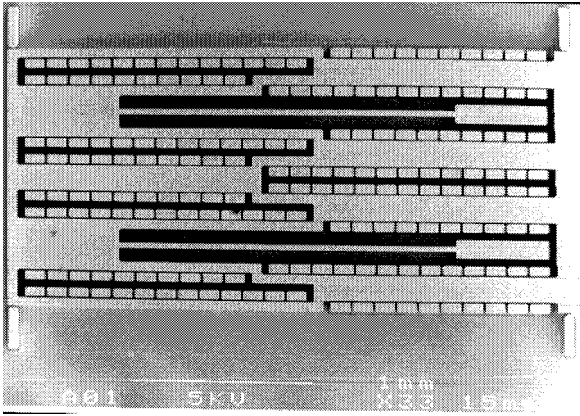


Abbildung 2.2-2: REM-Aufnahme des LIGA-Beschleunigungssensorelementes

zur Massenfertigung mikromechanischer, mikrooptischer und mikrofluidischer Bauelemente werden.

LIGA-Beschleunigungssensorelemente

Die Entwicklung des dieser Arbeit zugrunde liegenden LIGA-Beschleunigungssensorelementes ist in [31] beschrieben. Abbildung 2.2-2 zeigt eine REM-Aufnahme des Elementes. Die Probemasse wird durch eine von zwei Biegebalken getragene Rahmenstruktur gebildet, die sich parallel zur Substratebene und senkrecht zur Längsseite des Elementes bewegen kann. Durch die Parallelogramm-Struktur der Aufhängung bleibt die Probemasse dabei stets parallel zu den ortsfesten Elektroden orientiert.

Die unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten des LIGA-Strukturmaterials Nickel und des Substratmaterials Keramik (Zahlenwerte vgl. Anhang) machen eine Temperaturkompensation des Elementes nötig. Abbildung 2.2-3 skizziert deren Prinzip, wobei vereinfachend nur einer der beiden Biegebalken gezeichnet ist. Die Temperaturkompensation beruht auf einer Unterteilung der feststehenden Elektroden des Elementes, so daß Teile der gebildeten Kondensatoren positiven und andere Teile negativen Temperaturkoeffizienten besitzen. Für eine bestimmte Temperatur kann auf diese Weise der Temperaturkoeffizient der Kondensator-kapazitäten zu Null gemacht werden.

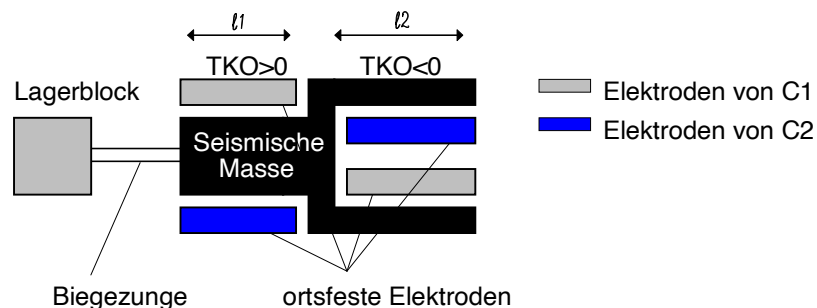


Abbildung 2.2-3: Temperaturkompensation beim LIGA-Sensorelement

Durch Variation der Breite der Biegebalken kann die Federkonstante verändert werden. So kann man Elemente herstellen, die für eine Änderung der Kondensatorspaltweiten um 20% eine Beschleunigung von 1g benötigen (1g-Typ), oder Elemente, bei denen diese Auslenkung erst bei 2g, 5g, 10g, etc. erreicht wird (2g-, 5g-, 10g-Typ, etc.). Das 1g-LIGA-Sensorelement besitzt typischerweise die in Tabelle 2.2-1 angegebenen Parameter.

Tabelle 2.2-1: Typische Daten des 1g-LIGA-Sensorelementes

Gesamtkapazität pro Hälfte C_0'	5pF
Elektrostatische Kompensationsempfindlichkeit K_{es}	0,034 g/V ²
Spaltweite d_0	4 μ m
Probemasse m	3,3·10 ⁻⁶ kg
Federkonstante der Aufhängung c_m	40 N/m
Mechanische Resonanzfrequenz ω_0	555Hz
Empfindlichkeit (Änderung von C_0')	1pF/g
Dämpfung	unterkritisch ($Q \approx 5,5$)
Abmessungen der Ni-Struktur	1,8 x 3,5 x 0,2 mm ³
Meßrichtung	zum Substrat, \perp zur Längsseite

2.3 Silizium-Mikromechanik

Silizium wird schon seit einigen Jahren erfolgreich zur Herstellung mikromechanischer Strukturen verwendet, was durch folgende Eigenschaften begründet ist:

- Aus der Halbleitertechnik existieren ein sehr großes Potential an Know-how und große Fertigungskapazitäten durch den schnellen Generationenwechsel bei den Technologien und dadurch freiwerdende ältere Produktionsanlagen.
- Silizium läßt sich hervorragend ätzen und vom leitenden (dotiertes Si) Material in einen Isolator (SiO₂) umwandeln.
- Silizium besitzt einen Elastizitätsmodul, der dem von Stahl entspricht (allerdings bricht es bei Überlast, während Stahl sich zunächst verbiegt).
- Silizium überzieht sich an der Luft mit einer sehr dünnen Oxidschicht (*native oxide*), die es vor vielen Umwelteinflüssen schützt.

2.3.1 Oberflächen-Mikromechanik

Dieser Begriff (*surface micromachining*) steht für eine Mikromechanik-Technologie, deren Fertigungsschritte ähnlich wie die der Silizium-Technologie für integrierte Schaltungen ablaufen. Mikromechanische Strukturen werden mit Hilfe von an der Oberfläche eines Si-Wafers wirksamen Prozeßschritten erzeugt. Das erzielbare Aspektverhältnis ist dementsprechend gering. Diese Technologie eignet sich zur monolithischen Integration von Sensorelement und Auswerteschaltung, worunter man versteht, daß die mikromechanischen Strukturen gemeinsam mit den

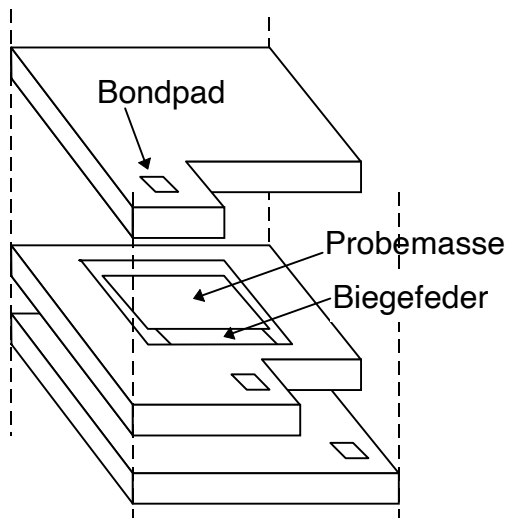


Abbildung 2.3-1: Aufbau eines MKB in Si-Volumen-Mikromechanik (schematisch)

elektronischen Halbleiterbauelementen auf demselben Chip erzeugt werden. Beispiele für diese Aufbautechnik sind die Beschleunigungssensoren *ADXL05*, *ADXL50* von *Analog Devices*. Für eine hybride Aufbauweise sind die Elemente wegen der sehr kleinen Grundkapazitäten (z.B. 100fF) kaum geeignet.

2.3.2 Volumen-Mikromechanik

In der Volumen-Mikromechanik (*bulk micro-machining*) werden mikromechanische Strukturen aus dem Volumen eines Silizium-Wafers herausgeätzt. Um ein MKB in dieser Technik herzustellen, müssen allerdings mindestens drei Wafer (für die beiden feststehenden Elektroden und für die Probemasse, ggf. noch Isolierwafer) getrennt

bearbeitet werden und anschließend z.B. durch sogenanntes Wafer-Bonding zu Sensorelementen zusammengefügt werden (Abbildung 2.3-1). Zwar ist auf diese Weise keine monolithische Integration von Sensorelement und Elektronik realisierbar, dafür können aber Sensorelemente mit größeren Probemassen und höheren Grundkapazitäten gebaut werden, als mit der Oberflächen-Mikromechanik. Die größere Probemasse hat bei gasgefüllten Elementen ein geringeres thermisches Rauschen zur Folge, Grundkapazitäten von einigen pF sind wegen der Streukapazitäten der Verbindungsleitungen zur Elektronik erwünscht. Wegen ihres geschlossenen Aufbaus sind die Elemente unempfindlich gegen Staub und andere Umwelteinflüsse und eignen sich daher gut für hybride Aufbautechnik.

2.3.3 Kommerzielle Silizium-MKB

Tabelle 2.3-1 nennt die wichtigsten Parameter einiger Si-MKB, die im Rahmen dieser Arbeit verwendet wurden. Die Elemente werden sämtlich in Volumen-Mikromechanik gefertigt. Die aufgelisteten Parameter entsprechen soweit verfügbar den Herstellerangaben, ansonsten wurden sie durch eigene Messungen bestimmt. Die Anschriften der Hersteller können dem Bezugsquellenverzeichnis im Anhang entnommen werden.

Man erkennt, daß die Kenngrößen der Si-MKB denen des LIGA-Sensorelementes zumindest größenordnungsmäßig entsprechen. Dies bedeutet, daß man in beiden Fällen bis auf kleine Dimensionierungsänderungen mit der gleichen Auswerteschaltung auskommt, was den Aufbau eines mit beiderlei Sensorelementen bestückten triaxialen Sensors vereinfacht.

Deutliche Unterschiede zeigen sich in der elektrostatischen Kompensationsempfindlichkeit. Wie noch gezeigt werden wird, sind für die kraftkompensierte Auswertung hohe Werte erwünscht bei gleichzeitig nicht übermäßig hoher Grundkapazität. Das relativ neue Sensorelement G001BA von VTI beweist, daß hier

gegenüber den anderen untersuchten Sensorelementen noch Fortschritte möglich sind.

Eine Besonderheit der Sensorelemente von *VDO-Kienzle* ist die Verwendung von Pyrex®-Glas als Material für Grund- und Deckplatte. Die feststehenden Elektroden des Elementes sind dünne Aluminiumschichten auf diesen Platten. Lediglich Probemasse, Biegefeder und ihr tragender Rahmen sind aus einem Si-Wafer gefertigt. In Abbildung 7.1-2 ist das Sensorelement als Struktur mit parallelogrammartigem Grundriß deutlich erkennbar.

Tabelle 2.3-1: Daten einiger kommerzieller Si-MKB

Hersteller	VDO-Kienzle	VDO-Kienzle	VTI	VTI	CSEM
Typ	2g	„0g“	G001BA	G003MA	ACSEM02-P
Abmessungen *) (B x T x H, mm)	4,73 x 12,34 x 2,2	4,73 x 12,34 x 2,2	2,55 x 1,95 x 2,95	3,8 x 3,0 x 4,3	3,9 x 6,4 x 1,5
Kapazität, aktiv (pF)			2 x 5,5	2 x 11	2 x 25
Gesamtkapazität (pF)	ca. 2 x 8		2 x 7,5	2 x 13	2 x 50
Kraftkompensations- empfindlichkeit (g/V ²)	0,022	0,17	0,17	0,045	0,13
Resonanzfrequenz ω_0 (Hz)	200	200	1100	1050	1100
Spaltweite d_0 (μm)					2
Probemasse m (mg)					6
Empfindlichkeit (pF/g)			0,8	1,19	2,9
Dämpfung d	kriechend	kriechend		0,63	$\approx 0,4$
Meßrichtung bezüglich der Substratebene *)	senkrecht	senkrecht	parallel	parallel	senkrecht

*) bezogen auf eine Orientierung, bei der die Kontaktierungsflächen „oben“ liegen

2.4 Eigenrauschen von MKB

Die Meßgröße für Beschleunigungssensoren ist die Beschleunigung a des ganzen Sensoraufbaus in Meßrichtung. Diese wird nach Gleichung (2.1-1) in eine Trägheitskraft auf die Probemasse m umgesetzt. An der Probemasse addiert sich nun eine spektral gleichverteilte Rauschkraftdichte

$$F_n = \sqrt{4kTb} \left(\frac{\text{N}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right), \quad (2.4-5)$$

deren Ursache die Brown'sche Molekularbewegung im Dämpfer des Feder-Masse-Dämpfer-Systems ist [9]. b ist die Dämpferkonstante, k die Boltzmann-Konstante (vgl. Anhang) und T die absolute Temperatur. Der Dämpfer wird bei mikromechanischen Sensorelementen hauptsächlich von dem die seismische Masse umgebenden Gas gebildet. Durch die sehr kleine seismische Masse m bei mikromechanischen Sensorelementen fällt bei gegebener Güte Q und

Resonanzfrequenz ω_0 die innerhalb einer interessierenden Bandbreite B auftretende Rauschbeschleunigung gegenüber der Meßgröße a besonders ins Gewicht, wie sich in folgendem Zusammenhang für den Signal/Rauschabstand zeigt:

$$\text{SNR} = \frac{|F_T|^2}{B \cdot |F_n|^2} = \frac{|-m \cdot a|^2}{B \cdot 4kTb} = k_1 \frac{m^2}{b} a^2 = k_1 \frac{m}{b} \cdot m \cdot a^2$$

$$\text{Wegen } Q = \frac{m \cdot \omega_0}{b} = \text{const und } \omega_0 = \text{const ist } \frac{m}{b} = \text{const, somit ist} \quad (2.4-6)$$

$$\text{SNR} = k_2 \cdot m \cdot a^2 \Rightarrow \text{SNR} \sim m \cdot a^2 \quad (k_1, k_2 = \text{const})$$

Daraus ergibt sich bei Sensorsystemen mit mikromechanischen Sensorelementen eine prinzipielle Limitierung der Auflösung gegenüber Systemen mit makromechanischen Sensorelementen. Die Rauschbeschleunigung der hier betrachteten Sensorelemente liegt in der Größenordnung einiger $0,1 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$. Sie wurde im Rahmen dieser Arbeit auch experimentell nachgewiesen (vgl. Abschnitt 5.1.2).

2.5 Temperaturverhalten von MKB

Einsichtig ist, daß folgende Effekte eine Temperaturabhängigkeit von mit MKB erzielten Meßergebnissen bedingen:

- Thermische Ausdehnung des Sensorelementes und resultierende Veränderung der elektrischen Kapazitäten
- Änderung der Federsteifigkeit durch die Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls des Federmaterials und die thermische Ausdehnung der Feder

Es zeigt sich jedoch, daß beim Temperaturverhalten mikromechanischer Bauteile viele Einflüsse eine Rolle spielen, die bei makromechanischen Sensorelementen wegen der anderen Größendimensionen vernachlässigt werden können. Hierzu zählen z.B.

- Mechanische Spannungszustände im Innern und an Grenzschichten von Materialien
- Temperaturabhängige Einleitung mechanischer Spannungen in das Sensorelement über dessen mechanische Befestigungspunkte und daraus resultierende Deformationen

Für das Temperaturverhalten können daher keine einfachen Zusammenhänge mit den makroskopischen Materialparametern wie z.B. Ausdehnungskoeffizienten etc. angegeben werden. Für die Entwicklung von Auswerteschaltungen sind infolgedessen in erster Linie die meßtechnisch ermittelten Temperaturgänge der Sensorelemente von Bedeutung, die auch vom Funktionsprinzip der benutzten Auswerteschaltung abhängig sind. Datenblattangaben beziehen sich hier häufig auf die noch zu besprechende *Quotientenauswertung*. In Verbindung mit diesem Auswerteprozess liegen die Temperaturkoeffizienten des Nullpunktes bei Si-MKB in

der Größenordnung von einigen 100ppm der Nenn-Meßspanne pro K Temperaturänderung. Im Falle einer Meßspanne von $\pm 2g$ wären dies also einige $100\mu g/K$. Die Temperaturkoeffizienten des Skalenfaktors liegen ebenfalls bei einigen 100ppm/K.

2.6 LIGA- und Siliziumtechnik in Kombination

Eine grundsätzliche Schwierigkeit bei der Konzeption eines triaxialen Beschleunigungssensorsystems ist die bisher übliche aufwendige Aufbau- und Verbindungstechnik. Diese ergibt sich aus der Notwendigkeit der Kontaktierung der drei Sensorelemente, die in drei aufeinander senkrecht stehenden Raumrichtungen ausgerichtet sind. Im einfachsten Fall werden einfach drei uniaxiale Sensoren, jeweils mit Auswerteschaltung, auf drei Flächen eines Würfels montiert. Mit dem Ziel geringerer Herstellungskosten und der Reduktion der Verlustleistung faßt man häufig die Sensorelektronik für alle drei Kanäle aufbautechnisch zusammen, wobei manche Schaltungsteile gemeinsam für alle Kanäle genutzt werden können. Dennoch bleibt die Kontaktierung der Sensorelemente aufwendig, da sie meist nicht in einer Ebene erfolgen kann. Eine Kombination von zwei LIGA-Elementen und einem in Silizium-Volumen-Mikromechanik hergestellten Element löst dieses Problem.

Die LIGA-Beschleunigungssensoren zeichnen sich durch ihre parallel zur Substratebene orientierte Meßrichtung aus. Die dazu nötigen hohen, aber gleichzeitig schmalen Strukturen, wie Biegefedern und Kondensatorspalte, werden durch das realisierbare große Aspektverhältnis der LIGA-Technik möglich. Die freie laterale Geometriewahl bei LIGA gestattet die Realisierung fein verzahnter Strukturen, wodurch bei MKBs eine ausreichend hohe Grundkapazität und gute elektrostatische Ablenkempfindlichkeit erreicht wird. Die Strukturhöhe bleibt dabei so gering, daß die Elemente nicht über die auf dem gleichen Substrat in Hybridtechnik montierten Elektronikbauelemente hinausragen. Eine entsprechend geringe Bauhöhe ist mit der Silizium-Volumen-Mikromechanik für eine Meßrichtung parallel zum Substrat nicht erreichbar. Die LIGA-Elemente für die beiden Meßrichtungen parallel zum Substrat sind darüber hinaus „in einem Guß“ mit der selben Maske herstellbar, wodurch Aufwand beim ausgerichteten Plazieren der Elemente eingespart wird.

Sensorelemente in Silizium-Volumen-Mikromechanik können oder müssen so auf das Substrat montiert werden, daß ihre Meßrichtung senkrecht zu diesem ausgerichtet ist. Vorzugsweise sollten dann ihre Kontaktierungsflächen parallel zur Substratebene liegen, was z.B. bei den Elementen von CSEM oder VDO-Kienzle erfüllt ist (vgl. Tabelle 2.3-1). Diese Elemente weisen in dieser Weise montiert ebenfalls eine geringe Bauhöhe auf, so daß auch sie gut gemeinsam mit Hybridbauelementen plaziert werden können.

Ein Einwand bei der Nutzung von Sensorelementen verschiedenen Typs in einem triaxialen Beschleunigungssensorsystem sind befürchtete von Achse zu Achse unterschiedliche Meßeigenschaften, z.B. Frequenzgang oder Meßbereich. Diese Bedenken sind sicher bei Auswerteschaltungen nach dem noch zu besprechenden Auslenkungsabtast-Prinzip gerechtfertigt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde jedoch ein

Auslesesystem entwickelt, bei dem der Frequenzgang vollständig durch die digitale Signalverarbeitung vorgegeben ist und weiterhin durch geeignete Maßnahmen ein Angleich der Meßspannen auf den drei Meßachsen möglich ist. Die verschiedene Bauart der Sensorelemente für die drei Meßachsen stellt daher keinerlei Nachteil dar.

Unter Nutzung dieser Sensorelemente-Kombination und unter konsequentem Einsatz von ASIC-Technologie kann ein triaxialer Beschleunigungssensorkopf auf einer Substratfläche von weniger als $15 \times 15 \text{ mm}^2$ bei wenigen Millimetern Bauhöhe realisiert werden. Nutzt man zusätzlich die Möglichkeit der quasimonolithischen Integration der LIGA-Elemente auf dem Auswerte-ASIC, so kommt man zu noch stärkerer Miniaturisierung.

3 Auswerteschaltungen

Die Aufgabe einer Auswerteschaltung für ein MKB ist die Umwandlung der beschleunigungsabhängigen elektrischen Kenngrößen des MKB in ein einfach zu verarbeitendes elektrisches Signal, das entweder analog oder digital codiert sein kann. Diese Umsetzung soll möglichst linear erfolgen und durch möglichst geringe Querempfindlichkeiten gegen andere Einflußgrößen (Klima, Spannungsversorgung, usw.) gekennzeichnet sein.

3.1 Auslenkungsabtast-Prinzip

Beim Auslenkungsabtast-Prinzip (*Ausschlagsverfahren, Lagedetektion*) wird lediglich eine Umsetzung der Auslenkung der seismischen Masse des Sensorelementes in eine elektrische Größe vorgenommen. Die Übertragungsfunktion $G(j\omega)$ für die Umsetzung der Meßgröße Beschleunigung a in die Auslenkung x der seismischen Masse lautet gemäß Gleichung (2.1-2) mit $s=j\omega$

$$G(j\omega) = -\frac{K}{1 + 2dTj\omega - T^2\omega^2} = -\frac{K}{1 + j2d\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{mit } K = \frac{m}{c} \quad \text{und } T = \sqrt{\frac{m}{c}} = \frac{1}{\omega_0}. \quad (3.1-1)$$

Man erkennt, daß

$$G(j\omega) \approx -K = -\frac{m}{c} \quad \text{für } \omega \ll \omega_0, \quad (3.1-2)$$

d.h. die Auslenkung der seismischen Masse ist nur bei ausreichend geringen Frequenzen proportional zur Meßgröße a . Um einen flachen Frequenzgang der Übertragungsfunktion bis in die Nähe der mechanischen Resonanzfrequenz ω_0 zu erzielen (Butterworth-Abstimmung), sollte das Sensorelement so bedämpft sein, daß gilt

$$d = \frac{b}{2\sqrt{m \cdot c}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (3.1-3)$$

Da die Parameter eines mikromechanischen Sensorelementes temperaturabhängig sind und außerdem herstellungsbedingt unter Umständen von Exemplar zu Exemplar um einige 10% streuen können, kann diese Bedingung nur näherungsweise erfüllt werden. Eine Kompensation eines abweichenden

Frequenzganges durch entsprechende inverse Filterung ist sehr aufwendig und mit Abgleichaufwand verbunden.

Weiterhin geht beim Auslenkungsabtast-Prinzip ein eventueller Linearitätsfehler bei der Umsetzung der Auslenkung der seismischen Masse in eine dazu proportionale elektrische Größe voll in das Meßergebnis ein und ist daher zu minimieren.

3.1.1 Spannungs- und Ladungsauswertung

Allgemein werden zur Auslenkungsabtastung eines Differentialkondensator-Sensorelementes an die beiden feststehenden Elektroden gegenphasige Wechselspannungen oder Spannungssprünge angelegt. Es gibt nun zwei Möglichkeiten der Auswertung, die hier als *Spannungsauswertung* bzw. *Ladungsauswertung* bezeichnet werden (Abbildung 3.1-1).

Spannungsauswertung

Die erste Möglichkeit für eine Auslenkungsabtastung ist die Messung der sich an der Probemasse ergebenden *Wechselspannung* bzw. des *Spannungssprunges* mit Hilfe eines hochohmigen Verstärkers. Setzt man in Abbildung 3.1-1 $\Delta U_1 = \Delta U_2 = \Delta U_A$, so gilt für die Höhe ΔU des hochohmig gemessenen Spannungssprunges an der Probemasse

$$\Delta U = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \cdot \Delta U_A, \quad (3.1-4)$$

wenn C_1 und C_2 die Teilkapazitäten des Differentialkondensators sind (*Quotientenauswertung*). Bei symmetrischen MKB unter Annahme einer rein translatorischen Auslenkung x der Probemasse und fehlender parasitärer Kapazitäten gilt

$$C_1 = \frac{\epsilon A}{d_0 - x}, \quad C_2 = \frac{\epsilon A}{d_0 + x}. \quad (3.1-5)$$

Damit wird

$$\Delta U = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \cdot \Delta U_A = \frac{x}{d_0} \cdot \Delta U_A \sim x, \quad (3.1-6)$$

Unter diesen Bedingungen ist also ΔU proportional zur Auslenkung x der seismischen Masse aus ihrer Mittellage. Die Anwesenheit parasitärer Kapazitäten führt zu einem Linearitätsfehler (%-Größenordnung bei praktisch realisierten

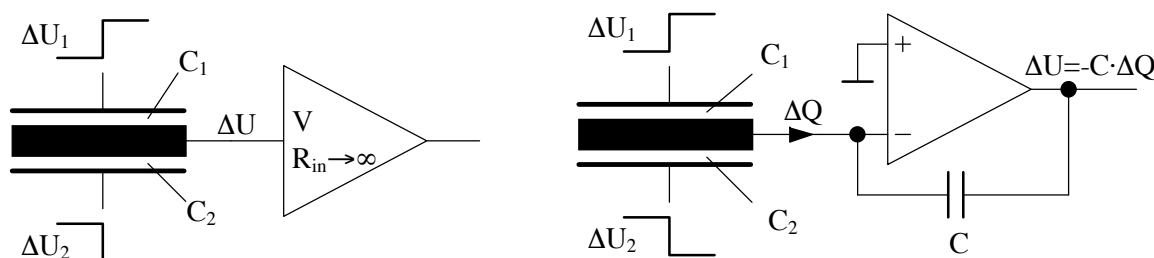


Abbildung 3.1-1: Spannungs- und Ladungsauswertung zur Auslenkungsabtastung

Systemen) und zu elektrostatischen Kräften auf die Probemasse. Eine eventuell nicht vernachlässigbare Eingangskapazität des Verstärkers hat die gleiche nachteilige Wirkung wie parasitäre Kapazitäten.

Die Quotientenauswertung wird häufig bei der Angabe von Sensorelement-Daten wie Nullpunktsfehler (*Offset*), Skalenfaktor und Temperaturkoeffizienten zugrunde gelegt (vgl. Abschnitt 2.5). Als Nenn-Meßspanne wird dabei z.B. der Bereich

$$-0,05 < \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} < +0,05 \quad (3.1-7)$$

definiert, wobei die Grenzen durch den zulässigen Linearitätsfehler gegeben sind. Ein Linearitätsfehler entsteht bei realen Sensorelementen zwangsläufig durch die parasitären Kapazitäten des Elementes.

Ladungsauswertung

Die zweite Möglichkeit für eine Auslenkungsabtastung ist die Messung der auf der seismischen Masse influenzierten *Ladung* ΔQ mit Hilfe eines Ladungsverstärkers (der aus der Sicht des Sensorelementes einen Kurzschluß zum Bezugspotential darstellt). Bei gleichem Betrag der an C_1 und C_2 angelegten Spannungssprünge, also wieder $\Delta U_1 = \Delta U_2 = \Delta U_A$, erhält man am Ausgang des Ladungsverstärkers eine Spannungsänderung, die dem Ausdruck $\Delta C = C_1 - C_2$ proportional ist (ΔC -Auswertung). Diese Auswertung wird z.B. beim ASIC HT104 von *ht-Mikroelektronik* eingesetzt[31]. Im Vergleich mit der Spannungsauswertung mit endlichen Streukapazitäten ist der Linearitätsfehler maximal und nicht mehr von den Streukapazitäten abhängig:

$$\Delta C(x) = C_1(x) - C_2(x) = \frac{\varepsilon A}{d_0 - x} - \frac{\varepsilon A}{d_0 + x} = \frac{2\varepsilon A}{d_0} \left[\left(\frac{x}{d_0} \right) - \left(\frac{x}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{x}{d_0} \right)^3 - \dots \right] \quad (3.1-8)$$

Durch die im ausgelenkten Zustand von der Probemasse abfließenden Ladungen werden außerdem nennenswerte elektrostatische Kräfte auf die Probemasse ausgeübt. Diese Kräfte beeinflussen die mechanische Federkonstante und somit den Skalenfaktor des Systems. Ein Vorteil der ΔC -Auswertung gegenüber der Quotientenauswertung ist, daß die Kapazität der Probemassenzuleitung gegen die Umgebung (d.h. Gehäuse etc.) nicht in Erscheinung tritt. Von den Streukapazitäten zwischen den feststehenden Elektroden und der Probemasse geht nur ihre Differenz ins Meßergebnis ein.

3.1.2 Self-balancing-bridge-Verfahren

Dieses Funktionsprinzip ist in einem Auswerte-ASIC (CSEM2003) des Schweizer CSEM realisiert [13]. Hier wird zwar mit einem Ladungsverstärker gearbeitet, es wird aber die Ladung ΔQ , die bei jedem Abtastvorgang in den Vorverstärker abfließt, durch Variation der Spannungssprünge an den Sensorhälften auf $\Delta Q = 0$ geregelt. Dieses Verfahren kommt daher im eingeschwungenen Zustand einer Spannungsauswertung mit ihrem minimalen Linearitätsfehler gleich. Es verbleibt der

Linearitätsfehler durch die dem Sensorelement eigenen Streukapazitäten, der auch bei dem in [13] präsentierten System im %-Bereich liegt.

3.1.3 Self-balancing bridge mit Linearitätskorrektur

In [20] wird eine Weiterentwicklung der Self-balancing bridge aus [13] beschrieben. Gegenüber der einfachen Self-balancing bridge werden hier an den Verstärkereingang noch zwei digital einstellbare Kompensationskapazitäten angeschlossen, die mit den gleichen Spannungen beaufschlagt werden wie die Hälften des Sensorelementes, aber mit umgekehrter Phase. Die Kompensationskapazitäten werden so abgeglichen, daß sie den Streukapazitäten des Sensorelementes entsprechen. Der Linearitätsfehler der Auswertung wird durch diese Kompensation auf ca. $\pm 0,1\%$ reduziert. Nicht zuletzt stellt diese Lösung diejenige mit der geringsten Verfälschung des Skalenfaktors durch elektrostatische Kräfte dar.

3.2 Kraftkompensationsprinzip

Beim Kraftkompensationsprinzip (*Force-balancing servo technique, Lageregelung*) zur Messung von Beschleunigungen wird die Auslenkung x einer seismischen Masse aus ihrer Ruhelage durch eine Regelschleife auf $x=0$ gehalten. Die dazu notwendige Kraft, die bei mikromechanischen kapazitiven Sensorelementen elektrostatisch erzeugt wird, ist dann ein Maß für die zu messende Beschleunigung. In dieser Arbeit werden die Bezeichnungen (*elektrostatische*) *Kompensationskraft* und *Ablenkkraft* synonym verwendet, obwohl genaugenommen diese Kraft nicht mit dem Ziel einer Ablenkung, sondern zum Zwecke einer Kompensation der Trägheitskraft erzeugt wird. Entsprechend wird auch unter *Ablenkspannung* die Spannung zur Erzeugung der elektrostatischen Kompensationskraft verstanden.

Die Idee bei dieser Auswertemethode ist eine Verlagerung der Nichtlinearitätsproblematik von der Auslenkungsabtastung auf die Erzeugung der Kompensationskraft sowie eine Linearisierung des Frequenzganges, der dadurch weitgehend unabhängig von den toleranzbehafteten Parametern des Sensorelementes wird.

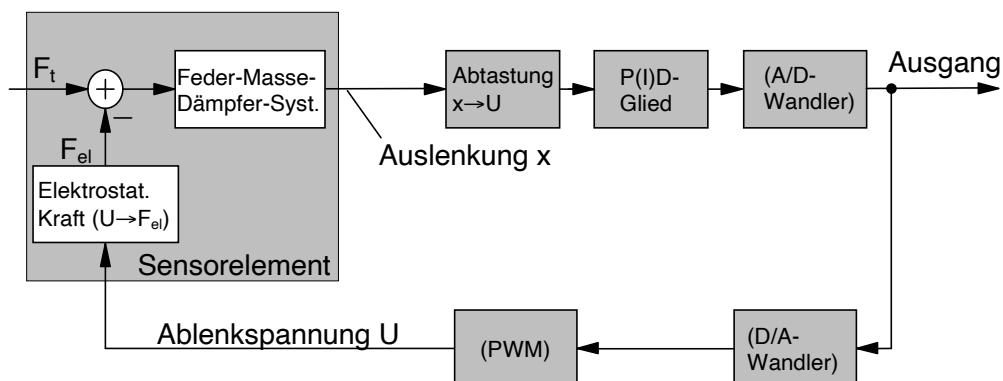


Abbildung 3.2-1: Grundsätzliche Struktur einer Kraftkompensationsauswertung

Um die zu messenden, an der seismischen Masse angreifenden Trägheitskräfte auszuregeln, muß das Sensorelement in einen PD-Regelkreis mit hoher Schleifenverstärkung eingefügt werden. Die Trägheitskraft (Meßgröße) wird durch eine elektrostatische Kraft ausgeglichen. Der P-Anteil des Reglers wirkt hierbei als zusätzliche ("elektrische") Feder, der D-Anteil als Dämpfer. Das Gesamtsystem besitzt wie auch das Sensorelement eine Übertragungsfunktion zweiter Ordnung. Bei ausreichender Schleifenverstärkung ist die Resonanzfrequenz jedoch gegenüber der ursprünglichen mechanischen Resonanzstelle weit nach oben verschoben. Die Eigenschaften wie Temperaturabhängigkeit und nutzbare Bandbreite werden praktisch ausschließlich durch die elektronisch erzeugte Feder und den elektronisch erzeugten Dämpfer bestimmt. Die Auslenkung der seismischen Masse ist für Beschleunigungen innerhalb des Meßbereiches so gering, daß die Linearitätsfehler der Auslenkungsabtastung nicht ins Gewicht fallen. Die Linearität ist daher nur noch von der Umsetzung der Stellspannung in die elektrostatische Ablenkraft abhängig.

Abbildung 3.2-1 zeigt das allgemeine Schema einer kraftkompensierten Auswerteschaltung für MKB. Zeitkontinuierliche Regelkreise in Analogtechnik, Systeme mit *Pulsbreiten-Krafrückkopplung* und *elektromechanische Sigma-Delta-Wandler* können alle als Abwandlungen des skizzierten Grundprinzips betrachtet werden.

3.2.1 Analogregler

Verzichtet man in Abbildung 3.2-1 auf die Blöcke A/D-Wandler, D/A-Wandler und PWM (Pulsbreitenmodulator), so liegt eine zeit- und wertkontinuierliche Auswerteschaltung nach dem Kraftkompensationsprinzip vor. Da die Auslenkungsabtastung bei kapazitiven Sensorelementen nicht im Basisband erfolgen kann, sondern mittels eines Trägerfrequenzverfahrens geschehen muß, gelten jedoch auch hier die Gesetzmäßigkeiten eines Abtastsystems. Für die Probemassenauslenkung muß also sichergestellt sein, daß diese nur vernachlässigbare Frequenzanteile oberhalb der halben zur Auslenkungsabtastung verwendeten Trägerfrequenz enthält. Das Anti-Aliasing-Filter für diese Abtastung ist durch das Sensorelement selbst gegeben und weist daher nur eine Filterflanke von 40dB/Dekade auf. Die Trägerfrequenz muß daher ausreichend hoch gewählt werden. Die im Forschungszentrum entwickelte, in Hybridtechnik aufgebaute Auswerteschaltung [22] arbeitet nach diesem Prinzip (Abbildung 3.2-2). Die Trägerfrequenz für die Probemassen-Auslenkungsabtastung beträgt hier 250kHz.

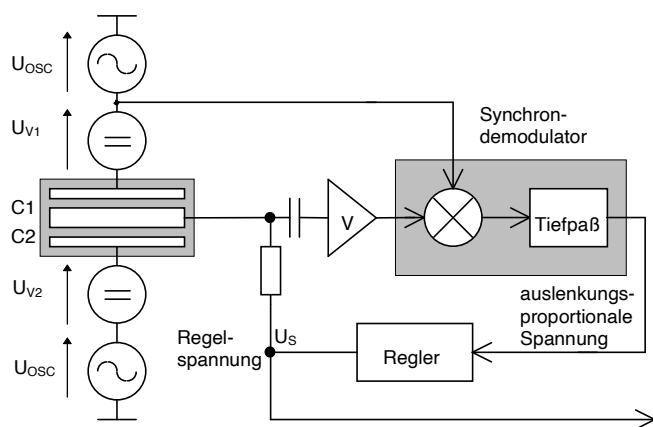


Abbildung 3.2-2: Blockschaltbild der Hybrid-Auswerteschaltung des FZK

3.2.2 Elektromechanischer Sigma-Delta-Wandler

Fügt man A/D-Wandler (ADC) und D/A-Wandler (DAC) gemäß Abbildung 3.2-1 ein, so erhält man eine Auswerteschaltung mit digitalem Ausgangssignal. Dadurch, daß zur Krafrückkopplung nicht direkt der Ausgangswert des Reglers benutzt wird, sondern bereits das quantisierte Signal, gibt der Mittelwert der Ausgangsdaten über lange Zeit den Eingangswert exakt wieder, auch wenn ADC und DAC nur wenige Quantisierungsstufen aufweisen. Man spricht von einem *elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler*. Voraussetzung ist dabei eine relativ hohe Abtastfrequenz von ADC/DAC.

Eine besonders einfache und robuste Schaltung erhält man, wenn man 1-Bit-ADC/DAC verwendet. Der ADC reduziert sich dabei auf einen Komparator, der DAC stellt eine einfache geschaltete (Spannungs-)Quelle dar. Die inhärente pulsbreitenmodulierte Krafrückkopplung garantiert eine optimale Linearität auch bei asymmetrischem Sensorelement. Trotz der sehr groben zweiwertigen Quantisierung genügt eine gerade auf einem ASIC leicht realisierbare Abtastfrequenz, um einen hervorragenden Rauschabstand zu erzielen. Als Faustformel für den Rauschabstand gilt bei großen Überabtastungsfaktoren N (vgl. Abschnitt 4.1.1):

$$SNR = 15dB \cdot \lg N \quad (3.2-1)$$

Bei 256-facher Überabtastung, also z.B. einer Nutzbandbreite von 1kHz und einer Abtastrate von 512kHz, ergeben sich 120dB [21].

3.2.3 Möglichkeiten der Krafrückkopplung

Analogspannungsrückführung (FZK)

Um bei einem MKB eine wertkontinuierliche Stellspannung U_S in eine dazu proportionale elektrostatische Kraft F_e umzusetzen, ist es notwendig, die beiden Sensorhälften mit entgegengesetzt gepolten Gleichspannungen U_{V1} , U_{V2} vorzuspannen. Überlagert man diesen Spannungen nun gleichsinnig eine (variable) Stellspannung U_S , so gilt:

$$F_e = F_{e1} - F_{e2} = \frac{\epsilon A_1 (U_S - U_{V1})^2}{2(d_0 - x)^2} - \frac{\epsilon A_2 (U_S + U_{V2})^2}{2(d_0 + x)^2} \quad (3.2-2)$$

Unter der Voraussetzung der Symmetrie ($x=0$, $A_1=A_2=A$, $U_{V1}=U_{V2}=U_V$) wird daraus:

$$F_e = \frac{\epsilon A (U_V - U_S)^2}{2d_0^2} - \frac{\epsilon A (U_V + U_S)^2}{2d_0^2} = \frac{2\epsilon A U_V U_S}{d_0^2} \sim U_S \quad (3.2-3)$$

Diese Proportionalität gewährleistet die Linearität des Meßsystems. Die Forderung nach Symmetrie beinhaltet vor allem die Notwendigkeit exakt gleicher Flächen A_1 , A_2 der beiden Kondensatoren und daß die Probemasse durch die Elektronik exakt in der geometrischen Mitte (Auslenkung $x=0$) zwischen den feststehenden Elektroden gehalten wird. Ist das Sensorelement unsymmetrisch oder verstimmten unsymmetrische Streukapazitäten die Sollstellung der Probemasse bei $x=0$, so ist die Spannungs-Kraft-Umsetzung mit Linearitätsfehlern behaftet. Durch unsymmetrische

Rückführung der Stellspannung, unsymmetrische Vorspannungen sowie unsymmetrische Trägerfrequenzeinkopplung kann ein Ausgleich der Linearitätsfehler erster Ordnung erreicht werden. Dieses Vorgehen, das in [33] angewendet wird, erfordert aber einen großen Schaltungs- und Abgleichaufwand.

Die Hybrid-Auswerteschaltung des Forschungszentrums (Abbildung 3.2-2) führt die Stellspannung U_S an der Probemasse zu, somit besteht hier zu einer unsymmetrischen Stellspannungseinkopplung keine Möglichkeit. Auch die Vorspannungen U_{V1} , U_{V2} sind betragsmäßig gleich und nicht abgleichbar, ebenso die auf beide Sensorhälften aufgeschalteten Trägerfrequenzspannungen. Linearitätsfehler im Zehntel-%-Bereich sind daher je nach Sensorelement nicht vermeidbar.

Pulsbreitenmodulierte Rückführung

Bei der Pulsbreitenmodulation (*pulse width modulation*, PWM) der Kompensationskraft wird mit hoher Frequenz zwischen zwei konstanten Kräften hin- und hergeschaltet, indem entweder die eine oder die andere Hälfte des Sensorelementes mit einer festen Ablenkspannung beaufschlagt wird [12]. Das Tastverhältnis, mit dem dies geschieht, bestimmt die wirksame Kraft. Da hier an der trägen Probemasse bei ausreichend hoher Pulsrate *zeitlich* gemittelt wird, ist diese Umsetzung des Tastverhältnisses in eine elektrostatische Kraft sehr linear. Die Stellgröße für die Kraftkompensation (Reglerausgang) muß allerdings zunächst linear in ein Tastverhältnis umgesetzt werden.

Auch bei der pulsbreitenmodulierten Kraftrückkopplung ist Voraussetzung, daß die Probemasse in engen Grenzen in Mittelstellung gehalten wird, damit die beiden Kräfte, zwischen denen umgeschaltet wird, konstant sind.

Unsymmetrien des Sensorelementes dagegen beeinträchtigen nicht die Linearität der Umsetzung, so wie dies bei der Analogspannung-Rückführung der Fall ist (vgl. Abschnitt 3.2.3). Die Unsymmetrien bewirken zwar eine Verschiebung des Nullpunktes des Meßsystems, beeinträchtigen aber nicht die lineare Umsetzung des Tastverhältnisses in die Kompensationskraft.

Besonders einfach gestaltet sich die Erzeugung der pulsbreitenmodulierten Kraftkompensationsspannungen im Falle diskreter Werte, also beim elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler (vgl. Abschnitt 3.2.2). Die nötigen diskreten Werte des Tastverhältnisses lassen sich mit großer Genauigkeit aus einem höherfrequenten Quarztakt auszählen. Im Falle des 1-Bit-Sigma-Delta-Wandlers existieren sogar nur zwei diskrete Werte für den in einem Abtastzyklus auszugebenden Kraftrückkopplungspuls, nämlich positiver Maximalwert und negativer Maximalwert.

3.2.4 Durchschlagsfeldstärke in MKB

Die üblicherweise für trockene Luft bei Raumtemperatur und Normaldruck angegebene Durchschlagsfeldstärken von ca. 30kV/cm nimmt für Spaltweiten unterhalb von 1mm stark zu. Einem in [33], S.13, abgedruckten Diagramm ist zu entnehmen, daß die Durchschlagsfeldstärke bereits für Spalte von 100µm auf

100kV/cm=10V/ μ m angestiegen ist. Eine Kraftkompensationsspannung von 20V wäre also bei einem Sensorelement mit der relativ kleinen Spaltweite von 2 μ m noch zulässig. Für die in dieser Arbeit betrachteten Auswerteschaltungen stellen also mögliche elektrische Durchschläge in den Kondensatorspalten des Sensorelementes kein Problem dar.

3.2.5 Trennung von Abtastung und Kraftkompensation

Im Frequenzbereich

Beim Modulationsverfahren (Hybrid-Auswerteschaltung des FZK [22], Abbildung 3.2-2) erfolgt die Trennung von Abtastung und Kraftkompensation im Frequenzbereich, da die Ablenkspannung im Basisband auf das Sensorelement aufgeschaltet wird, die Auslenkungsabtastung aber im trägerfrequenten Bereich geschieht. Der Nachteil im Hinblick auf eine ASIC-Integration ist hier, daß lineare und breitbandige Analogverstärker benötigt werden, die besondere Halbleiterprozesse erfordern und einen hohen Leistungsverbrauch aufweisen. Außerdem ist die Frequenzbandbreite, in der die Kraftkompensation wirksam ist, relativ gering wegen der auf den Demodulator folgenden Tiefpaßfilter. Es zeigt sich, daß bei einer Trägerfrequenz von 200kHz bereits für Frequenzen ab 20kHz keine Kraftkompensation mehr erreicht werden kann. Anregungen außerhalb des Nutzbandes können somit leicht zu unerwünschten Auslenkungen der Probemasse führen. Weiterhin läßt sich das Modulationsverfahren nicht mit einer pulsbreitenmodulierten Krafrückkopplung kombinieren, sondern erlaubt nur die Rückführung einer Analogspannung im Basisband.

Im Zeitbereich

Alle ASIC-Lösungen (z.B. [9]), die in der verwendeten Literatur beschrieben sind, arbeiten mit einer zeitlichen Trennung von Probemassen-Auslenkungsabtastung und Kraftkompensation. Die Probemassen-Auslenkungsabtastung und die Kraftkompensation greifen also abwechselnd auf das Sensorelement zu. Die Auslenkungsabtastung erfolgt durch Auswertung der auf der Probemasse entstehenden Ladung, wenn die Außenelektroden mit geeigneten Spannungssprüngen beschaltet werden (vgl. Abschnitt 3.1.1). Während der Kraftkompensationsphase werden Spannungen zur elektrostatischen Ablenkung der Probemasse an das Sensorelement angelegt. Das Prinzip der zeitlichen Trennung von Auslenkungsabtastung und Kraftkompensation impliziert eine *zeitdiskrete* Arbeitsweise der Rückkopplungsschleife.

Getrennte Elektroden

Manche Si-Sensorelemente besitzen getrennte Elektroden für Abtastung und Ablenkung (z.B. in [21]). Da hier aber die maximal verfügbare Elektrodenfläche geteilt werden muß, ergibt sich kein prinzipieller Vorteil, Entkopplungsprobleme ergeben sich auch hier durch die enge Nachbarschaft der Elektrodenpaare.

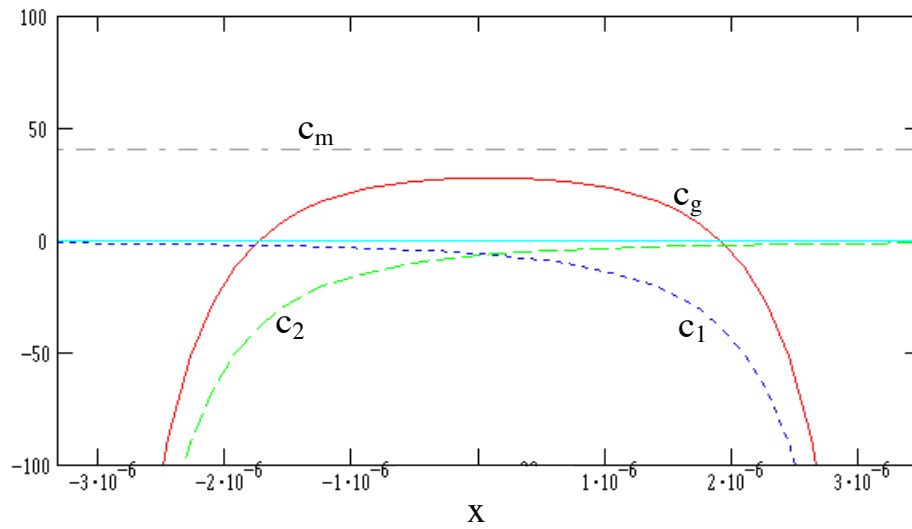


Abbildung 3.2-3: Effektive Federkonstante c_g (N/m) über der Probemassenauslenkung x (m)

3.2.6 Zustandekommen und Effekt der „negativen Feder“

In jeder Auswerteschaltung nach dem Kraftkompensationsprinzip werden auf das MKB Spannungen zur elektrostatischen Kraftkompensation, aber auch zur Probemassen-Auslenkungsabastung aufgeschaltet. Durch die Abhängigkeit der elektrostatischen Kräfte in den Sensorhälften von den Spaltweiten ergibt sich damit stets eine „negative Feder“, die zu der mechanischen Aufhängung der Probemasse mit der Federkonstante $c_m > 0$ parallel liegt. Die Feder-„Konstante“ dieser „negativen Feder“ ist zudem gar nicht konstant, sondern neben den Ablenkspannungen vor allem von der Auslenkung x der Probemasse abhängig. Die Beiträge der beiden Sensorhälften mit der Ruhe-Spaltweite d_0 errechnen sich aus der Formel für die elektrostatische Kraft in einem Plattenkondensator:

$$F_{el} = \pm \frac{1}{2} \varepsilon A \frac{U_{eff}^2}{(d_0 \pm x)^2} \quad (3.2-4)$$

$$c_{el} = \frac{dF_{el}}{dx} = -\varepsilon A U_{eff}^2 \frac{1}{(d_0 \pm x)^3} < 0$$

U_{eff} ist hierbei der Effektivwert der Spannung an der jeweiligen Sensorhälfte. Dieser kann sich aus Gleich- und Wechselanteilen zusammensetzen. Enthält die Spannung Wechselanteile, so behält die Formel Gültigkeit, wenn die Frequenz dieser Wechselanteile so hoch ist, daß keine nennenswerte Wechselbewegung der trägen Probemasse resultiert. Diese Bedingung ist bei den vorliegenden Sensorelementen für Frequenzen oberhalb einiger 10kHz erfüllt.

Abbildung 3.2-3 zeigt die effektiv wirksame Federkonstante c_g in einem in jeder Hälfte mit einer Effektivspannung von 3,35V vorgespannten 1g-LIGA-Sensorelement mit $c_m=40$. Es sind c_1 und c_2 die (negativen) Beiträge durch die elektrostatischen Kräfte in den Sensorhälften.

Für den Betriebsfall ist die negative Federkonstante für $x \approx 0$ bedeutsam. Durch sie wird die mechanische Federkonstante c_m reduziert oder sogar überwogen. Die Folge ist ein Absinken der mechanischen Resonanzfrequenz bzw. eine imaginäre Resonanzfrequenz, die einem instabilen Gleichgewicht bei einer Probemassenauslenkung von $x=0$ gleichkommt. Regelungstechnisch gesehen stellt ein solchermaßen vorgespanntes Sensorelement eine instabile Regelstrecke dar, die aber bei entsprechender Auslegung der Übertragungsglieder in der Rückkopplungsschleife korrekt geregelt werden kann. Wegen der im Betriebsfall kleinen Auslenkungen x kann die eigentlich nichtlineare Regelstrecke (das Sensorelement) für den Betriebsfall linear modelliert werden. Das Übertragungsverhalten des Sensorelementes, das durch die „negative Feder“ modifiziert wird, ist für das Rauschspektrum der kraftkompensierten Auswertung von Bedeutung (vgl. Abschnitt 3.3.1)

3.2.7 Problematik der anhaftenden Probemasse

Während die Spaltweitenabhängigkeit der elektrostatischen Kräfte im MKB für den Betriebsfall ($x \approx 0$) die Wirkung einer „negativen Feder“ hat, so ergibt sich für größere Auslenkungen x der Probemasse eine besondere Problematik. Größere Auslenkungen der Probemasse können nach dem Einschalten oder nach Übersteuerung (zu hohe Meßbeschleunigung) des Meßsystems auftreten. Wie später noch gezeigt werden wird, sind für die kraftkompensierte Auswertung MKBs mit geringer mechanischer Federkonstante zu bevorzugen, was das Auftreten größerer Probemassenauslenkungen begünstigt. Durch die quadratische Abhängigkeit der elektrostatischen Kraft vom Kehrwert der Spaltweite nimmt die elektrostatische Kraft für eine Annäherung der Probemasse an eine der feststehenden Elektroden unbeschränkt zu, falls an dieser Sensorhälfte eine von Null verschiedene Spannung anliegt. Letzteres ist nie ganz zu vermeiden, da zum Zwecke der Auslenkungsabtastung Spannungssprünge aufgeschaltet werden müssen. Allerdings wird eine reale Auswerteschaltung der kollabierten Sensorhälfte mit ihrer sehr hohen Kapazität auch keine Konstantspannung aufprägen können, daher wird die elektrostatische Kraft in dieser Sensorhälfte nicht wirklich gegen unendlich gehen. Dennoch besteht die Gefahr, daß sich die Probemasse an eine der Außenelektroden anlegt und nicht wieder gelöst werden kann. Entsteht ein elektrischer Kurzschluß, so bildet sich möglicherweise eine Schwingung aus, natürliches Oxid (bei Si-Elementen) kann aber auch für eine Isolation sorgen. Es

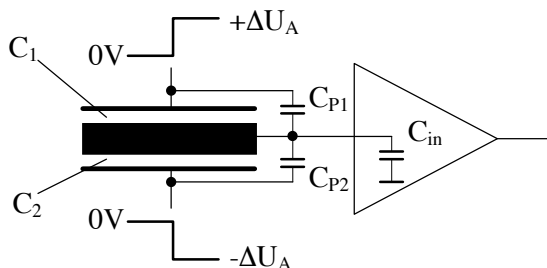


Abbildung 3.2-4: Zur Berechnung der Kräfte durch den Abtastvorgang

handelt sich in jedem Fall um einen unerwünschten Zustand, der eintritt, wenn sich die Probemasse außerhalb eines Fangbereichs der Regelschleife befindet. Ob und welche Maßnahmen erforderlich sind, um wieder in den Normalbetrieb zurückzukehren, muß unter Betrachtung der verwendeten Sensorelement-Beschaltung genauer untersucht werden.

Gegeben sei eine Abtastschaltung, bei der die Probemasse an einen Verstärkereingang mit der rein kapazitiven Eingangsimpedanz C_{in} angeschlossen ist. Auf die beiden vorher entladenen Sensorhälften mit den aktiven Kapazitäten C_1 und C_2 und den parasitären Kapazitäten C_{P1} und C_{P2} werden zum Zwecke der Probemassen-Auslenkungsabtastung gegenphasige Spannungssprünge vom Betrag ΔU_A aufgeschaltet (Abbildung 3.2-4). Die in der Abbildung obere Sensorhälfte sei auf eine infinitesimal kleine Spaltweite kollabiert. Man kann nun die Anziehungskraft in der kollabierten Sensorhälfte abschätzen, wenn man berücksichtigt, daß diese Kraft von der auf diese Hälfte aufgetragenen *Ladung* ausgeht, die aufgrund der rein kapazitiven Eingangsimpedanz des Verstärkers *endlich* ist. Für einen Plattenkondensator mit der Kapazität C , der Fläche A und dem Plattenabstand d gilt:

$$F_{el} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon A}{d^2} \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon A}{d^2} \cdot \left(\frac{Q}{C} \right)^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon A}{d^2} \cdot \frac{d^2}{\epsilon^2 A^2} \cdot Q^2 = k_F \cdot Q^2 \quad \text{mit } k_F = \frac{1}{2\epsilon A}. \quad (3.2-5)$$

Die Proportionalitätskonstante k_F ist für beide Sensorhälften gleich und unabhängig von den Spaltweiten. Da die Kapazität C_1 der kollabierten Sensorhälfte groß gegen alle anderen beteiligten Kapazitäten ist, folgt die Spannung an der Probemasse praktisch der Spannung an der in Abbildung 3.2-4 oberen feststehenden Elektrode. Die untere Sensorhälfte weist durch die gegenüber dem Ruhezustand verdoppelte Spaltweite nur noch etwa die Hälfte der (aktiven) Ruhekapazität C_0 des Sensorelementes auf, also $C_2 = C_0/2$. Damit berechnet sich die durch die aufgeschalteten Spannungssprünge auf die obere Sensorhälfte aufgetragene Ladung Q_1 zu:

$$Q_1 = \Delta U_A \cdot (C_{in} + 2C_2 + 2C_{P2}) = \Delta U_A \cdot (C_{in} + C_0 + 2C_{P2}). \quad (3.2-6)$$

Die auf die untere Sensorhälfte aufgetragene Ladung Q_2 erzeugt dort eine elektrostatische Kraft, die der Kraft in der oberen Hälfte entgegenwirkt. Diese Ladung berechnet sich zu

$$Q_2 = 2 \cdot \Delta U_A \cdot C_2 = \Delta U_A \cdot C_0. \quad (3.2-7)$$

Die interessierende, nach oben gerichtete Gesamtkraft $F_{el,A}'$ ergibt sich aus der Differenz beider Kraftbeiträge und ist gegeben durch

$$\begin{aligned} F_{el,A}' &= k_F \cdot Q_1^2 - k_F \cdot Q_2^2 = k_F \cdot (Q_1^2 - Q_2^2) = \\ &= \dots = k_F \cdot U_A^2 \cdot (C_{in}^2 + 2C_{in}C_0 + 4C_{in}C_{P2} + 4C_0C_{P2} + 4C_{P2}^2). \end{aligned} \quad (3.2-8)$$

Die Betrachtung zeigt, daß die Kraft in der kollabierten Sensorhälfte nicht etwa unendlich groß ist, sondern auch bei infinitesimal kleiner Spaltweite einen endlichen Wert hat. Um zu ermitteln, unter welchen Bedingungen das kraftkompensierte System ohne besondere Maßnahmen den Betriebszustand erreicht, setzt man die durch die Probemassen-Auslenkungsabtastung hervorgerufene Kraft $F_{el,A}$ zu der erzeugbaren Kompensationskraft $F_{el,K}$ ins Verhältnis. Für die weitere Betrachtung sei ein kraftkompensiertes Auswertesystem mit zeitlich abwechselnden Auslenkungsabtast- und Kraftkompensationsphasen angenommen. t_A , t_K seien die Zeitintervalle für Abtast- bzw. Kraftkompensationsphase in einem Ablaufzyklus, der demnach insgesamt die zeitliche Länge $t_A + t_K$ besitzt. Es wird angenommen, daß in der ersten zeitlichen Hälfte der Abtastphase an beiden Sensorhälften 0V anstehen,

und in der zweiten zeitlichen Hälfte der Abtastphase $+\Delta U_A$ bzw. $-\Delta U_A$. Die in Gleichung (3.2-8) berechnete elektrostatische Kraft $F_{el,A}'$ ist also während eines Ablaufzyklus nur während der Zeit $t_A/2$ wirksam. Die effektive, durch die Auslenkungsabtastung hervorgerufene Kraft $F_{el,A}$ ist also für hohe Abtastfrequenzen, d.h. ausreichend kurzes t_A+t_K , gegeben durch

$$\begin{aligned} F_{el,A} &= F_{el,A}' \cdot \frac{t_A/2}{t_A+t_K} = \\ &= \frac{t_A/2}{t_A+t_K} \cdot k_F \cdot U_A^2 \cdot (C_{in}^2 + 2C_{in}C_0 + 4C_{in}C_{P2} + 4C_0C_{P2} + 4C_{P2}^2) \end{aligned} \quad (3.2-9)$$

Für die Kraftkompensation habe man die Spannung U_K zur Verfügung. Für die damit während der Kraftkompensationsphase erzeugbare Kompensationskraft $F_{el,K}'$ gilt, da in dieser Phase die kollabierte Sensorhälfte spannungs- und damit kraftfrei gehalten werden kann,

$$F_{el,K}' = k_F \cdot (U_K \cdot C_2)^2 = k_F \cdot \left(U_K \cdot \frac{C_0}{2} \right)^2 = k_F \cdot U_K^2 \cdot \frac{1}{4} C_0^2. \quad (3.2-10)$$

Diese Kraft ist während eines Ablaufzyklus für die Zeitdauer t_K wirksam, die effektive Kompensationskraft $F_{el,K}$ ist daher

$$F_{el,K} = F_{el,K}' \cdot \frac{t_K}{t_A+t_K} = k_F \cdot (U_K \cdot C_2)^2 \cdot \frac{t_K}{t_A+t_K} = \frac{t_K}{t_A+t_K} \cdot k_F \cdot U_K^2 \cdot \frac{1}{4} C_0^2. \quad (3.2-11)$$

Setzt man $F_{el,A}$ und $F_{el,K}$ ins Verhältnis, so erhält man

$$\begin{aligned} \frac{F_{el,A}}{F_{el,K}} &= \left(\frac{t_A/2}{t_K} \right) \cdot \left(\frac{\Delta U_A}{U_K} \right)^2 \cdot \frac{(C_{in}^2 + 2C_{in}C_0 + 4C_{in}C_{P2} + 4C_0C_{P2} + 4C_{P2}^2)}{\frac{1}{4}C_0^2} \\ &= 2 \cdot \left(\frac{t_A}{t_K} \right) \cdot \left(\frac{\Delta U_A}{U_K} \right)^2 \cdot \frac{(C_{in}^2 + 2C_{in}C_0 + 4C_{in}C_{P2} + 4C_0C_{P2} + 4C_{P2}^2)}{C_0^2} \end{aligned} \quad (3.2-12)$$

Gleichung (3.2-12) zeigt erwartungsgemäß, daß kleine parasitäre Kapazitäten und eine geringe Verstärker-Eingangskapazität anzustreben sind, um möglichst viel Kraft zum Lösen der Probemasse zur Verfügung zu haben. Ist beispielsweise $U_K=10V$, $\Delta U_A=2,5V$, $t_A/t_K=1/2$, $C_0=5pF$, $C_{P1}=C_{P2}=3pF$ und $C_{in}=2pF$ gegeben, so ergibt sich zahlenmäßig

$$\begin{aligned} \frac{F_{el,A}}{F_{el,K}} &= 2 \cdot \left(\frac{t_A}{t_K} \right) \cdot \left(\frac{\Delta U_A}{U_K} \right)^2 \cdot \frac{(C_{in}^2 + 2C_{in}C_0 + 4C_{in}C_{P2} + 4C_0C_{P2} + 4C_{P2}^2)}{C_0^2} \\ &= 1 \cdot \left(\frac{2,5}{10} \right)^2 \cdot \frac{(2^2 + 2 \cdot 2 \cdot 5 + 4 \cdot 2 \cdot 3 + 4 \cdot 5 \cdot 3 + 4 \cdot 3^2)}{5^2} = 0,36 \end{aligned} \quad (3.2-13)$$

In diesem realistischen Beispiel wird also die verfügbare Kompensationskraft um maximal etwa 36% durch die Probemassen-Abtastung gemindert. Die verbleibende Kompensationskraft muß nun natürlich noch eine eventuelle externe Trägheitskraft (z.B. aus der Erdbeschleunigung) ausgleichen können. Da die Spaltweite in der nicht kollabierten Sensorhälfte verdoppelt ist, beträgt die kompensierbare Beschleunigung

nur noch ein Viertel der halben Meßspanne. Will man also die Erdbeschleunigung von 1g beim Einschalten des Systems noch kompensieren können, so muß man allein hierfür eine Ablenkspannung bereitstellen, die im Normalbetrieb für eine Meßspanne von $\pm 4g$ ausreicht! Die oben hergeleitete Minderung der verfügbaren Kompensationskraft macht noch höhere Spannungen nötig. Ein System mit einer kleineren Meßspanne als z.B. $\pm 7g$ muß also nach dem Einschalten oder nach Übersteuerung in der Lage sein, vorübergehend eine erhöhte Ablenkspannung auszugeben.

Steht keine ausreichend hohe Spannung zur Verfügung oder kann aus schaltungstechnischen Gründen die für die Probemassen-Auslenkungsabtastung auf die Sensorhälften aufgebrachte Ladung nicht begrenzt werden (Ladungsverstärker-Eingang, Clipping-Dioden am Eingang, etc.), so existiert ein von „verbotenen Bereichen“ begrenzter Fangbereich. Die Regelschleife, deren P-Anteil eine sehr starke „elektrische“ positive Federkonstante erzeugt, stabilisiert sich daher nur unter der Bedingung, daß die Probemasse beim Einschalten der Schaltung nicht zu weit aus der Mittellage ausgelenkt war. Auch darf eine Beschleunigung jenseits der Meßspanne die Probemasse nicht in die verbotenen Auslenkungsbereiche bringen, andernfalls wird sie sich durch die elektrostatische Kraft an die betroffene Außenelektrode anlegen und das Meßsystem ist nicht mehr funktionsfähig. Solche verbotenen Bereiche lassen sich am einfachsten vermeiden, wenn man die Sensorelemente mit Anschlägen ausrüstet, die die Auslenkung der Probemasse so begrenzen, daß sich die Spaltweiten nur bis auf z.B. drei Viertel ihres Ruhemaßes verkleinern können.

Im Falle fehlender entsprechender Anschläge im Sensorelement existiert noch die Alternative eines besonderen Start-Ablaufes. Die Auswerteschaltung muß den Zustand einer anhaftenden Probemasse erkennen und im Bedarfsfalle die zur Auslenkungsabtastung benutzten Spannungen ausreichend reduzieren. Anschließend wird die Probemasse durch einen Spannungspuls auf die nicht kollabierte Sensorhälfte wieder in den Arbeitsbereich gebracht. Danach kann wieder auf den normalen Betrieb der Regelschleife umgeschaltet werden. Mit dieser Maßnahme kann allerdings nur der im Falle des Anhaftens der Probemasse störende Effekt der Auslenkungsabtastung beseitigt werden, die Notwendigkeit einer ausreichend hohen Ablenkspannung zur Rückkehr in den Normalbetrieb besteht weiterhin. Muß man mit MKBs ohne Anschläge auskommen, so ist die einfachste Alternative sicher eine Auswerteschaltung, die von sich aus mit relativ kleinen Auslenkungsabast-Spannungen auskommt, einen rein kapazitiven Verstärker-eingang besitzt und ausreichend hohe Ablenkspannungen liefern kann. Nach oben Gezeigt ist dann immer eine eigenständige Rückkehr in den Normalbetrieb möglich.

In der Praxis besteht die Problematik des Probemassen-Anhaftens in der geschilderten Schärfe allerdings nur, wenn MKB mit sehr weicher Probemassenaufhängung, also „federlose“ Sensorelemente, verwendet werden. Bei ursprünglich für die Auslenkungsabast-Auswertung konzipierten MKB wird die Probemassenaufhängung in den meisten Einsatzfällen dafür sorgen, daß sich die Probemasse beim Einschalten im Fangbereich der Regelschleife befindet. Die

obigen Überlegungen sind aber gerechtfertigt, da, wie anfangs angedeutet, die „federlosen“ MKB für die kraftkompensierte Auswertung zu bevorzugen sind.

3.3 Vergleich von Abtast- und Kraftkompensationsprinzip

Eine grundsätzliche Entscheidung bei der Konzeption eines Beschleunigungssensorsystems betrifft die Auswahl zwischen den beiden vorgestellten Auswerteprinzipien. Für ein hochauflösendes System stellt sich zunächst die Frage nach der jeweils erreichbaren Auflösung, außerdem müssen jeweils Vor- und Nachteile abgewogen werden, die vor allem Linearität, Empfindlichkeit gegenüber Bauelementetoleranzen, Spannungsversorgung, Meßspanne und die Anforderungen an die Sensorelemente betreffen.

3.3.1 Erreichbare Auflösung

Das thermische Eigenrauschen des Sensorelementes ist eine gleichverteilte Rauschkraft, auf die man bei gegebenem Element keinen Einfluß hat. Sie überlagert sich als Störbeschleunigung direkt der Meßgröße und ist unabhängig von der Auswerteschaltung nicht mehr von dieser zu trennen. Das Rauschen der Auswerteelektronik kann dagegen minimiert werden und es stellt sich die Frage, mit welchem Auswerteverfahren hier die besten Ergebnisse erreicht werden können.

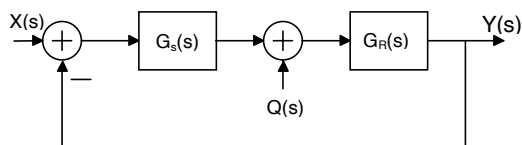


Abbildung 3.3-1: Rausch- u. Signalübertragungsfunktion bei kraftkompensierter Auswertung

Geht man davon aus, daß man das Rauschen der Elektronik als ein der Auslenkung x der Probemasse überlagertes Störsignal mit der Laplace-Transformierten $Q(s)$ betrachten kann, so erkennt man, daß sich die beiden Auswertungsprinzipien Auslenkungsabtastung und Kraftkompensationsprinzip im Hinblick auf den erreichbaren Signal-Rauschabstand in einem Frequenzintervall zunächst nicht unterscheiden. Dies wird am ehesten anschaulich, wenn man bedenkt, daß zwischen Eingangsgröße Beschleunigung und der Größe Auslenkung x der Probemasse bei beiden Auswerteverfahren die (unveränderliche) Übertragungsfunktion $G_S(s)$ des Sensorelementes liegt. Man kann das in der Auslenkungsabtast-Elektronik eingeführte Rauschen in beiden Fällen in gleicher Weise durch Multiplikation mit der Umkehrfunktion der Übertragungsfunktion des Sensorelementes auf eine der Eingangsgröße „Beschleunigung“ überlagerte spektrale Rauschdichte umrechnen. Rechnerisch wird dies deutlich, wenn man für beide Auswerteprinzipien den Quotienten der Signalübertragungsfunktion $G(s)$ und der Störübertragungsfunktion $N(s)$ berechnet. Dieser gibt an, wie Meßsignal $X(s)$ und Störsignal $Q(s)$ im Verhältnis zueinander von der Auswerteschaltung behandelt werden. Für das kraftkompensierte Prinzip erhält man gemäß Abbildung 3.3-1

$$N(s) = \left. \frac{Y(s)}{Q(s)} \right|_{X(s)=0} = \frac{G_R(s)}{1 + G_S(s) \cdot G_R(s)} \quad (3.3-1)$$

$$G(s) = \left. \frac{Y(s)}{X(s)} \right|_{Q(s)=0} = \frac{G_S(s) \cdot G_R(s)}{1 + G_S(s) \cdot G_R(s)}$$

$$\frac{G(s)}{N(s)} = G_S(s).$$

Hierin ist $G_S(s)$ die Übertragungsfunktion des Sensorelementes und $G_R(s)$ die Übertragungsfunktion der Regelelektronik.

Für das Auslenkungsabtast-Prinzip ergibt sich analog dazu (Abbildung 3.3-2)

$$N(s) = \left. \frac{Y(s)}{Q(s)} \right|_{X(s)=0} = 1 \quad (3.3-2)$$

$$G(s) = \left. \frac{Y(s)}{X(s)} \right|_{Q(s)=0} = G_S(s)$$

$$\frac{G(s)}{N(s)} = G_S(s).$$

Die Elektronik hat hier nur die Aufgabe der Auslenkungsabtastung und der Signalverstärkung, ihre Übertragungsfunktion kann daher hier zu 1 angenommen werden.

Es zeigt sich, daß das *Verhältnis* von Meßgrößenantwort und Störantwort *nicht* vom Auswerteprinzip abhängig ist. Beide Auswerteprinzipien unterscheiden sich aber in den Verläufen der Signal- und Störübertragungsfunktionen an sich (Abbildung 3.3-3). Das Auslenkungsabtast-Prinzip hat als Übertragungsfunktion für die Meßgröße die

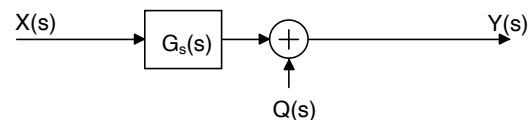


Abbildung 3.3-2: Rausch- und Signalübertragungsfunktion beim Auslenkungsabtast-Prinzip

des Sensorelementes $G(j\omega)=G_S(j\omega)$, dafür ist der Frequenzgang der Störübertragung $N(j\omega)$ flach. Das Kraftkompensationsprinzip führt idealerweise zu einem flachen Frequenzgang $G(j\omega)$ für die Meßgröße, wobei der Frequenzgang $N(j\omega)$ für die Störung (Rauschen) zwangsläufig ansteigt. Um einen optimalen Signal-/Rauschabstand zu erzielen, ist es bei beiden Auswerteschaltungen nötig, das Ausgangssignal mit einem Tiefpaß zu filtern, der nur das Nutzband passieren läßt. Die Ordnung dieses Tiefpasses kann im Falle des Auslenkungsabtast-Prinzips um zwei geringer gewählt werden, da das Sensorelement selbst schon ein Tiefpaßfilter zweiter Ordnung ist.

Die geschilderte Betrachtung gilt allerdings nur unter der Voraussetzung, daß man sowohl für die reine Abtast-Auswertung als auch für die kraftkompensierte Auswertung die gleiche Auslenkungsabtast-Schaltung verwendet. Hierbei wird außer acht gelassen, daß sich beim kraftkompensierten Verfahren die Abtastung und die Kraftkompensation die Bandbreiten- bzw. Zeitressourcen teilen müssen, was der kraftkompensierten Auswertung im Zweifelsfalle natürlich eher zum Nachteil gereicht, insbesondere wenn man die Notwendigkeit einer guten Entkopplung beider

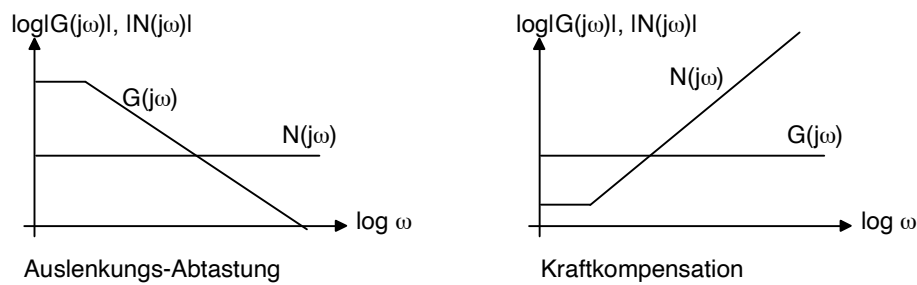


Abbildung 3.3-3: Vergleich von Rausch- und Signalübertragungsfunktionen

Funktionen bedenkt. Die im Folgenden aufgezeigten Vorteile der kraftkompensierten Auswertung lassen dieses Problem für die meisten Anwendungen jedoch in den Hintergrund treten.

3.3.2 Linearität, Frequenzgang und Robustheit

Die eigentlichen Stärken der kraftkompensierten Auswertung sind die einfach zu erreichende gute Linearität, gerade bei pulsweitenmodulierter Rückkopplung, und der im Wesentlichen durch die Elektronik bestimmte Frequenzgang. Die dadurch gegebene Robustheit gegenüber Parameterstreuungen des Sensorelementes ist gerade in Verbindung mit stark toleranzbehafteten mikromechanischen Sensorelementen und in stückzahlträchtigen Mikrosystemen, wo jeder Abgleichaufwand vermieden werden muß, ein entscheidender Vorteil.

3.3.3 Spannungsversorgung und Meßspanne

Die Versorgungsspannung der Auslenkungsabtast-Schaltung ist nach unten hin nur durch die verwendete Schaltungstechnologie begrenzt, gleichzeitig kann die Meßspanne durch Erhöhen der Federkonstante der Probemassenaufhängung fast beliebig erweitert werden.

Die Schaltung für eine kraftkompensierte Auswertung ist dagegen komplexer und weist deshalb einen höheren Leistungsverbrauch auf. Weiterhin ist die minimale Versorgungsspannung für die kraftkompensierte Auswertung durch die elektrostatische Ablenkempfindlichkeit des Sensorelementes vorgegeben und kann bei gebräuchlichen Sensorelementen für eine Meßspanne von einigen μV bis zu 20V liegen. Es existieren jedoch integrierte Gleichspannungswandler mit gutem Wirkungsgrad, mit denen man diese Hilfsspannung aus der vorhandenen Versorgungsspannung mit wenig Aufwand erzeugen kann.

3.3.4 Temperaturverhalten

Im Hinblick auf das Temperaturverhalten der Elektronik stellen Auslenkungsabtastung und Kraftkompensationsprinzip etwa ähnliche Anforderungen an die Schaltungstechnik. In beiden Fällen müssen wie in auch anderen elektronischen Schaltungen die Temperaturkoeffizienten von Referenzspannungen, Verstärkungsfaktoren, Offset-Spannungen, etc. minimiert werden. In Anbetracht der relativ großen

Temperaturkoeffizienten von MKB in der Größenordnung von 100ppm/K sowohl für Skalenfaktor als auch Offset ist hier jedoch nur begrenzter Aufwand notwendig.

Unterschiede im Temperaturverhalten bezüglich der beiden Auswerteprinzipien existieren bei den Sensorelementen. Beim Auslenkungsabtast-Prinzip geht neben den Temperatureffekten der Elektronik und der temperaturabhängigen Geometrie des Sensorelementes vor allem der Temperatureinfluß auf Neutralpunkt und Federkonstante der Probemassenaufhängung in das Meßergebnis ein. In kraftkompensierten ausgewerteten Sensorelementen wird die Rückstellwirkung der Aufhängung nicht benötigt, daher kann und sollte die Federkonstante dort möglichst klein sein. Auf diese Weise können Offsetfehler (Nullpunktsfehler), die von Kräften in der Probemassenaufhängung herrühren, gering gehalten werden. Solche Kräfte entstehen immer dann, wenn der Feder-Neutralpunkt nicht mit der von der Regelschleife erzwungenen Probemassenauslenkung übereinstimmt. Dies wird ohne besonderen Abgleich wegen der Exemplarstreuungen der Sensorelemente praktisch immer der Fall sein. Die Kräfte sind um so geringer, je geringer die Federkonstante ist.

3.3.5 Sensorelemente

An die Sensorelemente für eine kraftkompensierte Auswertung werden andere Anforderungen gestellt als an solche für die Auswertung per Auslenkungsabtastung. Tabelle 3.3-1 gibt einen Überblick. Der Vergleich macht noch einmal deutlich, daß die Anforderungen an die Einhaltung der Kenngrößen des Sensorelementes beim kraftkompensierten Auswerteprinzip wesentlich geringer sind (vgl. Abschnitt 0).

Tabelle 3.3-1: Anforderungen der Auswerteprinzipien an das Sensorelement

Auswertung:	Auslenkungsabtast-Prinzip	Kraftkompensationsprinzip
Federkonstante:	genau einzuhalten, da sie Skalenfaktor und Frequenzgang vorgibt	möglichst klein, um Offsetfehler und Temperaturdrift klein zu halten
Dämpfung:	$d \approx 1/\sqrt{2}$ eingehalten, da bestimmend für Frequenzgang	möglichst klein für geringes thermisches Rauschen
Anschläge:	dürfen den Ausschlag der Probemasse nur im Überlastfall begrenzen.	reduzieren den Schaltungsaufwand und ermöglichen den zuverlässigen Start des Systems unter allen Bedingungen, sie können sehr eng ausgelegt werden (z.B. Ausschlagsbegrenzung auf $1/4$ der Spaltweite)
Temperaturkompensation:	TK der Teilkapazitäten des MKB ist zu minimieren	TK der elektrostatischen Kraft in den Sensorhälften ist zu minimieren

3.4 Integrierte Auswerteschaltungen

Die Literatur, in der integrierte Auswerteschaltungen für MKB beschrieben werden, ist relativ überschaubar, besonders wenn man nach hochauflösenden Systemen

sucht. Dies liegt natürlich zunächst daran, daß die meisten Veröffentlichungen aus der öffentlichen Forschung stammen, wo der Einsatz solcher anwendungsspezifischen integrierten Schaltungen (ASICs) aus Kostengründen erst in den letzten Jahren Verbreitung gefunden hat.

Industriell entwickelte und hergestellte integrierte Auswerteschaltungen für MKB sind meistens weder einzeln erhältlich noch ist ihre Dokumentation öffentlich zugänglich. Sie werden in der Regel von den Sensorherstellern in Auftrag gegeben und in Verbindung mit den Sensorelementen als komplette Sensoren verkauft. Dabei handelt es sich um stückzahlträchtige Anwendungen (Airbag, Fahrdynamik, Vibration, Stoß), in denen meist keine besondere Auflösung gefordert ist. Die in dieser Arbeit beschriebene Entwicklung zielt jedoch auf ein Mikrosensorsystem mit großer Meßdynamik, wo trotz der weitreichenden Anwendungsmöglichkeiten bisher nur wenige kommerzielle Produkte existieren.

Der anspruchsvollste unter den in der verwendeten Literatur beschriebenen Auswerte-ASICs nach dem Auslenkungsabtast-Prinzip ist der CSEM2003 des Schweizer CSEM [14] bzw. dessen Nachfolgedesign mit Linearitätskorrektur [20]. Auf ihre Funktionsprinzipien wurde bereits weiter oben eingegangen. Für den CSEM2003 wird ein Rauschuntergrund von max. $-110\text{dBV}/\text{Hz}$ bei einem Ausgangsspannungsbereich von $\pm 1,5\text{V}$ angegeben [15]. Der Skalenfaktor für die Beschleunigungsmessung (V/g) und somit die absolute Beschleunigungsauflösung hängen vom angeschlossenen Sensorelement ab.

Das kraftkompensierte ASIC-System mit der höchsten Auflösung, ein elektromechanischer Sigma-Delta-Wandler mit 512kHz Abtastrate, wird in [21] beschrieben, dort liegt allerdings ein Sensorelement mit getrennten Elektroden für Auslenkungsabtastung und Kraftkompensation vor.

Die in der Literatur beschriebenen ASICs sind zumeist Experimentaldesigns von Forschungsinstituten, die nicht kommerziell erhältlich sind. Folgende Bausteine sind bzw. waren zumindest in kleineren Stückzahlen von den angegebenen Firmen zu beziehen:

- CSEM2003 (CSEM, Neuchâtel, Schweiz)
- HT104 (ht-Mikroelektronik GmbH, Duisburg)
- CC310 (Robert Bosch GmbH)

Es sind Auswerteschaltungen nach dem Prinzip der Auslenkungsabtastung, die einen Spannungsausgang besitzen. In [31] wurden die Eigenschaften des HT104 und des CC310 in Verbindung mit einem LIGA-Beschleunigungssensorelement untersucht. Die erreichten Auflösungen bei einer Meßspanne von $\pm 1\text{g}$ liegen im mg -Bereich, die Linearitätsfehler im %-Bereich. Die in 1.3 definierten Anforderungen können mit diesen Bausteinen nicht erfüllt werden.

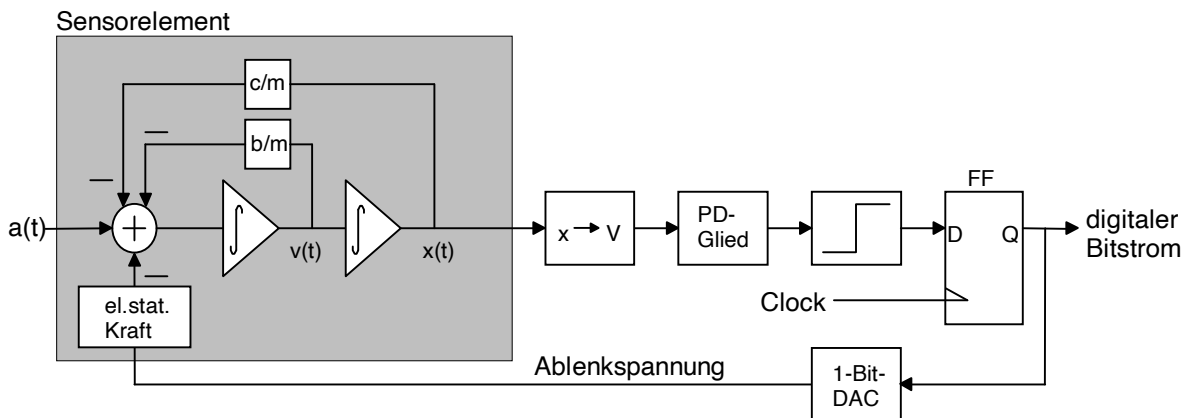


Abbildung 3.5-1: Prinzip des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers

3.5 Auswahl des Auswertepinzips für ein ASIC-Design

Als grundlegendes Auswertepinzip für das zu entwickelnde Sensorsystem wurde zunächst das Kraftkompensationsprinzip festgelegt wegen seiner universellen Einsatzmöglichkeiten und seiner Robustheit gegenüber den Eigenschaften des Sensorelementes. Diese Kriterien waren bereits für die im Forschungszentrum entwickelte Hybrid-Auswerteschaltung nach [22] ausschlaggebend. Die spezielle Wahl fiel auf den *Elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler*. Abbildung 3.5-1 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild des für einen ersten Versuchs-ASIC vorgesehenen Wandlers. Die Aufgabe und Funktion der einzelnen Blöcke wird in einem eigenen Kapitel erläutert. In den folgenden Absätzen werden zunächst die für die Auswahl ausschlaggebenden Gründe diskutiert.

3.5.1 Vorzüge des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers

Früher Übergang in den Digitalbereich

Beim elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler erfolgt innerhalb des Signalpfades der Übergang in den Digitalbereich an frühestmöglicher Stelle. Die Vorzüge der Digitaltechnik, nämlich störsichere, exakt reproduzierbare, leistungssparende Signalverarbeitung und weitestgehende elektronische Designautomation (EDA) können so für den Großteil der Auswerteschaltung genutzt werden. Für ein ASIC-Design ist dies ein entscheidendes Kriterium.

Leistungseinsparung und Linearität durch PWM

Die dem elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler eigene pulsbreitenmodulierte Krafrückkopplung ermöglicht eine sehr leistungssparende Auslegung der Treiberstufen für die Krafrückkopplung, es reichen einfache CMOS-Inverterstufen aus, die die Sensorhälften zwischen lediglich zwei *diskreten* Spannungspegeln umladen (0V und eine Referenzspannung). Hierbei wird ausgenutzt, daß der Regelkreis durch das Festhalten der Probenmasse in der Mittelstellung die

Kapazitäten des Sensorelementes und somit die Belastung der Sensorelement-Treiberstufen konstant hält. In den Treiberstufen erübrigt sich daher eine Gegenkopplung zur Ausregelung schwankender Belastung.

Um dagegen ein MKB mit einer *wertkontinuierlichen* Krafrückkopplungsspannung mit ausreichender Bandbreite anzusteuern, wäre ein gegengekoppelter Breitbandoperationsverstärker nötig, der einen erheblichen Leistungsverbrauch aufweisen würde.

Der 1-Bit-Sigma-Delta-Wandler weist durch seine inhärente pulsbreitenmodulierte Krafrückkopplung eine sehr gute Linearität auf, die auch durch Unsymmetrien des Sensorelementes nicht beeinträchtigt wird (vgl. auch Abschnitt 3.2.3).

Breitbandige Krafrückkopplung

Durch die hohe Abtastrate des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers ist die Kraftkompensation auch für Anregungsfrequenzen, die weit außerhalb des Nutzbandes liegen, wirksam. Dies bedeutet, daß auch solche Anregungen, die im praktischen Betrieb durchaus vorkommen (Vibrationen), nicht zu unerwünschten Auslenkungen der Probemasse führen.

Randbedingungen durch die monolithische Integration

Eine Auswerteschaltung, die sich für eine monolithische Integration auf einem vorgegebenen Standard-CMOS-Prozeß eignen soll, muß vor allem robust gegenüber Bauelemente-Parameterstreuungen sein. Soll das System großserientauglich sein, so muß möglichst jeder Abgleichaufwand vermieden werden. Der elektromechanische Sigma-Delta-Wandler erfüllt diese Bedingungen hervorragend. Die A/D-Wandlung reduziert sich auf einen Komparator und durch die hohe Abtastrate wird der Frequenzgang ausschließlich in der angeschlossenen digitalen Signalverarbeitung bestimmt. Eng tolerierte Bauelemente wie bei einem Analogregler sind nicht notwendig.

3.5.2 Das Auswerteprinzip im Systemüberblick

Für das Sensorsystem wurde die in Abbildung 3.5-2 gezeigte Struktur gewählt. Viele Anwendungen eines Beschleunigungsmeßsystemes erfordern einen möglichst kleinen Sensorkopf, wenn z.B. in Bohrlöchern, auf Maschinenteilen, am menschlichen Körper, etc. gemessen werden soll. Im Interesse einer optimalen Miniaturisierung des Sensorkopfes enthält dieser deshalb nur diejenigen Komponenten, die nötig sind, um die Meßdaten störsicher zum übrigen Sensorsystem zu leiten und um den empfindlichen Analogteil der Auswerteschaltungen vor Störungen zu schützen. Dazu ist vor allem nötig, daß auf dem Sensorkopf nur Signale geführt werden, die mit dem Abtasttakt der Wandler synchronisiert sind. Ein Fühler für die Sensorkopf-Temperatur soll eine softwaremäßige Temperaturkompensation ermöglichen. Der Rest des Sensorsystems, der aus Digitalkomponenten für die eigentliche Signalaufbereitung und -filterung besteht, kann sich in einiger Entfernung vom Meßort befinden, wo auch die Auswertung der Meßdaten durch einen Mikroprozessor durchgeführt wird.

Die bei diesem System digital durchzuführende Signalaufbereitung besteht in der sogenannten *Dezimierung* der hoch überabgetasteten, sigma-delta-codierten Bitströme der einzelnen Meßkanäle. Dabei handelt es sich um eine digitale Anti-Aliasing-Filterung mit anschließender Reduktion der Abtastrate. Wie noch gezeigt werden wird, bietet es sich an, eine Unterteilung der Dezimierung in zwei Stufen vorzunehmen, von denen die erste hardwaremäßig realisiert wird. Die zweite Stufe der Dezimierung wird vom angeschlossenen Mikroprozessor durchgeführt, wobei sich unter Berücksichtigung der jeweiligen Anwendung große Einsparungsmöglichkeiten an Rechenaufwand ergeben.

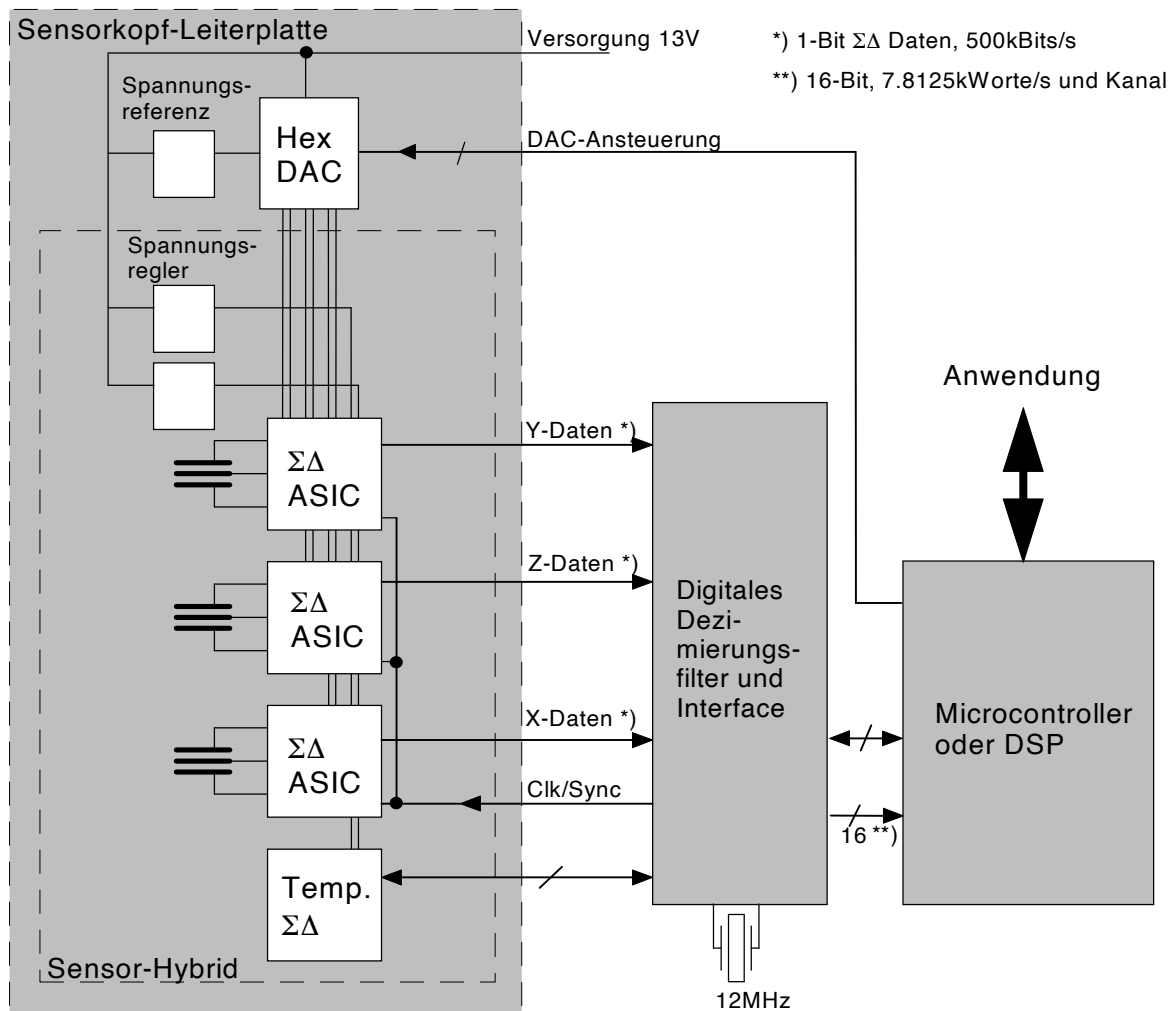


Abbildung 3.5-2: Systemüberblick

4 Theorie und Simulation des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers

4.1 Allgemeine Eigenschaften des Wandlerprinzips

Ein elektromechanischer Sigma-Delta-Wandler in der hier zunächst vorgesehenen Form ist ein 1-Bit-Wandler zweiter Ordnung. Er stellt, wie auch sein rein elektrisches Analogon (Abbildung 4.1-1), ein besonders einfaches und robustes Wandlerprinzip dar, das bereits wiederholt für die Beschleunigungsmessung mit mikromechanischen Sensorelementen eingesetzt wurde ([9], [11], [24], [21]). In diesem Kapitel sollen die für das anschauliche Verständnis und den praktischen Einsatz dieses Wandlers relevanten Effekte erläutert werden. In [4] werden die grundsätzlichen Eigenschaften des rein elektrischen Wandlers zweiter Ordnung mathematisch detailliert untersucht, die Ergebnisse sind aber auf den elektromechanischen Wandler nicht uneingeschränkt übertragbar.

Eine wichtige Größe eines Sigma-Delta-Wandlers ist sein *Überabtastungsfaktor* (engl. *oversampling ratio*), der durch den Quotienten der *Abtastfrequenz* f_s und der

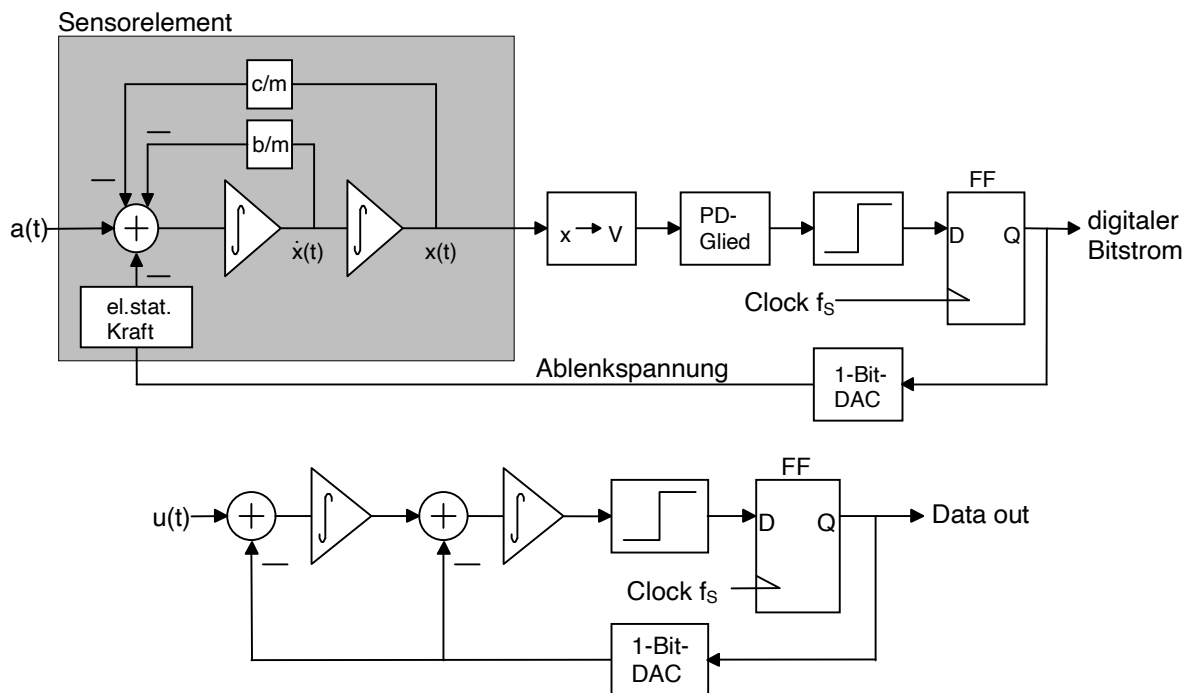


Abbildung 4.1-1: Elektromechanischer und rein elektrischer Wandler im Vergleich

*Nyquist*rate $f_{s,N}$ gegeben ist. Die Nyquistrate ist diejenige Abtastfrequenz, die nötig ist, um das Nutzsignal ohne Aliasing abzutasten und entspricht daher dem Doppelten der höchsten Nutzfrequenz.

4.1.1 Linearisiertes Modell

Die signaltheoretische Beschreibung eines Sigma-Delta-Wandlers gestaltet sich kompliziert, da die Rückkopplungsschleife erstens nichtlineare Übertragungsglieder enthält (Komparator) und zweitens eine Mischung aus einem zeitkontinuierlich arbeitenden System und einem zeitdiskret arbeitenden System darstellt. Um verschiedene Eigenschaften des Wandlers abzuschätzen, benutzt man daher jeweils verschiedene Näherungen, die eine vereinfachte Modellierung zulassen. Für eine anschauliche Beschreibung des *noise shaping* (Verlagerung der Quantisierungsrauschleistung aus dem Nutzband zu hohen Frequenzen hin) ist ein *linearisiertes Modell* der Rückkopplungsschleife geeignet.

Mit Hilfe von Abbildung 4.1-2 läßt sich leicht folgende Beschreibung des Ausgangssignals des Sigma-Delta-Wandlers aus Abbildung 4.1-1 herleiten:

$$Y(s) = X(s) \cdot \frac{H(s)}{1 + H(s)} + Q(s) \cdot \frac{1}{1 + H(s)} \quad (4.1-1)$$

Das System wurde hierzu linearisiert, der Effekt des Komparators durch die Addition eines Quantisierungsfehlers $Q(s)$, den man als spektral gleichverteilt annimmt, beschrieben. Bei einem hohen Überabtastungsfaktor und einem mit dem Quantisierungsfehler unkorrelierten Eingangssignal sind diese Näherungen zulässig, um das Rauschverhalten im Nutzband zu untersuchen [4].

Obige Formel enthält eine Signalübertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \quad (4.1-2)$$

und eine Rauschübertragungsfunktion

$$N(s) = \frac{1}{1 + H(s)}, \quad (4.1-3)$$

deren Quotient gleich $H(s)$ ist. Die Quantisierungsrauschleistungsdichte im Verhältnis zur Signalleistungsdichte ist also durch $1/H(s)$ gegeben. $H(s)$ setzt sich im vorliegenden Falle zusammen aus der Übertragungsfunktion $H_1(s)$ des Sensorelementes, der des Abtasters und der eines *PD-Gliedes*, das für die Stabilität der Schleife nötig ist (vgl. Abschnitt 4.1.2). Im Nutzband ist $H(s) \gg 1$, was sich durch die hohe Verstärkung des Komparators im Umschaltpunkt, um den seine Eingangsspannung pendelt, erklärt. Die Rauschleistungsdichte $N(s)$ ist also im Nutzband gering. Im Bereich bis ca. $f_s/10$ überwiegt in $H(s)$ der Einfluß von $H_1(s)$. Von der mechanischen Resonanzfrequenz des Sensorelementes an bis zu $f_s/10$ steigt die Rauschleistungsdichte am Ausgang des Wandlers um 40dB/Dekade, da das Sensorelement einen Tiefpaß zweiter Ordnung darstellt. Dies ist der Bereich, in dem das *noise shaping*, also die Verlagerung der Quantisierungsrauschleistung zu hohen Frequenzen hin, sich hauptsächlich abspielt.

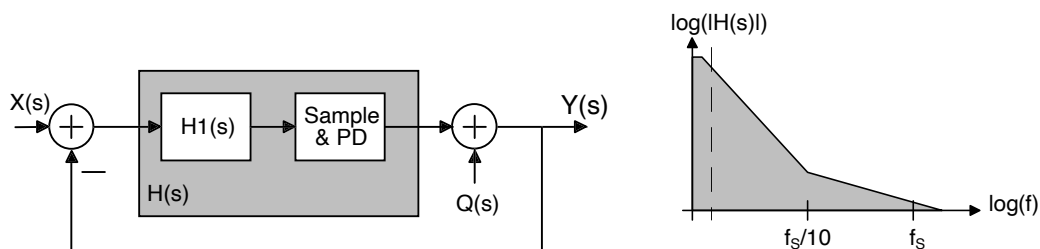


Abbildung 4.1-2: Zur Herleitung von Rausch- und Signalübertragungsfunktion

Beim 1-Bit-Quantisierer entspricht der einzige Quantisierungsschritt der Gesamtmeßspanne s_{\max} . Signalleistung und die Leistung von $Q(s)$ sind deshalb beide gleich $s_{\max}^2/12$, wenn man eine Gleichverteilung der Signalwerte annimmt. Die Signalleistung ist dabei im Nutzband konzentriert, während die Leistung des Quantisierungsfehlers am Ausgang sich auf den ganzen Frequenzbereich von 0 bis $f_s/2$ verteilt und zudem durch $N(s)$ spektral geformt ist. Damit liegt sie weitestgehend außerhalb des Nutzbandes. Folgende Faustformel erlaubt eine schnelle Abschätzung des mit einem 1-Bit-Sigma-Delta-Wandler der Ordnung L bei einem Überabtastungsfaktor N erreichbaren Signal-Rausch-Abstandes [21]:

$$SNR = (L \cdot 6dB + 3dB) \cdot \ln N \quad (4.1-4)$$

Für einen Überabtastungsfaktor von $N=2^8=256$ (Abtastrate 512kHz, Nutzbandbreite 1kHz) ergibt sich daraus für den elektromechanischen Wandler ($L=2$) ein theoretisch erreichbarer Rauschabstand von $SNR=120dB$. Tatsächlich sind die in der Praxis erreichten Signal-Rausch-Abstände natürlich etwas schlechter, da die Formel von idealisierten Komponenten ausgeht. Gerade beim elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler bringt z.B. die Abhängigkeit der elektrostatischen Kräfte im Sensorelement von der momentanen Auslenkung der Probemasse zusätzliche Rauschanteile. Diese Effekte können am zuverlässigsten mit Hilfe der Simulation erfaßt werden.

4.1.2 Stabilisierung der Rückkopplungsschleife

Das MKB verhält sich für höhere Frequenzen wie ein Doppelintegrator (lose Masse ohne Feder oder Dämpfer), es erzeugt also eine Phasenverzögerung, die gegen 180° geht. Ohne eine Phasenkorrektur würde, wie man in 4.1.3 noch sehen wird, eine unerwünschte Schwingneigung bestehen. Beim rein elektrischen Wandler (Abbildung 4.1-1) wird die Phase der Übertragungsfunktion der offenen Schleife ab ca. $f_s/10$ durch Einspeisung des Rückkopplungssignals in den Knoten zwischen den beiden Integratoren zurückgedreht. Dieser Knoten ist beim elektromechanischen Wandler nicht zugänglich. Um dennoch eine stabile Schleife zu erhalten, muß diese durch ein elektrisches PD-Glied ergänzt werden, das für eine ausreichende Phasenreserve sorgt. Dieses kann entweder vor der Digitalisierung oder nach der Digitalisierung des Auslenkungssignales eingefügt werden.

Ein digital realisierter D-Anteil [9] ist sehr einfach zu erreichen, indem man von dem aktuellen digitalen Auslenkungswert (1 Bit) denjenigen vom vorausgehenden Abtastzyklus subtrahiert. Die z-Übertragungsfunktion des digitalen PD-Gliedes lautet dann

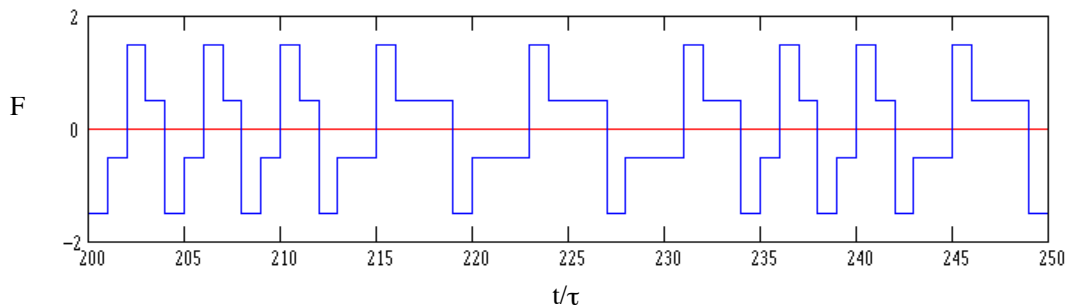


Abbildung 4.1-3: Kraftrückkopplungsverlauf mit digitalem PD-Glied

$$H_{PD}(z) = 2 - z^{-1}. \quad (4.1-5)$$

Diese Operation führt auf ein 2-Bit-Ergebnis, was bedeutet, daß eine Kraftkompensation in vier Stufen nötig ist. Neben den möglichen Linearitätsproblemen ist es dabei außerdem nachteilig, daß auf jeden Fall zusätzlicher Ablenkspannungshub zur Verfügung gestellt werden muß, und zwar um den Faktor $\sqrt{3} \approx 1,73!$ Dieser Faktor ergibt sich aus den vier äquidistanten, symmetrisch um den Nullpunkt angeordneten Kraftstufen (Abbildung 4.1-3) und dem quadratischen Zusammenhang von Ablenkspannung und elektrostatischer Kraft.

Differenziert man das Auslenkungssignal dagegen im Analogbereich, d.h. führt man die Operation $(1-z^{-1})$ mit den (zeitdiskreten) Analogwerten durch, so ist der verfügbare Versorgungsspannungsbereich fast voll als Meßbereich nutzbar.

Zur Stabilisierung der Rückkopplungsschleife reicht es aus, die Knickfrequenz des PD-Gliedes bei etwa 1/10 der Abtastrate zu wählen [4]. Dadurch wird zwar die Ordnung des Übertragungsverhaltens der offenen Schleife oberhalb dieser Knickfrequenz von zwei auf eins reduziert, jedoch fällt dies kaum ins Gewicht, da sich der rauschleistungsmäßig relevante Anteil des *noise shaping* vor allem unterhalb dieser Frequenz abspielt. Man kann zeigen, daß ein Übertragungsglied mit der z-Übertragungsfunktion

$$H_{PD}(z) = \frac{5}{2} - \frac{3}{2}z^{-1} = \frac{5}{2} \cdot \left(1 - \frac{3}{5}z^{-1}\right) \quad (4.1-6)$$

die gewünschte PD-Funktion erfüllt. Im Sigma-Delta-Wandler kann der Faktor 5/2 entfallen, da der nachgeschaltete Komparator ohnehin nur das Vorzeichen der Abtastwerte auswertet.

4.1.3 Grenzyklen

Im Zusammenhang mit digitalen Regelschleifen oder rekursiven digitalen Filtern spricht man von Grenzyklen, wenn ein solches System am Ausgang bestimmte, normalerweise benachbarte Werte zyklisch durchläuft, während die Eingangsgröße konstant gehalten wird. Für die Ausbildung von Grenzyklen ist erstens die Totzeit durch den Abtastvorgang verantwortlich und zweitens die quasi unendlich große Verstärkung im Umschaltpunkt zwischen zwei Quantisierungsstufen. Grenzyklen

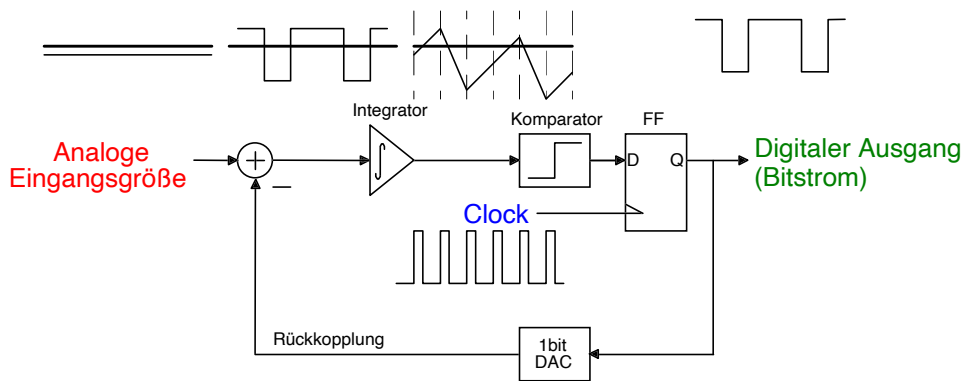


Abbildung 4.1-4: Grenzzyklen beim 1-Bit-Sigma-Delta-Wandler erster Ordnung

sind also eine Art von beabsichtigter oder zumindest zugelassener Instabilität „im Kleinen“ einer digitalen Rückkopplungsschleife.

Der 1-Bit-Sigma-Delta-Wandler erster Ordnung stellt ein sehr anschauliches Beispiel für diesen Effekt dar (Abbildung 4.1-4). Eine periodische Grenzwinkelbildung bildet sich immer dann aus, wenn die Eingangsgröße innerhalb der Aussteuerungen einen konstanten Wert annimmt. Dann wird der Integrator stets eine von Null verschiedene Größe an seinem Eingang sehen und sein Ausgangswert wird also mit konstanter Rate laufen, und zwar, wenn der Wandler polaritätsrichtig aufgebaut wurde, in Richtung auf den Schwellenwert des nachgeschalteten Komparators. Durch das zeitdiskrete Abtasten des Komparatorausganges wird aber das Vergleichsergebnis zumeist nicht sofort an den Rückkopplungs-DAC weitergegeben, sondern mit einer Verzögerung zwischen 0 und einer Abtastperiodendauer τ . Der Integrator wird also oft noch ein Stück in die alte Richtung weiterlaufen. Nach dem nächsten Abtastvorgang wird sich die Polarität des Integratoreingangssignals aufgrund der dann umgeschalteten Rückkopplung ändern und der Integrator wird in die andere Richtung laufen. Die Periodizität des Grenzzyklus kann je nach Eingangswert des Wandlers sehr kompliziert aussehen. Einfache Periodizitäten ergeben sich, wenn der Eingang einen Wert einnimmt, der einem ganzzahligen Bruchteil des Aussteuerbereichs entspricht. Liegt der Eingangswert z.B. genau in der Mitte zwischen den Aussteuerungen, so wird ein Wandler erster Ordnung bei jedem Abtastvorgang seinen 1-Bit-Ausgang umschalten (10101010..., die sog. 1,1-Mode), also eine Grenzwinkelbildung mit der Frequenz der halben Abtastrate produzieren. Wandler mit Schleifenfiltern höherer Ordnung erzeugen in der Mitte des Aussteuerbereichs nicht unbedingt eine 1,1-Mode.

Periodische Grenzwinkelbildungen stellen eine Konzentration der Quantisierungsrauschenergie auf diskrete Stellen im Frequenzspektrum dar, wie in [3] ausführlich gezeigt wird. Wenn diese Frequenzen ins Nutzband fallen, was in Abhängigkeit vom

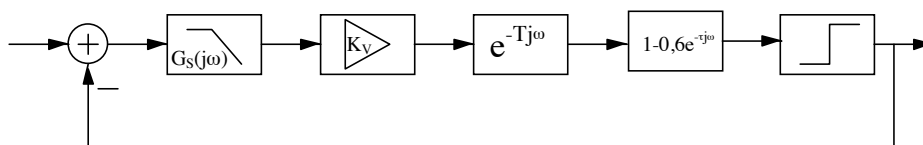


Abbildung 4.1-5: Übertragungsglieder in der Rückkopplungsschleife

(konstanten) Meßwert stets eintreten kann, so wird ein nicht vorhandenes Signalspektrum vorgetäuscht. Für die praktische Anwendung muß die Ausbildung periodischer Grenzwahlungen vermieden werden. Erwünscht ist, daß die Autokorrelationsfunktion des Quantisierungsfehlers die Impulsfunktion ist, daß also der Wert des Quantisierungsfehlers in einem Abtastzyklus nicht mit dem seinem Wert aus dem vorangegangenen Abtastzyklen korreliert ist. Der Quantisierungsfehler besitzt dann unabhängig von der Eingangsgröße des Wandlers eine breite Spektralverteilung, so daß seine Leistung im Nutzband wie vorgesehen durch das *noise-shaping* gering gehalten wird.

Ein Zugang zur Ermittlung möglicher Grenzwahlungen eines Sigma-Delta-Wandlers ist das Nyquist-Stabilitätskriterium für lineare Regelsysteme [7]. Dieses Kriterium gestattet den Schluß von der Ortskurve der offenen Regelschleife auf ihre Stabilität. Da die Rückkopplungsschleife des Sigma-Delta-Wandlers Tiefpaßverhalten besitzt, ist es zulässig, von dem vom Komparator erzeugten rechteckförmigen Signal nur die Grundschwungung zu betrachten (vgl. auch Methode der *Harmonischen Balance* in [8]). Die Übertragungsglieder in der Schleife sind (Abbildung 4.1-5):

- Das Sensorelement mit der Übertragungsfunktion

$$G_S(j\omega) = -\frac{1}{\frac{c}{m} + \frac{b}{m}j\omega - \omega^2}.$$

- Der Auslenkungsabtast-Verstärker mit der Übertragungsfunktion $G_V(j\omega) = K_V$.
- Der Abtaster (Sample & Hold), der eine Totzeit einführt, die zwischen 0 und der Dauer eines Abtastintervalles $\tau = 1/f_S$ liegen kann. Seine Übertragungsfunktion für lautet also

$$G_A(j\omega) = e^{-Tj\omega} ; 0 \leq T < \tau.$$

- Das zeitdiskrete PD-Glied mit der Übertragungsfunktion $G_{PD} = 1 - 0,6 \cdot e^{-Tj\omega} ; \tau = \frac{1}{f_S}$.
- Der Komparator, bei dem man sich zunächst über seinen Einfluß als nichtlinearem Übertragungsglied klarwerden muß.

Gegeben sei eine Sinusschwungung der Frequenz f und des Scheitelwertes A . Der Komparator reagiere auf positive Eingangsspannungen mit dem konstanten Ausgangswert K und auf negative Eingangsspannungen mit dem Wert $-K$. Die Sinusschwungung der Frequenz f wird also am Ausgang (unabhängig von ihrer Amplitude) in eine Rechteckschwungung gleicher Frequenz vom Scheitelwert K umgewandelt. Die Rechteckschwungung enthält eine Grundschwungung mit dem Scheitelwert $4K/\pi$. Der „Verstärkungsfaktor“ für diese Situation ist also $(4K/\pi) \cdot 1/A$.

Um nun zu ermitteln, welche Grenzwahlungen möglich sind, kann man wie folgt vorgehen: Man trägt die Ortskurve der Übertragungsfunktion $F_0(j\omega)$ der offenen Schleife auf, der Abtaster wird als Totzeitglied ($T=0 \dots \tau$) betrachtet, statt des Komparators setzt man einen zunächst willkürlichen Verstärkungsfaktor ein. Man

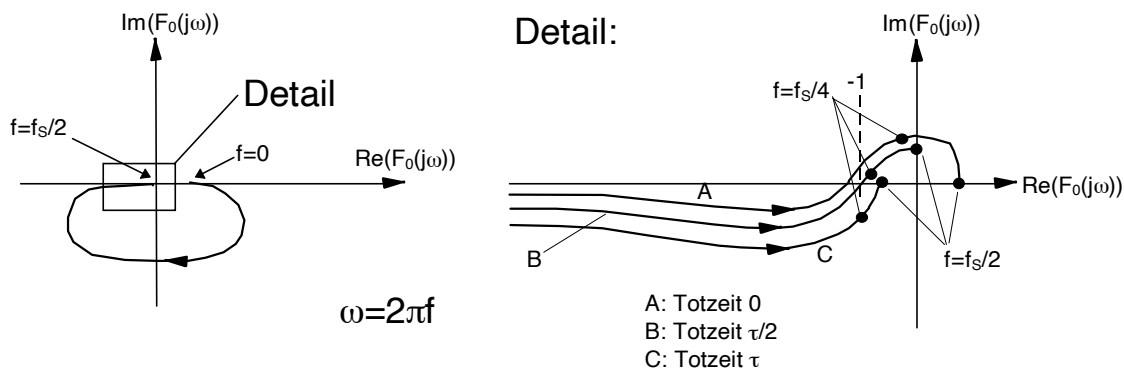


Abbildung 4.1-6: Ortskurve der linearen Blöcke der Rückkopplungsschleife

bekommt eine Ortskurvenschar mit der Totzeit T des Komparators als Parameter (Abbildung 4.1-6). Für niedrige Frequenzen f wird die Ortskurve durch das Sensorelement dominiert (Abbildung 4.1-6 links). Für ansteigende Frequenz nähert sich die Ortskurve zuerst der reellen Achse, wird aber durch das PD-Glied ab etwa $f \approx f_s/10$ von der reellen Achse „weggedrückt“, worin die stabilisierende Wirkung dieses Blockes besteht (Abbildung 4.1-6 rechts). Für weiter ansteigende Frequenz dominiert die (variable) Totzeit des Abtasters, die, falls von Null verschieden, die Phase von $F_0(j\omega)$ auf über 180° ansteigen läßt. Der interessierende Teil der Ortskurve endet bei $f_s/2$ wegen des Abtasttheorems.

Nun ist die Bedingung für eine gleichbleibende Oszillation, daß die Phase der Übertragungsfunktion der offenen Schleife exakt π ist und der Betrag 1. Weiterhin kommen für die Grenzwinkel auch nur bestimmte Frequenzen in Frage, die von der (konstantgehaltenen) Eingangsgröße des Systems abhängen. Hier soll zur Vereinfachung nur der Fall betrachtet werden, bei dem die Eingangsgröße exakt in Bereichsmitte liegt. Dann sind die 1,1-Mode¹, die 2,2-Mode, die 3,3-Mode, etc. möglich, also Frequenzen von $f_s/2$, $f_s/4$, $f_s/6$, etc. Dies ist in Abbildung 4.1-6 (rechts) für $f_s/2$, $f_s/4$ angedeutet. Nun gibt es zwei Freiheitsgrade, um einen Frequenzpunkt auf der Ortskurve der offenen Schleife auf den -1-Punkt auf der reellen Achse zu ziehen: Einmal ist die Totzeit des Komparators im Bereich $T=0 \dots \tau$ variabel, zum zweiten wird sich die zunächst willkürlich angenommene Verstärkung des Komparators so einstellen, daß die Schleifenverstärkung -1 ist. Eine Variation dieser Komparatorverstärkung entspricht einer zentrischen Streckung der Ortskurve um den Ursprung. Gelingt es also beispielsweise, den Frequenzpunkt $f_s/2$ auf der Ortskurve durch Annahme irgendeiner Komparator-Totzeit im Bereich $0 \dots \tau$ und durch eine zentrische Streckung der Ortskurve um den Ursprung auf den -1-Punkt der reellen Achse zu schieben, so ist die 1,1-Mode als Grenzwinkel (dessen Grundfrequenz gleich $f_s/2$ ist) möglich.

Man erkennt nun auch, warum das PD-Glied zur Unterdrückung niederfrequenter Schwingungen der Rückkopplungsschleife nötig ist. Wäre es nicht vorhanden, so

¹ Eine n,m-Mode entspricht beim 1-Bit-Wandler einer Grenzwinkel, bei der sich Zyklen aus jeweils n aufeinanderfolgenden positiven Komparatorentscheidungen und m aufeinanderfolgenden negativen Komparatorentscheidungen wiederholen.

würde die Phase von $F_0(j\omega)$ wegen der Totzeit des Abtasters schon bei relativ niedrigen Frequenzen 180° überschreiten und es wären unerwünschte, relativ niederfrequente Grenzschwingungen möglich.

Über die Stabilität einer möglichen Grenzschwingung gegenüber Störeinflüssen bzw. kleinen Meßgrößenänderungen ist mit den vorstehenden Betrachtungen jedoch noch nichts gesagt. Während das Verhalten des Komparators (sinkende Verstärkung bei zunehmender Eingangsamplitude) die Grenzschwingung bei Störeinflüssen stabilisiert, so ist eine entsprechende Aussage über die variable Totzeit des Abtasters nicht so einfach zu machen. Ein Störeinfluß kann durch Änderung dieser Totzeit z.B. das Umkippen in eine andere Grenzschwingungs-Mode verursachen. Die Untersuchung der Stabilität von Grenzschwingungsmoden soll aber in diesem Rahmen nicht durchgeführt werden, da mit Hilfe der Simulation eine für den praktischen Schaltungsentwurf ausreichende Beurteilung der Erscheinung möglich ist.

Die beschriebene Ortskurven-Methode ist besonders hilfreich, wenn Sigma-Delta-Wandler von höherer als zweiter Ordnung untersucht werden sollen. Sie erlaubt die Ermittlung der Bedingungen, unter denen solche Wandler richtig funktionieren, bzw. wann sie in unerwünschte, niederfrequente Moden verfallen. Die Methode wird in 9.2.1 zur Untersuchung der Auswirkung eines zusätzlichen Integrators in der Schleife des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers eingesetzt.

4.2 Totbereich

Bei einem einfachen elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler, der außer dem Sensorelement keine weiteren Integratoren in der Rückkopplungsschleife enthält, entsteht aufgrund der endlichen Schleifenverstärkung im Frequenznullpunkt in Meßbereichsmittle ein *Totbereich*, d.h. ein schmaler Bereich von Eingangsbeschleunigungen, für den am Ausgang des Wandlers eine Grenzschwingung mit unveränderlichem Bitmuster erscheint. Dieses Bitmuster, das aus abwechselnden Gruppen von n Nullen und n Einsen besteht (n,n -Mode) entspricht einer Ausgangsgröße exakt in der Bereichsmittle. Die endliche Schleifenverstärkung im Frequenznullpunkt ist durch die endliche Federkonstante der Probemassenaufhängung bedingt, wie man aus der Übertragungsfunktion des Sensorelementes für $j\omega=0$ ablesen kann. Abbildung 4.2-1 veranschaulicht, warum es einen kleinen Auslenkungsbereich gibt, um den das Zentrum der Grenzschwingung variieren darf, ohne daß sich das Bitmuster der Grenzschwingung ändert. Die Rechteckschwingung zeigt einen Rückkopplungs-Kraftverlauf (2,2-Mode), darunter sind zwei mögliche Verläufe von Probemassenauslenkungen gezeichnet, die zu denselben Komparator-

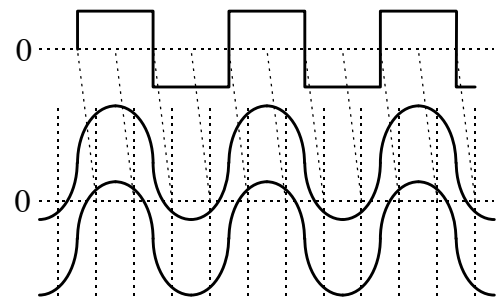


Abbildung 4.2-1: Zur Veranschaulichung des Totbereichs in Meßbereichsmittle.

entscheidungen und somit zu demselben gezeigten Kraftverlauf führen. Die Auslenkungsverläufe unterscheiden sich um einen Offset, der über die Federkonstante der Probemassenaufhängung zu einem Meßgrößen- also Beschleunigungs-Offset führt. Die schrägen, gestrichelten Linien veranschaulichen die Wirkung des für die Schleifenstabilität nötigen PD-Blocks. Sein phasendrehendes Verhalten entspricht einer „vorausschauenden“ Abtastung. Wie in der Abbildung deutlich wird, entspricht die Breite des Auslenkungs-Totbereiches etwa dem Scheitelwert der Grenzschwingung. Der sich daraus ergebende Beschleunigungs-Totbereich errechnet sich durch Multiplikation mit der Federkonstanten und Division durch die Probemasse.

Genaugenommen gibt es einen solchen Totbereich auch an anderen diskreten Stellen im Meßbereich, jedoch werden diese „Neben-Totbereiche“ mit zunehmender Komplexität der Periodizität der jeweiligen Grenzschwingungen immer schmaler, so daß sie im Rauschen des Systems untergehen.

Das Auftreten von Totbereichen kann durch eine gezielte Dekorrelierung des Quantisierungsfehlers vermieden werden.

4.3 Dekorrelierung des Quantisierungsfehlers

Zur Vermeidung stationärer Grenzschwingungen und vor allem von Totbereichen beim elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler muß auf irgendeine Weise dafür gesorgt werden, daß der Quantisierungsfehler (möglichst) nicht mit sich selbst oder dem Meßsignal korreliert ist. Hierzu wurden folgende Möglichkeiten untersucht:

- Nutzung des Rauschens der Auslenkungsabtastung
- Harmonische Schwingung außerhalb des Nutzbandes
- Einführung eines zusätzlichen I-Anteiles

Die den ersten beiden Punkten gemeinsame Überlagerung eines zusätzlichen Signales ist in der A/D-Wandlertechnik auch als *Dithering* bekannt, die überlagerten Signale werden auch *Dither*-Signale genannt.

4.3.1 Nutzung des Verstärkerrauschens

Das Rauschen der Auslenkungsabtastung kann als weiß innerhalb der durch die halbe Abtastfrequenz begrenzten Bandbreite betrachtet werden. Der Großteil seiner Leistung liegt daher außerhalb des Nutzbandes. Variiert man in der Simulation das Rauschen der Auslenkungsabtastung, so findet man einen Bereich, in dem der Rauschabstand im Nutzband noch nicht nennenswert verschlechtert wird, aber gleichzeitig sichergestellt ist, daß der Quantisierungsfehler quasi-stochastisch ist. Nachteilig ist jedoch, daß hierzu das Abtastrauschen relativ genau eingestellt werden muß (innerhalb einer Größenordnung), was nicht praktikabel ist, da erstens das Rauschen nicht exakt vorausberechenbar ist und zweitens die nötige Rauschleistung auch von dem jeweiligen Sensorelement abhängt. Somit ist die Nutzung des Abtast-Rauschens als Dither-Signal für ein rauschoptimiertes System nicht geeignet.

4.3.2 Harmonische Schwingung

Eine harmonische Schwingung außerhalb des Nutzbandes, die man an geeigneter Stelle in den Regelkreis einkoppelt (z.B. über die Referenzspannungen) ist geeignet, den Quantisierungsfehler zu dekorrelieren, wenn ihre Amplitude groß genug ist. Die Frequenzwahl für das einzukoppelnde Signal ist kritisch. Ist es nicht phasenstarr an die Abtastfrequenz gekoppelt, so besteht die Gefahr von Überlagerungsprodukten, die ins Nutzband fallen. Akzeptable Ergebnisse konnten in der Simulation mit Bruchteilen der Abtastfrequenz erzielt werden, die drei als Teiler haben. Eine Dither-Schwingung der Frequenz $f_s/12$ muß einen Scheitelwert vom ca. 0,3-fachen der halben Meßspanne aufweisen, um auch in Meßbereichsmittle (wo der größte Totbereich liegt) den Quantisierungsfehler noch sicher zu dekorrelieren. Überlagert man die Dither-Schwingung den Referenzspannungen (Versorgungsspannungen für die Sensorelement-Treiber), so kann ihre Amplitude im Verhältnis zum Meßbereich stabil vorgegeben werden. Eine Injektion des Dither-Signales in den Auslenkungsabtast-Pfad würde dagegen den Effekt vom eingesetzten Sensorelement abhängig machen.

4.3.3 PI-Glied

Wie die Simulation zeigt, genügt es zur Unterdrückung periodischer Grenzschwingungen, den integrierenden Charakter des Schleifenfilters (also des Sensorelementes) bis 0Hz nach unten auszudehnen, indem man einen zusätzlichen PI-Anteil in die Schleife einfügt. Seine Knickfrequenz sollte nicht wesentlich höher als bei $1/500$ der Abtastfrequenz liegen, um die stabilisierende Wirkung des PD-Gliedes mit Knickfrequenz bei etwa $1/50$ der Abtastfrequenz nicht zu beeinträchtigen. Das Einfügen des PI-Gliedes hat weiterhin den Vorteil, daß die Formung des Quantisierungsrauschens (noise shaping) auch auf den Frequenzbereich unterhalb der Sensorresonanz ausgedehnt wird. Dadurch kann der Rauschabstand bei geringen Nutzbandbreiten erheblich verbessert werden. In der Simulation treten mit dieser Maßnahme keine periodischen Grenzschwingungen mehr auf, obwohl sie theoretisch noch möglich wären. Bereits die begrenzte Rechengenauigkeit der Simulation dekorreliert offensichtlich den Quantisierungsfehler in ausreichender Weise. In der wirklichen Schaltung wird dies vom unvermeidlichen Rauschen des Systems bewerkstelligt.

Der Nachteil der Maßnahme liegt darin, daß die Phase der Schleifenverstärkung stellenweise über 180° hinausgeht. Dies kann zur Ausbildung ungewünschter, niederfrequenter Schwingungen führen, die Anordnung nimmt den gewünschten Betriebszustand nur unter der Voraussetzung ausreichend kleiner Probemassen-Anfangsauslenkungen ein (vgl. Abschnitt 9.2.1). Um diese Bedingung auch nach Überlast oder Neueinschalten zu erfüllen, darf der zusätzliche I-Anteil nur bedingt zugeschaltet werden, was eine besondere, nichtlineare Stabilisierungstechnik darstellt.

4.4 Simulationswerkzeuge

Angesichts der Komplexität der theoretischen Beschreibung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers ist eine nach einer Top-Down-Methodik aufgebaute Simulation das geeignetste und zuverlässigste Verfahren, die Leistungsfähigkeit des Wandlerprinzips zu ermitteln und die späteren Schaltungskomponenten zu optimieren. Die meisten Autoren, die ähnliche Ausleseschaltungen beschreiben (z.B. in [9], [11]) bedienen sich daher ebenfalls der Simulation. Top-Down-Methodik steht in diesem Zusammenhang für das Abstufen der Simulationsfeinheit, angefangen bei relativ groben Näherungsberechnungen bis hin zum eigens geschriebenen Simulationsprogramm, das alle wichtigen Detaileffekte einbezieht. Durch dieses Vorgehen tastet man sich schrittweise an die relevanten Effekte heran und der Optimierungsaufwand kann ausgewogen verteilt werden.

4.4.1 Mathematik-Programm

Mit dem Mathematikprogramm MATHCAD wurden Simulationen auf der höchsten Abstraktionsebene gerechnet, die vor allem dazu dienten, die verschiedenen Stabilisierungsmöglichkeiten für die Rückkopplungsschleife des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers zu vergleichen (vgl. Abschnitt 4.1.2). Die MATHCAD-Simulationen gestatteten durch den Vergleich der sich ergebenden Meßspannen bei vorgegebener Kraftkompensations-Spannung und den sich einstellenden Grenzwerten eine prinzipielle Beurteilung der verschiedenen PD-Glieder (z.B. Abbildung 4.1-3). Die MATHCAD-Oberfläche erlaubt dabei eine komfortable Eingabe in Form mathematischer Formeln, ohne daß hierfür eine besondere Syntax erlernt werden muß. Der Bedienungskomfort wird allerdings mit relativ langen Verarbeitungszeiten erkauft, die durch das Interpreter-basierte Konzept von MATHCAD bedingt sind.

Für eine verfeinerte Simulation, wie sie der im nächsten Abschnitt beschriebene dedizierte Simulator leistet, eignet sich MATHCAD wegen des dann erforderlichen extremen Rechenzeitaufwandes und der begrenzten Größe der Feldvariablen nicht.

4.4.2 Dedizierter Simulator

Die Entscheidung für einen eigenen, in einer höheren Programmiersprache zu schreibenden Simulator wurde in Anbetracht der Tatsache getroffen, daß eine vorgegebene Simulationsumgebung (z.B. PSPICE) bei einer entsprechend detailgenauen Simulation keine Zeitersparnis bei der Eingabe des Simulator-Inputs erbracht hätte, rechenzeitmäßig aber ungünstiger gewesen wäre. Der in TurboPascal erstellte dedizierte Simulator berechnet in seiner aktuellen Version für jedes Abtastintervall des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers sechs Stützpunkte und berücksichtigt folgende Details:

- Elektrostatische Kräfte in der *Abtastphase*
- Spaltweitenabhängigkeit der elektrostatischen Kräfte

- Rauschen und Hysterese der Abtastschaltung

Das Sensorelement wird als Feder-Masse-Dämpfer-System modelliert. Die Parameter des Sensorelementes sowie weitere Parameter für PD- und PI-Glied, für das Ablenk-Abtast-Timing, etc. können in einer Parameterdatei vorgegeben werden. Eingangsbeschleunigung für die Simulation ist eine vorzugebende konstante Beschleunigung plus eine harmonische Schwingung mit vorzugebender Frequenz und Amplitude.

Als Simulationsergebnis wird der Ausgangs-Bitstrom des Wandlers über eine vorgegebene Anzahl von Abtastwerten in einer Binärdatei abgelegt. Mit einem Zusatzprogramm kann der Bitstrom im Zeitbereich und als Frequenzspektrum betrachtet werden. Abbildung 4.4-1 zeigt die Bildschirmausgabe dieses Programmes, der Bitstrom ist oben rechts in einer zeilenweisen Darstellung eingeblendet. Eine 8192-Punkte-FFT gewährleistet eine für die Beurteilung des Rauschabstandes ausreichende Frequenzauflösung. Von dem errechneten Frequenzspektrum werden 512 Punkte direkt angezeigt, gleichzeitig wird eine ASCII-Tabellendatei erzeugt, die alle 4096 nicht-redundanten Punkte enthält. Sie kann mit üblichen Darstellungsprogrammen wie PlotIt, etc. weiterverarbeitet werden.

Im Anhang sind die Programme detailliert dokumentiert.

4.5 Simulationsergebnisse

Nachdem durch die MATHCAD-Simulationen ein Überblick über die Vorgänge und ein Gefühl für die Größenordnungen im elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler

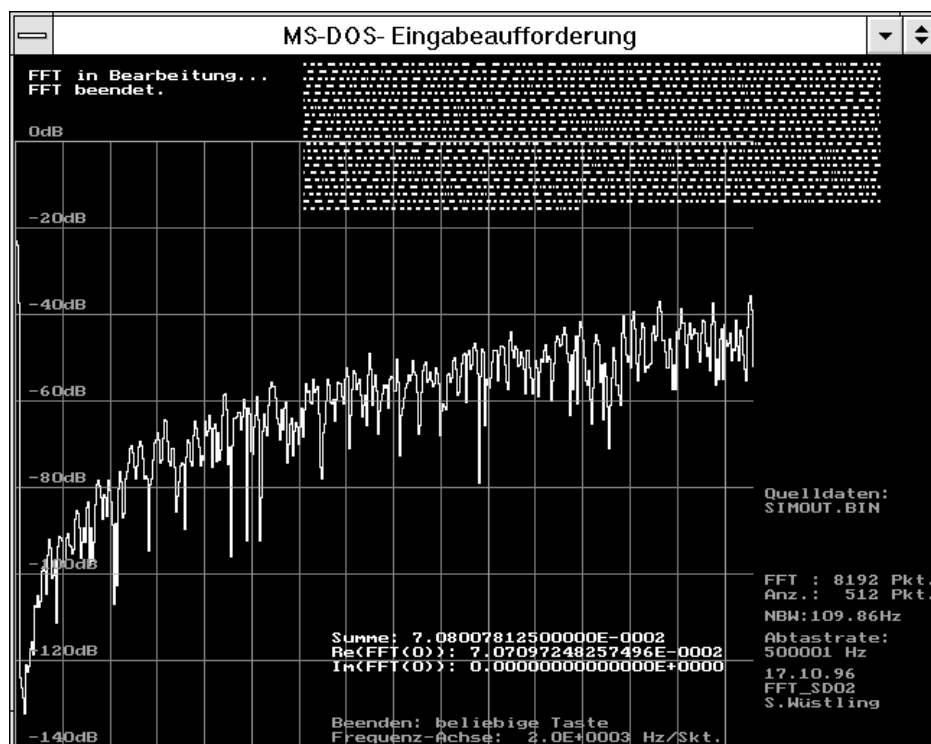


Abbildung 4.4-1: Darstellung der Simulationsdaten

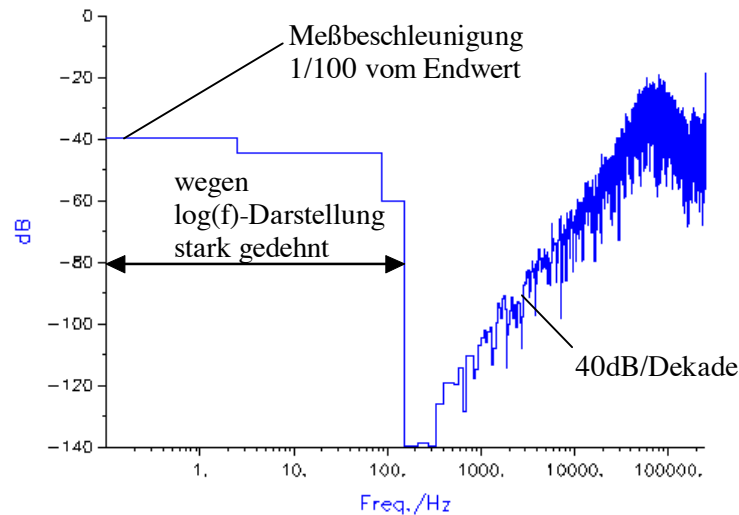


Abbildung 4.5-1: Simuliertes Quantisierungsrauschspektrum

gewonnen werden konnte, lag der Schwerpunkt auf dem Einsatz des dedizierten Simulators. Es wurden vor allem das Quantisierungsrauschspektrum und die Ablenk-Abtast-Rückwirkung unter verschiedenen Bedingungen studiert.

4.5.1 Simuliertes Quantisierungsrauschspektrum

In Abbildung 4.5-1 ist das mit dem dedizierten Simulator erzeugte Quantisierungsrauschspektrum eines elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers mit einem typischen 1g-LIGA-Sensorelement gezeigt. Dank der doppelt logarithmischen Darstellung erkennt man deutlich den Frequenzbereich, in dem die Quantisierungsrauschdichte um 40dB/Dekade ansteigt.

Die Skalierung der y-Achse ist so gewählt, daß eine Sinusschwingung, die den Wandler gerade voll aussteuert, als Peak mit der Höhe 0dB im Diagramm erscheinen würde. Die Simulation erfolgte für eine Meßgröße von 1/100 der Meßspanne. Durch die logarithmische Darstellung in Abbildung 4.5-1 erscheint der resultierende Peak von -40dB um 0Hz zu einer breiten Zone ausgedehnt.

Die äquivalente Rauschbandbreite der Spektralanalyse beträgt aufgrund des verwendeten (Blackman-)Fensters ca. 110Hz. Mit Hilfe dieser Größe kann die Rauschleistung im Nutzband aus dem Diagramm abgelesen werden. In einem Nutzband bis 500Hz liegt die simulierte Quantisierungsrauschdichte überall unterhalb von -120dB. Natürlich darf die durch die konstante simulierte Meßgröße verursachte Zone unterhalb von 150Hz dabei nicht mit betrachtet werden. Das Quantisierungsrauschen überträgt also innerhalb einer Bandbreite von 110Hz maximal ein 10^{12} -tel der Leistung einer vollaussteuernden Sinusschwingung. Beträgt der Effektivwert der vollaussteuernden Sinusschwingung 1g, so beträgt der Effektivwert des Quantisierungsrauschens in einem 110Hz breiten Band $1\mu\text{g}$. In einem 1Hz breiten Band beträgt die effektive Rauschbeschleunigung also $0,1\mu\text{g}$. Ein typisches mikromechanisches LIGA-Sensorelement weist allein ein thermisches Rauschen von $0,35\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ auf.

Die Auswerteschaltung ist also mit der vorgesehenen Abtastrate gut an die Meßaufgabe angepaßt.

4.5.2 Ablenk-Abtast-Rückwirkung in der Simulation

Bereits im ersten Versuchsaufbau eines elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers zeigte sich, daß die Schaltung empfindlich gegenüber einer Ablenk-Abtast-Rückwirkung ist. Darunter ist zu verstehen, daß das Ausgangssignal der Probemassen-Abtastschaltung davon abhängig ist, welche Richtung die Kompensationskraft im vorangehenden Ablaufzyklus hatte. Zur Quantifizierung dieser Rückwirkung kann man die Verschiebung des Nullpunktes der Probemassen-Auslenkungsabtastung angeben, z.B. in Nanometern (nm).

Liegt eine positive Rückkopplung, also eine Hysterese vor, so tendiert der Wandler dazu, lange Pakete gleich gerichteter Ausgangsbits zu erzeugen (...0000011111100000011111...). Im Quantisierungsrauschspektrum des Ausgangssignales äußert sich dies im Hervortreten einer bestimmten, relativ niedrigen Frequenz. Abbildung 4.5-2 zeigt die Simulationsergebnisse für eine positive Ablenk-Abtast-Rückkopplung von 0,3nm. Bei der Dezimierung des Signales werden die Quantisierungsrausch-Peaks möglicherweise ins Nutzband gespiegelt und sind daher unerwünscht.

Schädlicher noch für die Eigenschaften des Wandlers ist eine negative Rückkopplung, die eine Tendenz des Wandlers mit sich bringt, am 1,1-Modus hängenzubleiben (...0101010...). Dies entspricht einem erheblichen Totbereich um die Meßbereichsmittle. An anderen Stellen im Meßbereich konzentriert sich auch bei negativem Vorzeichen der Rückwirkung das Quantisierungsrauschen an bestimmten

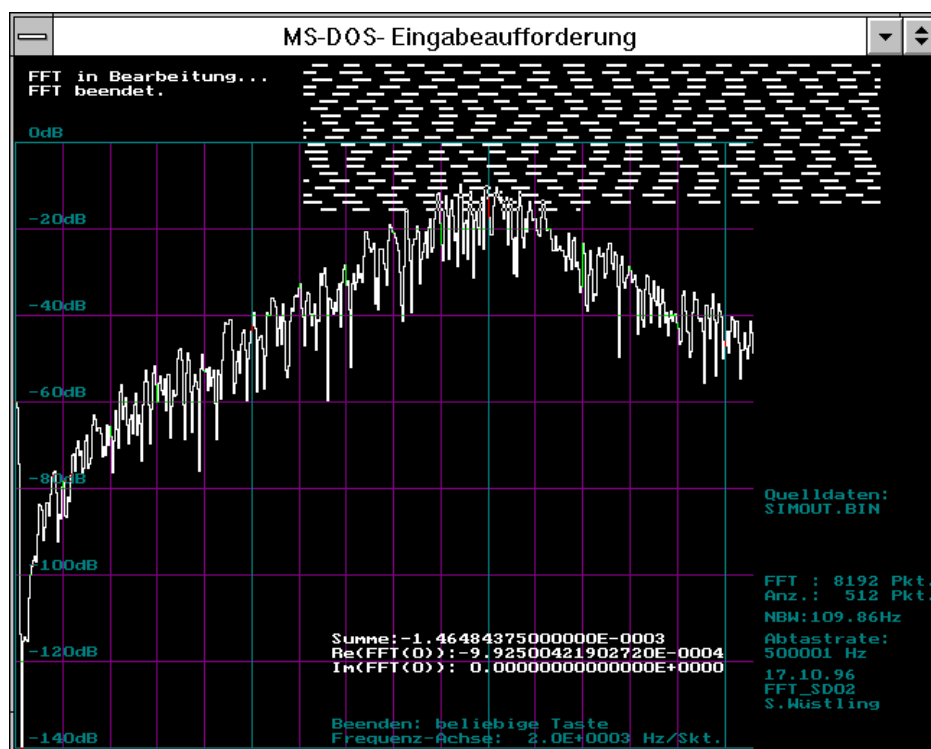


Abbildung 4.5-2: Simulierte Daten bei positiver Ablenk-Abtast-Rückwirkung

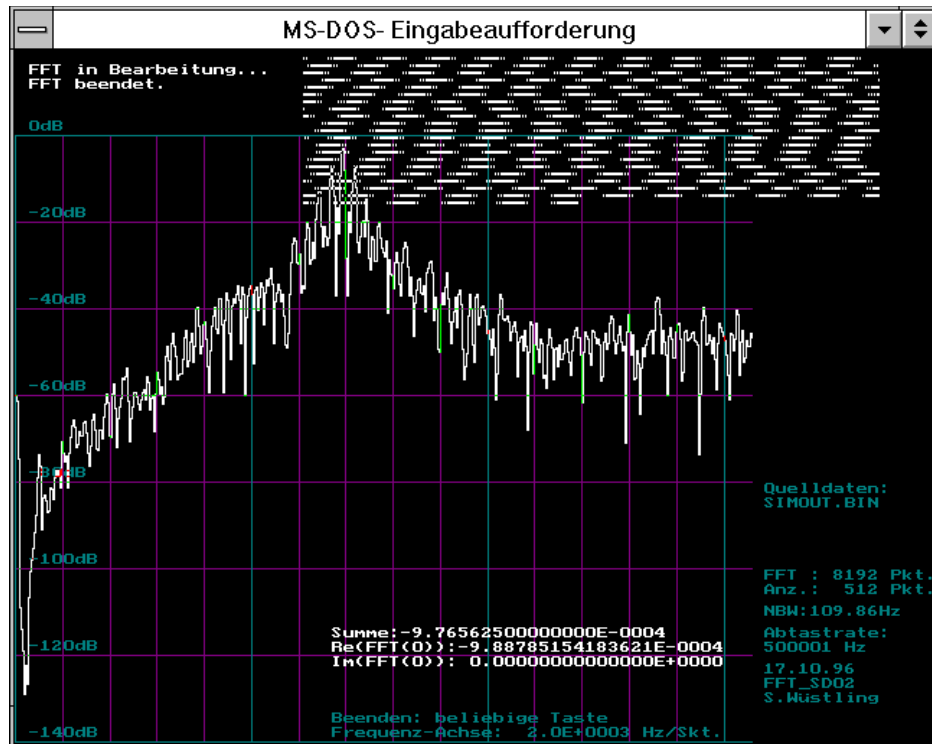


Abbildung 4.5-3: Simulierte Daten bei negativer Ablenk-Abtast-Rückwirkung

Frequenzen. Dieser Fall wurde in Abbildung 4.5-3 mit einer negativen Ablenk-Abtast-Rückwirkung von 0,3nm simuliert.

4.5.3 Resümee der Simulation

Die Simulationen haben gezeigt, daß das gewählte Systemkonzept mit einer Sigma-Delta-Abtastrate von 500kHz eine an die Problemstellung gut angepaßte Lösung darstellt. Die Schaltungskomponenten eignen sich gut zur Integration auf ASICs, die Auflösung ist den mikromechanischen Sensorelementen angepaßt, gleichzeitig sind die Taktfrequenzen und Bandbreiten nicht übermäßig hoch, so daß auch die Erfordernisse für einen niedrigen Leistungsverbrauch berücksichtigt werden konnten.

Als kritischer Punkt für das Schaltungskonzept konnte die Ablenk-Abtast-Rückwirkung durch die Simulationen bestätigt und die maximal zulässige Rückwirkung bestimmt werden. Auch die Stabilisierung der Rückkopplungsschleife durch das wie berechnet bemessene analoge, zeitdiskrete PD-Glied konnte verifiziert werden.

5 Erstes ASIC-Design für den elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler

Das in diesem Kapitel beschriebene erste ASIC-Design des Forschungszentrums für einen elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler sollte nicht nur ein erster Iterationsschritt auf dem Weg zu einer integrierten Auswerteschaltung für ein triaxiales Beschleunigungssensorsystem sein, sondern gleichzeitig Auswertechips liefern, die sich für eine Abformung von LIGA-Sensorelementen eignen sollten. Als zeitliche Vorgabe wurde Ende 1994 ins Auge gefaßt. Durch die MPW²-, kostenmäßigen, zeitlichen und sonstigen Randbedingungen, unter denen dieses erste Design abzuwickeln war, war man auf den unten beschriebenen Mixed-Mode³-CMOS-Prozeß von *Mietec, Belgien*, festgelegt. Als Name für dieses Design wurde *EMSD01* gewählt, was sich von *Elektromechanischem Sigma-Delta-Wandler* herleitet.

5.1 Vorversuche

Zwei wichtige Eigenschaften des LIGA-Sensorelementes, seine Übertragungsfunktion und sein thermisches Eigensrauschen, wurden in Vorversuchen ermittelt. Neben der dadurch erreichten Verifikation der physikalischen Grenzen eines aufzubauenden Sensorsystems dienten diese Versuche auch dazu, prinzipielle Probleme mit Auswerteschaltungen für MKB kennenzulernen.

5.1.1 Übertragungsfunktion des Sensorelementes

Damit der elektromechanische Sigma-Delta-Wandler wie vorgesehen funktionieren kann, muß sich das Sensorelement in seiner Rückkopplungsschleife wie ein Tiefpaß zweiter Ordnung verhalten, es darf also beispielsweise keine ausgeprägten Nebenresonanzen aufweisen. Um abzuklären, ob das LIGA-Beschleunigungssensorelement diese Bedingung erfüllt, wurde der Frequenzgang im Bereich von 50Hz...100kHz mit Hilfe eines Vektorvoltmeters bestimmt. Das in ein TO-3-ähnliches

² MPW=Multi Project Wafer: ein Wafer, der die Chips mehrerer Auftraggeber umfaßt. Ziel ist eine Aufteilung der (relativ hohen) Maskenkosten bei der Chipherstellung

³ Mixed-Mode- oder Mixed-Signal-Prozeß: Halbleiterprozeß, der analoge und digitale Schaltungskomponenten ermöglicht.

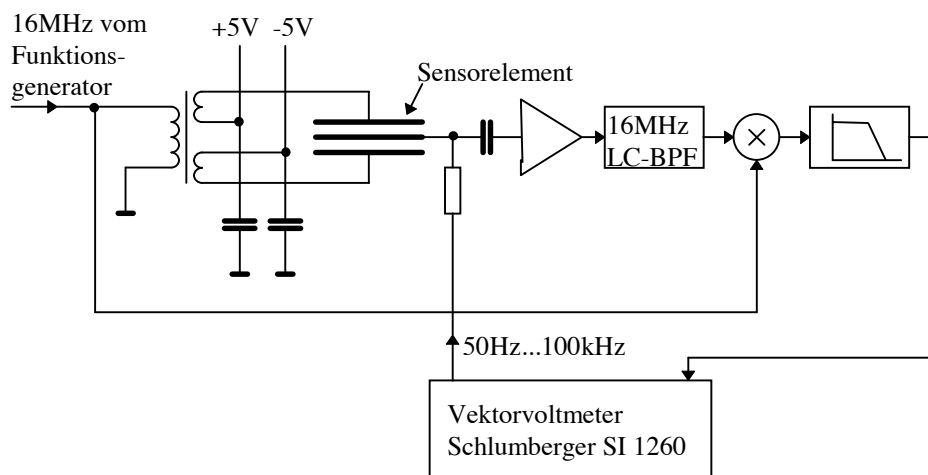


Abbildung 5.1-1: Anordnung zur Messung des Sensorelement-Frequenzganges

IC-Gehäuse eingebaute 2g-LIGA-Element wurde hierzu elektrostatisch angeregt und die Auslenkung der seismischen Masse mit dem Modulationsverfahren bei einer Trägerfrequenz von 16MHz abgetastet. Abbildung 5.1-1 zeigt das Prinzipschaltbild der Anordnung.

Bei diesem Verfahren ist zu beachten, daß sich die effektive Federkonstante im Sensorelement durch die Effektivspannungen am Sensorelement verringert, was zu einem Absinken der gemessenen Resonanzfrequenz und auch zu einer stärker gedämpften Resonanzstelle führt (vgl. Abschnitt 3.2.6). Die Effektivspannungen an den Hälften des Sensorelementes setzen sich zusammen aus den für die elektrostatische Anregung nötigen Gleichspannungen (hier 5V in jeder Hälfte) und den für die Probmassen-Auslenkungsabtastung nötigen HF-Spannungen (hier jeweils etwa $2V_{SS}$). Für die qualitative Erfassung des Frequenzganges stellt dies jedoch keine Einschränkung dar.

Es zeigte sich, daß der Frequenzgang innerhalb des erfaßten Bandes den für einen Tiefpaß zweiter Ordnung erwarteten Verlauf aufweist und keine meßbaren Nebenresonanzen existieren. Man kann also davon ausgehen, daß sich das Sensorelement für alle üblichen Auswerteprozesse einschließlich des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers eignet.

5.1.2 Messung des Sensoreigenrauschens

Um die rechnerisch ermittelte Amplitude des thermischen Sensorrauschens experimentell zu verifizieren, wurde das Rauschspektrum des 2g-LIGA-Sensorelementes aus 5.1.1 mit einer angeschlossenen rauscharmen Auslenkungsabtast-Schaltung ermittelt, deren Schema Abbildung 5.1-3 zeigt. Zur Spektralanalyse wurde ein HP54542A Oszilloskop eingesetzt, daß eine 32768-Punkt-FFT eines aufgezeichneten Signalintervalls erlaubt. Ausgewertet wurde der Frequenzbereich von DC bis 2,5kHz (vgl. Abbildung 5.1-2). Um sicherzustellen, daß der Rauschpegel der Elektronik ausreichend gering ist, wurde dieser zunächst bestimmt, indem das Sensorelement durch zwei Festkapazitäten ersetzt wurde, und zwar wurden hier -57dBm gemessen. Anschließend wurde das Rauschspektrum mit eingesetztem Element bestimmt. Zur Unterdrückung von Störungen durch

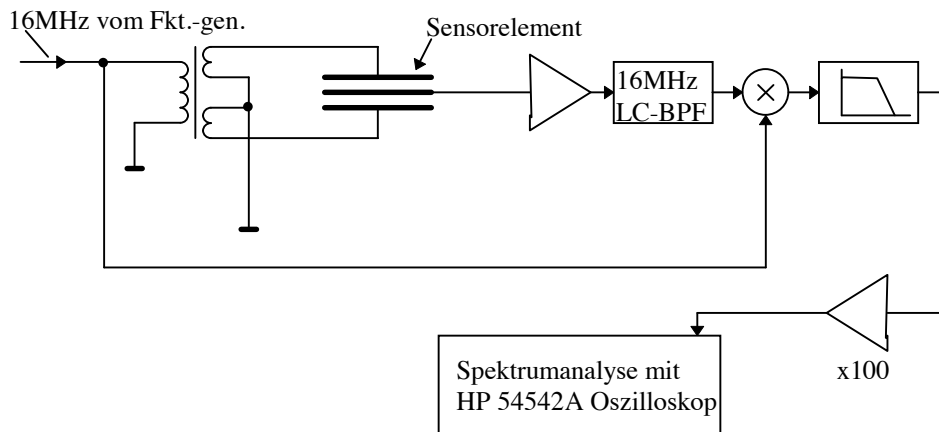


Abbildung 5.1-3: Messung des thermischen Rauschens des Sensorelementes

Vibrationen wurde die Auswerteschaltung mit dem Sensorelement auf einer mechanisch entkoppelten Marmorplatte gelagert. Durch die Tatsache, daß beim Auslenkungsabtast-Prinzip der weißen, thermisch verursachten spektralen Rauschkraftdichte der Frequenzgang des Sensorelementes aufgeprägt wird, ist eine eindeutige Identifikation des thermischen Sensorrauschens möglich. Aus dem Rauschspektrum in Abbildung 5.1-2 entnimmt man eine Resonanzüberhöhung um etwa 7dB mit einem Maximum bei 800Hz. Durch Parameteranpassung unter Annahme einer Probemasse von $3,3 \cdot 10^{-6}$ kg findet man für die Federkonstante $c=88$ N/m und für die Dämpferkonstante $b=0,008$ Ns/m. Aus b berechnet man die theoretische Rauschbeschleunigungsdichte zu $0,35 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ (vgl. Abschnitt 2.4).

Der aus Abbildung 5.1-2 entnommene Rauschpegel im flachen Bereich des Sensorfrequenzganges (0...500Hz) liegt bei etwa -47dBm, was einer Spannung von 1mV_{rms} entspricht. Es wurde eine 32768-Punkt-FFT bei einer Abtastrate von 5kHz eingesetzt, die Abtastpunkte im Frequenzbereich haben also einen Abstand von 153mHz. Durch die angewandte Hanning-Fensterung ergibt sich eine äquivalente Rauschbandbreite für den einzelnen Frequenz-Abtastpunkt von

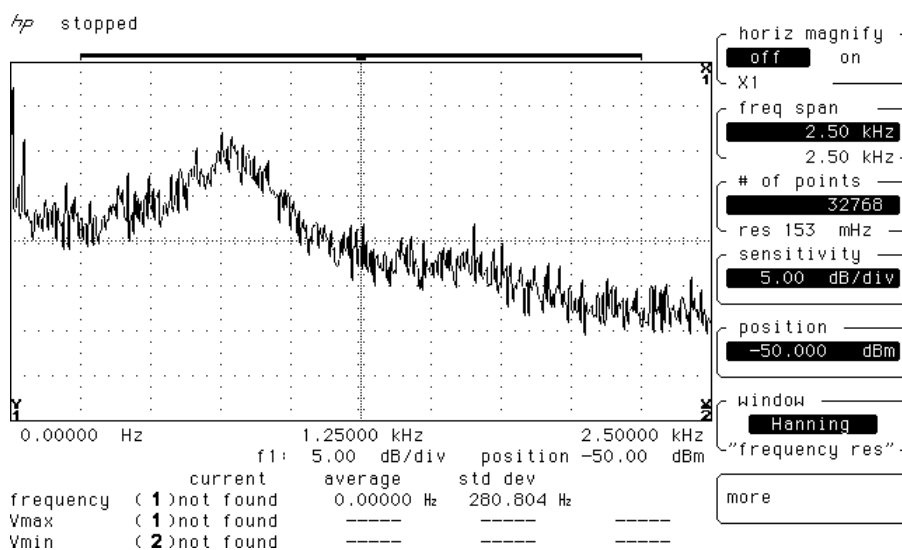


Abbildung 5.1-2: Thermisches Eigenrauschen eines Sensorelementes

$1,57 \cdot 153 \text{mHz} \approx 0,24 \text{Hz}$. Dies entspricht einer Rauschspannungsdichte von $2,04 \text{mV}/\sqrt{\text{Hz}}$ am Oszilloskop, also etwa $20,4 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ am Eingang des x100-Verstärkers, der an den Demodulator-Tiefpaß angeschlossen ist. Durch Neigung des Versuchsaufbaus wurde zuvor die Empfindlichkeit der Schaltung am Demodulator-tiefpaß-Ausgang zu 44V/g bestimmt. Daraus errechnet sich die gemessene Rauschbeschleunigungsdichte zu $0,46 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$, was im Rahmen der zu erwartenden Genauigkeit gut mit dem theoretischen Wert übereinstimmt.

5.2 Funktionsschema, erste Versuchsschaltung

Die dem kraftkompensierten Auswerteprozess eigenen Funktionen *Abtastung der Probemassenauslenkung* und *Kraftkompensation* finden bei dem hier vorgestellten Design in zwei sich zeitlich abwechselnden Phasen statt. Diese Technik ermöglicht eine Ansteuerung des Sensorelementes mit einfachen CMOS-Inverterstufen. Abbildung 5.2-1 zeigt die grundsätzliche Funktionsweise. Während der Abtastphase werden an die beiden feststehenden Elektroden des Sensorelementes gegenphasige Spannungen angelegt, so daß der an der Probemassee entstehende Spannungssprung über Richtung und Betrag der Probemassenauslenkung Auskunft gibt. Abhängig von der in der Abtastphase ermittelten Probemassenauslenkung wird in der anschließenden Kraftkompensationsphase entweder an die eine oder an die andere Sensorhälfte eine Spannung angelegt. Die entstehenden elektrostatischen Kräfte sorgen dafür, daß die Probemassee nur eine Grenzschiwingung sehr geringer Amplitude um ihre Mittelstellung ausführt.

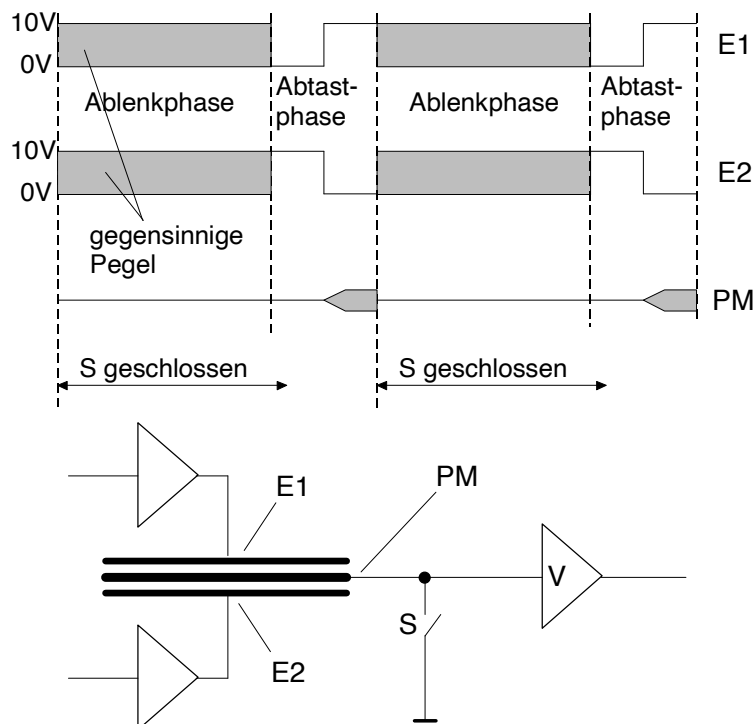


Abbildung 5.2-1: Funktionsschema von Abtastung und Kraftkompensation

Eine erste Versuchsschaltung, die mit käuflichen integrierten Schaltungen der Reihen 74HCxx und 40xx aufgebaut wurde, sollte zeigen, daß das gewählte Ausleseprinzip grundsätzlich mit dem gegebenen LIGA-Sensorelement kompatibel ist und eventuelle Problemstellen aufzeigen. Das Schaltbild des Analogteiles dieser Schaltung ist im Anhang angegeben. Sie arbeitet mit einer Abtastfrequenz von 200kHz, die Steuersignale werden im Wesentlichen von einem Dekadenzähler mit dekodierten Ausgängen (HEF4017) erzeugt, der mit einem 2MHz-Quarztakt angesteuert wird.

Im Hinblick auf die Absicht, eine integrierte Schaltung zu entwickeln, war es notwendig, den später durch die gewählte Halbleiter-Technologie begrenzten Ausgangsspannungshub der Sensortreiber möglichst gut zu nutzen. Der schleifenstabilisierende PD-Block wurde daher in dieser Versuchsschaltung bereits im zeitdiskreten Analogbereich realisiert.

Als Verstärker für die Probemassen-Auslenkungsabtastung wurden drei AC-gekoppelte, ungepufferte Inverterstufen aus einem 74HCU04-CMOS-Baustein verwendet. Als Initialisierungsschalter für die Verstärkerstufen und im zeitdiskreten PD-Glied wurden Analogschalter vom Typ 74HC4066 eingesetzt. Ein Flip-Flop 74HC74 dient als geschalteter Komparator, wobei mit einem Trimpotentiometer die Schaltschwelle justiert werden kann.

Gegeben durch die vorgegebene unipolare Versorgungsspannung von 5V beträgt die Beschleunigungs-Meßspanne dieser Versuchsschaltung in Verbindung mit dem verwendeten LIGA-Sensorelement etwa $\pm 0,25g$. Der Leistungsverbrauch, der nicht gezielt optimiert wurde, liegt bei 200mW.

5.3 Der CMOS-Prozeß

Bei der genutzten Halbleitertechnologie handelt es sich um einen $1,5\mu\text{m}$ n-well double-poly double-metal CMOS-Prozeß mit einer Durchbruchsspannung der Diffusionszonen von 12V. Er ermöglicht Betriebsspannungen von bis zu 10V gegenüber dem Substrat, wobei mehrere unipolar positive Versorgungsspannungen realisiert werden können, wenn das Substrat auf dem 0V-Potential (GND) liegt. So können z.B. Analog- und Digital-Betriebsspannung getrennt werden. Das p-Substrat stellt den Bulk aller n-Kanal-FETs und somit das allen Schaltungsteilen gemeinsame Bezugspotential dar. Elektrisch getrennte n-wells und somit p-Kanal-FETs mit individuellen Bulk-Anschlüssen können beliebig angelegt werden (Abbildung 5.3-1). Die kleinste mögliche Kanallänge beträgt $1,5\mu\text{m}$, jedoch müssen FETs, die mehr als 5V sperren sollen, länger ausgelegt werden. Ebenso sollen FETs in Verstärkerstufen nicht mit der kürzesten Kanallänge realisiert werden, da bei *short-channel* FETs die Verminderung der Ausgangsimpedanz in Source-Schaltung durch den stark streuenden Parameter λ (Shichman-Hodges-Modell) vermieden werden muß. Eine verminderte Ausgangsimpedanz käme einer unerwünschten Verminderung der Spannungsverstärkung gleich.

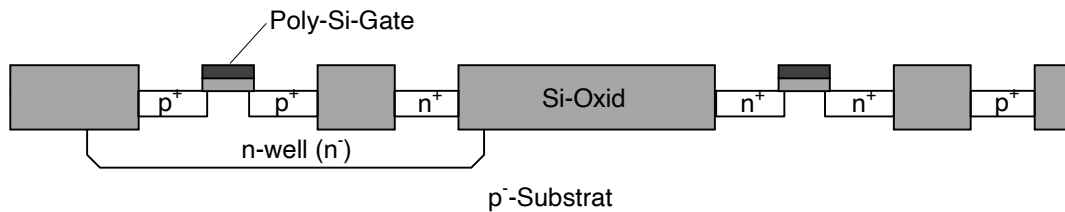


Abbildung 5.3-1: p-Kanal und n-Kanal-Transistoren beim n-well-CMOS-Prozeß

Da eine unipolare Versorgung des Sensorkopfes angestrebt wird, wird dem Substrat in diesem Design das 0V-Potential zugewiesen. Folgende Bauelemente werden in der Schaltung genutzt:

- n-Kanal-FETs, deren Bulkpotential zwangsläufig auf 0V liegt
- p-Kanal-FETs in n-wells an verschiedenen positiven Betriebsspannungen
- Poly-Silizium-Widerstände bis $5\text{k}\Omega$
- Schutzdioden

Als Latch-up-Schutzmaßnahme müssen alle Transistoren und Dioden, die an ein Bondpad angeschlossen sind, mit einem Guard-Ring (in Sperrichtung vorgespannter Diffusionsring) umgeben sein.

Zur Simulation standen für diesen schon älteren Prozeß herstellerseits SPICE LEVEL3-Modelle zur Verfügung.

5.4 Designwerkzeug und -ablauf

Das Design wurde mit dem Design Framework *Edge* der Firma *Cadence* bearbeitet. Dabei wurden folgende Schritte durchgeführt:

- Eingabe des vorbereiteten Schaltplanes des Analogteiles
- Simulation des Analogteiles mit HSPICE, Modifikation und Optimierung der Schaltung
- Handentwurf des Digitalteiles (Schaltplaneingabe unter Nutzung von Standardzellen)
- Simulation des Digitalteiles
- Überarbeitung/Vervollständigung der Digital-Zellenbibliothek
- Eingabe des Layouts des Analogteiles (Zeichnen der einzelnen Geometrie-elemente im Layout-Editor)
- Automatische Erzeugung des Digital-Layouts
- Design Rule Check (DRC) und Physical Design Verification (PDV)
- Nachbesserung des automatisch erstellten Digital-Layouts
- Vervollständigung des Chip-Layouts für die LIGA-Abformung

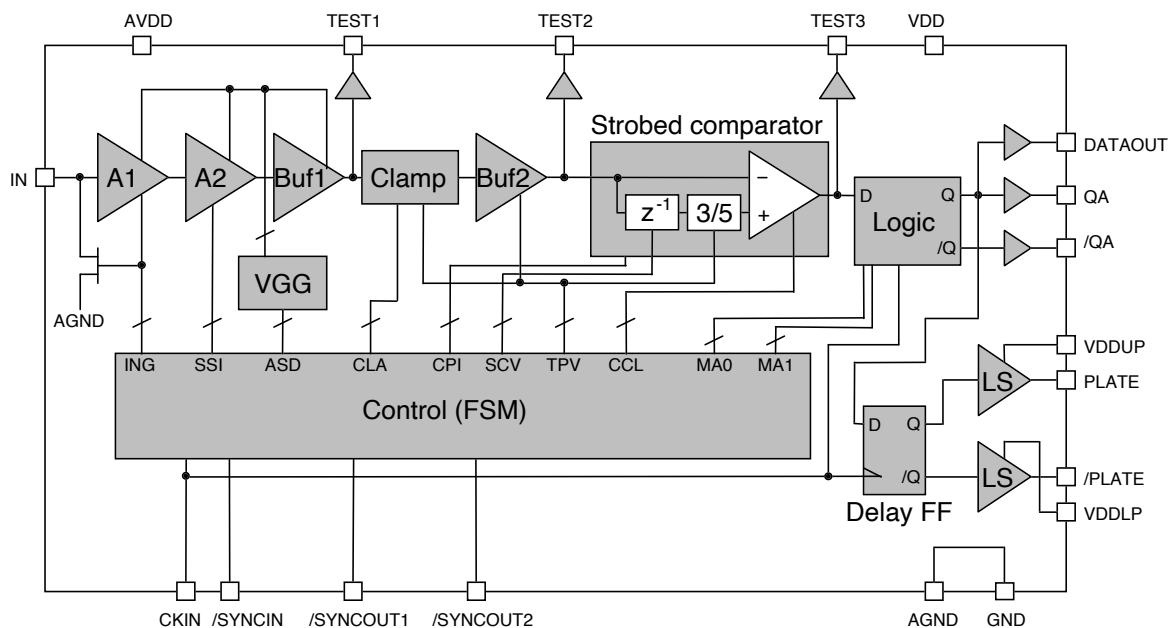


Abbildung 5.5-1: Blockschaltbild des EMSD01

- DRC und PDV des gesamten Chips
- Post-layout-Simulation des Analogteiles
- Simulation des gesamten Chips soweit möglich (Rechenzeit für einen Abtastzyklus ca. ½ Tag mit HSPICE auf Sun Sparc 10)

5.5 Analogteil

Abbildung 5.5-1 zeigt ein Blockschaltbild des EMSD01, aus dem der prinzipielle Aufbau des Analogteiles hervorgeht. Die einzelnen Funktionsblöcke werden im folgenden detailliert beschrieben.

Die Abkürzungen bedeuten:

A1	Erste Verstärkerstufe
A2	Zweite und dritte Verstärkerstufe
Buf1	Erste Pufferstufe
Clamp	Klemmschaltung (<i>CDS-Block</i>)
Buf2	Zweite Pufferstufe mit eigenem schaltbarem Bias-Spannungsteiler (<i>Bias-Block 2</i>)
VGG	Schaltbarer Bias-Spannungsteiler (<i>Bias-Block 1</i>)
LS	Pegelwandelnde Sensor-Treiberstufe

Der Aufbau der Funktionsblöcke aus Einzeltransistoren ist dem ausführlichen Schaltbild im Anhang A.5.2 zu entnehmen.

5.5.1 Eingangs-Pegelwandler

Beim EMSD01 liegt der Arbeitspunkt des Eingangsverstärkers auf 0V. Um diesen DC-Pegel der Eingangsspannung in den Gleichtaktbereich einer CMOS-Differenzverstärkerstufe zu heben, wird ein p-Kanal-Sourcefolger verwendet. Der Arbeitspunkt wurde so gewählt, damit die Sensor-Probemasse nicht zu Beginn der Abtastphase umgeladen werden muß, denn während der Ablenkphase muß die Sensorzunge zwangsläufig auf 0V liegen, um den Ausgangsspannungshub der Sensortreiber voll als Ablenkspannung nutzen zu können. Im Normalbetrieb der Schaltung führt die Probemasse nur eine sehr kleine Grenzwärkung um ihre Mittellage aus, d.h. die Kapazitäten der beiden Sensorhälften sind fast konstant. Durch die gegenphasige Ansteuerung der beiden feststehenden Sensorelektroden ist die Ladungsmenge, die in jedem Abtastzyklus von der Probemasse ab- bzw. zugeführt werden muß, um ihr Potential auf 0V zu halten, sehr klein. Daher genügt ein relativ kleiner n-Kanal-FET als Schalter, was ein Anliegen ist, um die Ladungsinjektion auf den Eingangsknoten gering zu halten. Problematisch bei dieser Wahl des Arbeitspunktes ist allerdings, daß die Eingangsspannung auch im Umschalt Augenblick der Sensor-Treiber Spannungen nicht wesentlich unter 0V sinken darf. Auf diesen Sachverhalt wird bei der Behandlung der Treiberstufen (vgl. Abschnitt 5.5.6) näher eingegangen.

5.5.2 Dreistufiger Verstärker

Dimensionierung des Verstärkungsfaktors

Die Klemmschaltung und der geschaltete Komparator sind *switched-capacitor*-Anordnungen, die thermodynamisch bedingt mit einem Schaltrauschen, dem sogenannten kT/C -Rauschen behaftet sind. Öffnet sich ein Schalter, der vor dem Öffnungszeitpunkt einen Kondensator mit einer Spannungsquelle verband, so wird die Ladespannung des Kondensators anschließend nicht exakt der Quellenspannung entsprechen, sondern statistisch davon abweichen. Der Erwartungswert der Kondensatorspannung nach dem Öffnen des Schalters entspricht der Quellenspannung, die Varianz der Verteilung ist durch den Ausdruck kT/C gegeben. Darin ist k die Boltzmann-Konstante, T die absolute Temperatur und C die Kapazität des Kondensators. Da das Produkt kT durch die Chip-Temperatur vorgegeben ist, kann die Rauschspannung nur durch Vergrößern von C erniedrigt werden. Die maximale Kapazität C ist jedoch zum einen durch den Ausgangsstrom der treibenden Verstärkerstufen begrenzt, zum anderen durch den Flächenbedarf von Kondensatoren auf dem Chip (ca. $1\text{fF}/\mu\text{m}^2$). Im vorliegenden Design wurden die Kondensatoren zu 2pF gewählt. Daraus ergibt sich bei Raumtemperatur (300K) eine effektive Rauschspannung von $45\mu\text{V}_{\text{rms}}$ an jedem der geschalteten Kondensatoren. In der Praxis liegt das Schaltrauschen aber erfahrungsgemäß um etwa eine Größenordnung höher. Für den auf den Verstärker folgenden CDS-Block und den geschalteten Komparator zusammen muß man daher von einem Schaltrauschen von

1mV_{rms} ausgehen. Es sind weitere Rauschbeiträge zu erwarten, da die Schaltgeschwindigkeit des Komparators begrenzt ist und in Schwellennähe auch die Schwellenspannung des nachgeschalteten digitalen D-Flip-Flops eingeht.

Der Vorverstärker muß das Eingangssignal über den resultierenden Rauschpegel anheben, damit der Gesamt-Störabstand nicht verschlechtert wird. Andererseits darf die dem Sigma-Delta-Wandler eigene Grenzschwungung in keinem Falle den Verstärker übersteuern, da im übersteuerten Zustand die zeitdiskrete Differenzierung des Signals (PD-Glied) im geschalteten Komparator nicht mehr funktioniert. Ein guter Wert für die Verstärkung ist 500...1000. Da der Komparator des 1-Bit-Sigma-Delta-Wandlers nur eine Schwellenentscheidung durchführt, ist der Verstärkungsfaktor ohne Einfluß auf die Eigenschaften des Regelkreises und muß daher nur ungefähr eingehalten werden.

Bandbreite

Die Probemassen-Auslenkungsabtastung geschieht mit der Methode des *correlated double sampling* (CDS, vgl. Abschnitt 5.5.3). Reserviert man für die Auslenkungsabtast-Phase $1/3$ der gesamten Dauer eines Sigma-Delta-Abtastzyklus, so ergibt sich hieraus, daß der Verstärker ein Frequenzband von $\pm f_s/2$ um eine Mittenfrequenz von $3f_s$ ohne signifikante Dämpfung übertragen können muß, seine obere -3dB -Grenzfrequenz soll also bei einer Abtastrate f_s von 500kHz mindestens $1,5\text{MHz}$ betragen. Andererseits soll sie auch nicht wesentlich größer sein, um beim Abtastvorgang nicht unnötig viel Rauschen aus höheren Frequenzbändern ins Nutzband zu spiegeln.

Aufbau

Der Verstärker besteht aus drei DC-gekoppelten Differenzverstärkerstufen, deren Gegenkopplungs-Spannungsteiler kapazitiv ausgeführt sind. Die Spannungsverstärkungen der einzelnen Stufen sind zu 10, 8 und 8 dimensioniert. P-Kanal-Schalter initialisieren die Stufen schrittweise, zuerst die erste Stufe (Steuersignal ING) und dann gleichzeitig die zweite und dritte Stufe (Steuersignal SSI). Wegen der gleichzeitigen Initialisierung der zweiten und dritten Stufe ist der Schalter der zweiten Stufe ladungskompensiert. Um die folgende Klemmschaltung mit ihrer hohen Eingangskapazität zu treiben, ist dem dreistufigen Verstärker eine Pufferstufe nachgeschaltet.

Rauschen

Die Dimensionierung der Verstärkerstufen wurde zunächst so gewählt, daß die Bandbreite bzw. die Einschwingzeit in der HSPICE-Simulation den Erfordernissen entsprach. Die so ausgelegte erste Differenzverstärkerstufe führt in jedem Zweig einen Ruhestrom von ca. $100\mu\text{A}$. Die eingangsbezogene quadratische thermische Rauschspannungsdichte S_{VN} eines MOSFETs im Sättigungsbereich ist durch den Ausdruck

$$S_{VN} = \frac{8kT}{3g_m} \quad (5.5-1)$$

gegeben [37]. Dabei ist g_m die Steilheit des Transistors im Arbeitspunkt. Sie ist wiederum durch den Drain-Ruhestrom I_{DQ} gegeben und beträgt hier etwa 0,18mA/V. Daraus ergibt sich eine Rauschspannungsdichte von etwa

$$\sqrt{S_{VN}} \approx 8 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}. \quad (5.5-2)$$

In der Differenzverstärkerstufe addieren sich die Rauschbeiträge der vier relevanten Transistoren (differentielles Paar und Stromspiegel) geometrisch, so daß mit etwa der doppelten berechneten Rauschspannungsdichte gerechnet werden muß. Auch der der Differenzstufe vorgeschaltete Pegelwandler liefert einen Rauschbeitrag. Wie noch zu sehen sein wird, vervielfacht sich die für die Auslenkungsabtastung effektiv wirksame Rauschleistungsdichte dadurch, daß nur ein Bruchteil der Gesamtzeit für die Auslenkungsabtastung zur Verfügung steht. Beträgt dieser Bruchteil 1/3, so resultiert etwa eine Verdreifachung der Rauschleistungsdichte. Die effektive, auf den Verstärkereingang bezogene Rauschspannungsdichte wird nach diesen Betrachtungen auf ca. 50nV/ \sqrt{Hz} abgeschätzt. Die Abtastfrequenz beträgt 500kHz, die Rauschspannung erscheint also auf einer Bandbreite von 250kHz. Die effektive, auf den Verstärkereingang bezogene Rauschspannung des Abtastsignals errechnet sich daraus zu $25\mu V_{rms}$. Spannungssprünge in der Auslenkungsabtast-Phase von 10V an jeder Sensorhälfte und $4\mu m$ Spaltweite ergeben etwa 2V Spannungssprung an der Probemasse pro $1\mu m$ Auslenkung. Die abgeschätzte Rauschspannung kann in einen Auslenkungsabtast-Rauschfehler von $12,5 \cdot 10^{-12} m_{rms}$ umgerechnet werden. Die Amplitude einer 2,2-Grenzwinkel-Mode der Probemasse besitzt für einen Meßbereich von $\pm a_m = \pm 1,5g \approx \pm 15m/s^2$ und eine Sigma-Delta-Abtastperiode von $\tau=2\mu s$ einen Wert von

$$\begin{aligned} \hat{x}_{(2,2)} &= \frac{1}{2} a_m \tau^2 = 30 \cdot 10^{-12} m \\ \Rightarrow x_{(2,2),eff} &\approx 21 \cdot 10^{-12} m \end{aligned} \quad (5.5-3)$$

Der Abtast-Rauschfehler liegt unterhalb dieses Wertes, weshalb der Verstärker für dieses erste Design nicht weiter optimiert wurde.

5.5.3 Klemmschaltung (CDS)

Die Klemmschaltung erfüllt die Funktion der korrelierten Doppelabtastung (*correlated double sampling*, CDS). Darunter versteht man die Bildung der Differenz zweier Abtastwerte, von denen der erste zeitlich vor und der zweite zeitlich nach dem Aufschalten der Spannungssprünge auf das Sensorelement am Verstärkerausgang entnommen wird. Damit werden Offsetfehler und niederfrequentes Rauschen aus dem Verstärker (vor allem 1/f-Rauschen) verringert. Das Übertragungsverhalten des CDS-Blockes kann durch eine Abtastung mit einer Abtastfrequenz von $f_{S,CDS}=2 \cdot n \cdot f_S$, einem zeitdiskreten Differenzierer $H_D(z)=1-z^{-1}$ (bezüglich $f_{S,CDS}$) und einer nachgeschalteten Unterabtastung um einen Faktor $2n$ (auf f_S) dargestellt werden.

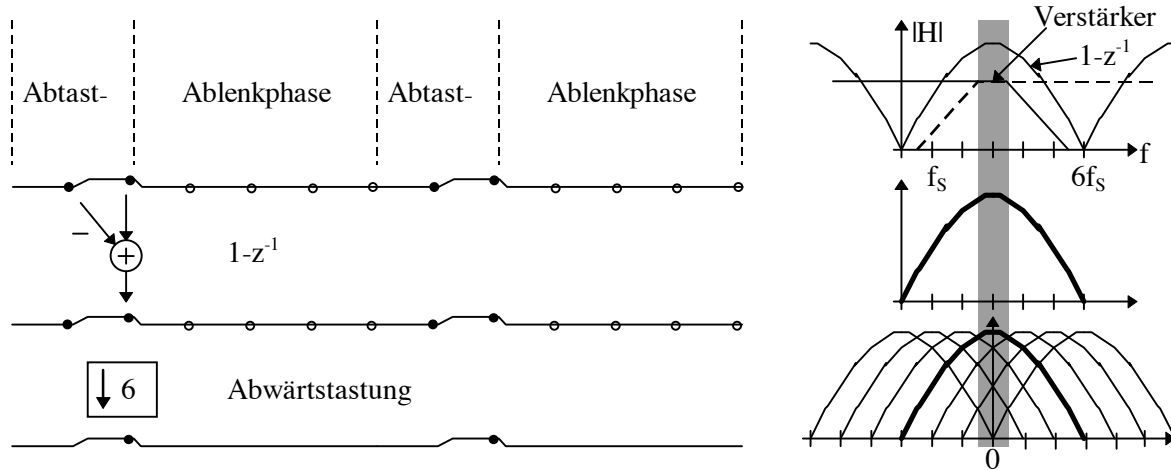


Abbildung 5.5-2: Wirkungsweise des CDS

Hierbei ist n der Kehrwert des für die Probemassenabtastung genutzten Bruchteils eines gesamten Sigma-Delta-Abtastzyklus. Im vorliegenden Falle wird $1/3$ der Gesamtdauer für die Auslenkungsabtastung genutzt, daraus ergibt sich $n=3$. Bei $f_S=500\text{kHz}$ ist dann also $f_{S,CDS}=3\text{MHz}$. Die Unterabtastung übernimmt die eigentliche Demodulatorfunktion, die die Nutzinformation ins Basisband bringt. Abbildung 5.5-2 veranschaulicht diese Verarbeitungsschritte.

Die Abtastwerte während der Ablenkphase dienen nur als Vorstellungshilfe, sie tauchen im Endergebnis aber nicht auf und stehen in Wirklichkeit auch gar nicht zur Verfügung. Rechts in der Abbildung sind die Verhältnisse im Frequenzbereich dargestellt. Die Nutzinformation über die Probemassenauslenkung liegt im grau unterlegten Frequenzbereich. Das obere Achsenkreuz zeigt die Frequenzgänge von Verstärker und Differenzierer, darunter im mittleren Achsenkreuz deren Produkt. Im unteren Achsenkreuz ist die Auswirkung der Abwärtsstastung eingetragen. Dort wird auch deutlich, warum die von der Auslenkungsabtastung erfaßte äquivalente Rauschbandbreite größer als 250kHz ist. Durch die Abwärtsstastung werden sechs Spektralintervalle übereinandergeschoben, die aber durch die $1-z^{-1}$ -Übertragungsfunktion nicht alle voll gewichtet werden. Effektiv ergibt sich unter den gegebenen Bedingungen etwa eine Verdreifachung der äquivalenten Rauschbandbreite.

Realisiert wird die CDS-Funktion mittels eines Koppelkondensators und eines Schalters, der den ausgangsseitigen Anschluß dieses Kondensators während der ersten Hälfte der Abtastphase (vor dem Aufschalten der Spannungssprünge auf das Sensorelement) auf eine konstante Spannung klemmt (Steuersignal CLA, Abbildung 5.5-3). Diese konstante Spannung wird durch einen eigenen Spannungsteiler aus der Analog-Versorgungsspannung erzeugt. Um den Koppelkondensator ansonsten nicht zu belasten, ist der Klemmschaltung eine

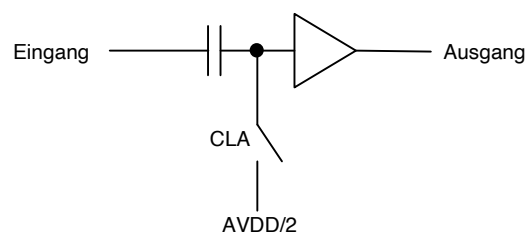


Abbildung 5.5-3: Prinzip des CDS-Blocks (Klemmschaltung)

Pufferstufe nachgeschaltet, die die relativ hohe Eingangskapazität des nachfolgenden geschalteten Komparators treibt.

5.5.4 Geschalteter Komparator

Die Aufgabe des geschalteten Komparators in dieser Schaltung ist es, den Term

$$\text{sign}(u_i - D \cdot u_{i-1}) \quad ; D \approx 0,6$$

als 1-Bit-Information zu einem bestimmten Zeitpunkt des Abtastablaufes zur Verfügung zu stellen. Hierin ist u_i die Ausgangsspannung der vorgeschalteten Klemmstufe zum i -ten Abtastzeitpunkt. Der geschaltete Komparator vereinigt somit

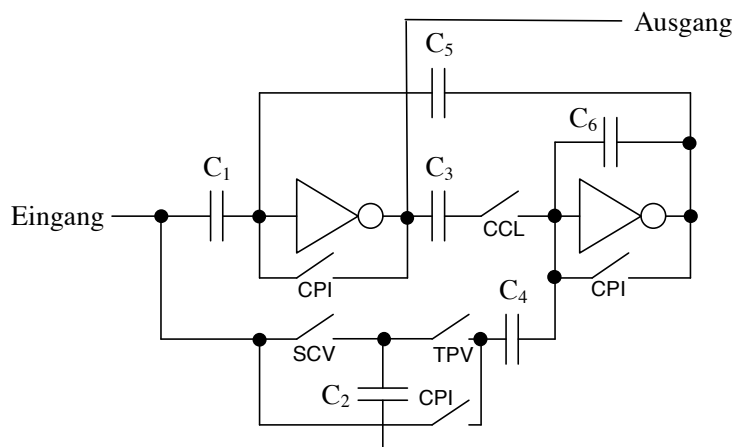


Abbildung 5.5-4: Prinzip des geschalteten Komparators

die Funktion des zeitdiskreten PD-Gliedes und des 1-Bit-A/D-Wandlers. Sein Aufbau (Abbildung 5.5-4) ähnelt dem der ersten Stufe eines CMOS-D-Flipflops, in der zwei kaskadierte Inverterstufen im Entscheidungs Augenblick (Flanke des Triggersignals) rückgekoppelt werden und in einen der beiden stabilen Zustände kippen, je nachdem, welcher Eingangspegel vor dem Schließen der Rückkopplung angelegen hat. Um die Schaltschwelle des

Komparators zu stabilisieren, sind die Inverterstufen AC-gekoppelt und werden vor jeder Entscheidung initialisiert (Steuersignal CPI). Komparatorstufen dieser Art sind in CMOS-ADCs allgemein verbreitet. Um den zeitdiskreten D-Anteil (Term $-D \cdot u_{i-1}$) zu realisieren, ist die zweite Inverterstufe durch kapazitive Gegenkopplung auf einen bestimmten Verstärkungsfaktor eingestellt, so daß der in dem Kondensator C_2 zwischengespeicherte ($i-1$)te Abtastwert für die Komparatorentscheidung entsprechend gewichtet wird. Für ein schnelles Schalten muß die Schleifenverstärkung der Anordnung möglichst hoch sein, daher müssen die Inverterstufen auf hohe innere Verstärkung optimiert werden. Aus diesem Grunde wurde für die Transistoren dieser Stufen nicht die kürzestmögliche Kanallänge gewählt, sondern $4\mu\text{m}$.

5.5.5 Bias-Spannungserzeugung und Shutdown-Schema

Der *Bias-Block 1* erzeugt die Gate-Vorspannung für die n-Kanal-Stromquellen der drei Verstärkerstufen und der nachgeschalteten Pufferstufe sowie die Vorspannung der p-Kanal-Stromquelle des Eingangs-Pegelwandlers. Während der Ablenkphase wird der Abtastverstärker, der maßgeblich zur Verlustleistung des Analogteiles beiträgt, nicht benötigt und kann abgeschaltet werden. Der *Bias-Block 1* und damit der ganze Verstärker wird daher durch ein besonderes Steuersignal (ASD) nur während der Abtastphase aktiviert.

Die Klemmschaltung (CDS) mit nachgeschaltetem Buffer wird für die Initialisierung des geschalteten Komparators gebraucht und muß daher noch einige Zeit länger eingeschaltet bleiben. Geschaltet werden hierzu der Klemmspannungs-Teiler und der *Bias-Block 2*, der den CDS-Buffer mit Vorspannung versorgt (Steuersignal TPV). Der geschaltete Komparator muß einen Zwischenwert speichern und bleibt daher ständig aktiv.

5.5.6 Sensor-Treiberstufen

Die Sensor-Treiberstufen haben die Aufgabe, die feststehenden Elektroden des MKB mit den für die Auslenkungsabtastung und die elektrostatische Kraftkompensation nötigen Spannungspegeln anzusteuern.

Signalform der Sensorplattentreiber

Die beiden Treiberausgänge für die feststehenden Elektroden des Sensorelementes liefern gegenphasige Signale. Den Treibern sind Pegelwandler vorgeschaltet, die die Umsetzung von 5V-CMOS-Logiksignalen auf die höheren Ablenkspannungspegel bewerkstelligen. Jede Treiberstufe besitzt eine eigene Versorgungsspannung, das 0V-Potential (GND) ist allen Schaltungsteilen gemeinsam. Die einzelne Treiberstufe kann also die zugeordnete Sensorelektrode entweder auf ihre jeweilige Versorgungsspannung oder auf 0V legen. In der *Abtastphase* liefern die Treiberstufen einen L/H-Übergang (erste Sensorhälfte) bzw. einen H/L-Übergang (zweite Sensorhälfte). In der *Ablenkphase* liefern die Treiber ebenfalls gegenphasige Pegel, je nach vorausgegangener Entscheidung des geschalteten Komparators. Die Trennung zweier aufeinanderfolgender Ablenkphasen durch die dazwischenliegende Abtastphase ist nicht nur für die Auslenkungsabtastung notwendig, sondern erweist sich für eine reproduzierbare Krafrückkopplung als vorteilhaft. Würde man die H- und L-Pegel für die Ablenkspannung lückenlos aneinanderreihen, so wäre das Ablenkspannungsintegral über eine Ablenkphase vom Pegel in den zeitlich benachbarten Ablenkphasen abhängig. Abbildung 5.5-5 (oben) verdeutlicht diesen Effekt, der immer dann auftritt, wenn die Gestalt der H/L-Flanken nicht exakt invers zur Gestalt der L/H-Flanken ist, wovon in der Praxis immer auszugehen ist. Fügt man dagegen in den zeitlichen Ablauf eines jeden Abtastzyklus ein Zeitintervall TI mit stets gleichem Signalverlauf ein, so hat man für das Ablenkspannungsintegral tatsächlich nur noch zwei diskrete Werte. Die Rolle des Trennintervalls TI übernimmt

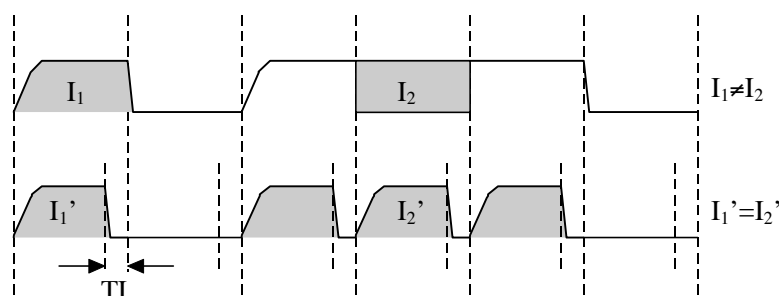


Abbildung 5.5-5: Ungünstiger und günstiger Verlauf der Ablenkspannung

beim EMSD01 wie erwähnt die Auslenkungsabtast-Phase (Abbildung 5.2-1).

Auslegung der Sensorplattentreiber

Der auf 0V liegende Arbeitspunkt des Eingangsverstärkers bringt besondere Anforderungen an die Auslegung der Sensorplattentreiber mit sich. Um diesen Arbeitspunkt festzuhalten, muß der Eingangsknoten prinzipiell galvanisch mit einem n-Kanal-Schalter-MOSFET verbunden sein, der ihn periodisch mit 0V verbindet. Seine Drain-Diffusionszone stellt die Kathode einer Si-Diode dar, deren Anode auf Bulk-Potential, also auf 0V liegt. Die Probemasse ist daher zwangsläufig über diese Si-Diode mit 0V verbunden. Zur Auslenkungsabtastung der Sensorzunge werden nun von den beiden Sensorplattentreibern gegenphasige Spannungssprünge auf die beiden feststehenden Sensorelektroden geschaltet. Nun gelingt es nie, diese beiden Signale exakt gegenphasig zu machen. Abweichungen in der Gegenphasigkeit aber können nun z.B. zu einer negativen Nadel in der Summenspannung zum Zeitpunkt des Umschaltens führen. Öffnet diese Nadel die mit 0V verbundene Diode, so entsteht ein sehr schlecht zu reproduzierender Offset der Auslenkungsabtastung, denn der Diodenstrom fließt gerade zum kritischsten Zeitpunkt der Abtastphase. Die Sensorplattentreiber müssen also so ausgelegt werden, daß keinesfalls eine negative Nadel entsteht. Aber auch eine positive Nadel kann die mit der positiven Versorgungsspannung verbundene Schutzdiode des Verstärkereingangs öffnen, wenn sie eine Höhe von etwa 5,5V überschreitet.

Die Treiberstufen bestehen je aus einer Pegelwandlerstufe mit einer nachgeschalteten Inverter-Kaskade (vgl. Schaltbild Abbildung A.5-5 im Anhang). Die Treiberstufe, die in der *Abtastphase* die *negative* Flanke ausgibt, weist eine Inverterstufe mehr auf, damit ihre Durchlaufzeit etwas länger als die der anderen Treiberstufe ist. Gleichzeitig sind die Stufen so ausgelegt, daß die unabhängig streuenden Steilheiten von p- und n-Kanal-Transistoren jeweils auf die Durchlaufzeiten beider Stufen ähnlichen Einfluß haben. Mit diesen Maßnahmen wird erreicht, daß die Summenspannung beider Treiberausgänge in einer positiven Nadel besteht, die aber möglichst reproduzierbar ist. Der Spitzenwert der Spannungsnadel wie sie am Verstärkereingang erscheint kann weiter begrenzt werden, indem man den Innenwiderstand der Treiberausgänge nicht zu niederohmig und möglichst symmetrisch wählt, allerdings um den Preis einer relativ niedrigen maximalen Sensorkapazität. Beim EMSD01 sind die beiden Sensortreiber-Ausgänge zu diesem Zweck mit Polysilizium-Serienwiderständen von je 710Ω versehen. Die maximale Kapazität einer Sensorhälfte wird dadurch auf etwa 10pF begrenzt. Eine größere kapazitive Belastung würde eine übermäßig große RC-Zeitkonstante zur Folge haben, so daß das Sensorelement in den verfügbaren Zeitintervallen nicht vollständig umgeladen werden könnte.

5.5.7 Testpins

Drei Testpins erlauben den meßtechnischen Zugang zu drei wichtigen Punkten im Analog-Signalfeld. Es sind dies der Ausgang des Abtastverstärkers, der Ausgang der Klemmschaltung sowie der Ausgang des geschalteten Komparators. Diese

Anzapfstellen sind so gewählt, daß praktisch jede Einzelfunktion des Wandlers anhand der Testsignale geprüft werden kann.

Um die Schaltung durch die Kapazität der Bond-Pads (ca. 1pF) und der externen Meßvorrichtung (Tastspitze ca. 8pF) nicht zu belasten, werden die Testpins von je einem Source-Follower getrieben, dessen Arbeitswiderstand (1...4,7k Ω) bedarfsweise extern anzuschließen ist. Im Normalbetrieb bleiben die Anschlüsse unbeschaltet, wodurch zusätzlicher Leistungsverbrauch entfällt.

5.6 Digitalteil

Der Digitalteil des EMSD01 ist im Wesentlichen eine *Finite-State-Machine* (FSM) vom Moore-Typ mit 24 bzw. 32 Zuständen, umschaltbar durch äußere Beschaltung. Wählt man die Einstellung mit 24 Zuständen, so ist der Abtastphase 1/3 und der Kraftkompensationsphase 2/3 der Zeit eines Abtastzyklus zugeordnet. Für eine Abtastrate von 500kHz muß die Clock-Frequenz 12MHz betragen. Wählt man die Einstellung mit 32 Zuständen, so sind es 1/4 bzw. 3/4, was wegen der längeren Kraftkompensationsphase eine etwas größere Meßspanne ergibt. Für 500kHz Abtastrate wird dann ein 16MHz-Clock benötigt. Ein L-Pegel am Synchron-Eingang /SYNCIN setzt das Steuerwerk synchron auf den 0ten Zustand zurück. Auf diese Weise können mehrere EMSD01-Chips im selben Sensorkopf synchronisiert werden.

5.6.1 Die Steuersignale

Das digitale Steuerwerk steuert die Analogschalter (*transmission gates*) im Analogteil des ICs mittels der in Tabelle 5.6-1 beschriebenen acht Steuersignale. Die Signale liegen zur Ansteuerung der Transmission gates jeweils in nichtinvertierter und invertierter Form vor und sind über Inverterpaare, die an der Analogversorgung liegen, gepuffert.

Tabelle 5.6-1: Steuersignale des EMSD01

Signalname	Funktion
ING, /ING	Steuert den Schalter, der den Eingangsanschluß auf GND legt, sowie den Initialisierungsschalter der ersten Verstärkerstufe.
SSI, /SSI	Steuert die Initialisierungsschalter der zweiten und dritten Verstärkerstufe
ASD, /ASD	Deaktiviert <i>Bias-Block 1</i>
CLA, /CLA	Klemmt den Ausgang der AC-gekoppelten Klemmstufe auf AVDD/2
CPI, /CPI	Steuert die Initialisierungsschalter des geschalteten Komparators
SCV, /SCV	Steuert den Schalter für die Zwischenspeicherung des (i-1)-ten Abtastwertes.
TPV, /TPV	Transferiert den zwischengespeicherten Abtastwert mit einem Gewicht von -3/5 in den geschalteten Komparator, deaktiviert den Klemmspannungsteiler und die zweite Pufferstufe.
CCL, /CCL	Triggert den geschalteten Komparator

5.6.2 Ablauf eines Abtastzyklus

Tabelle 5.6-2 beschreibt den Ablauf eines Abtastzyklus. Zu jedem Zustand des Steuerwerkes sind die mit Erreichen dieses Zustandes ausgelösten Ereignisse und die betroffenen Steuersignale angegeben. Die Komplexität des Ablaufes wird vor allem durch die Maßnahmen zur Entkopplung der Probemassen-Auslenkungsabtastung notwendig. Diese wird durch die Vorbereitung der eigentlichen Abtastung in mehreren Schritten erreicht, zwischen denen jeweils die Einschwingvorgänge abgewartet werden. Abbildung 5.6-1 gibt noch einmal einen Überblick über das Timing der Steuersignale.

Tabelle 5.6-2: Zustände des Steuerwerkes und ausgelöste Aktionen

Zu-stand	Mit Erreichen des Zustandes ausgelöstes Ereignis	Steuer-signal
0	/SYNCOUT2 wird auf VDD gesetzt.	
1	Keine Änderung.	
2	<i>Bias-Block 1</i> und somit der Verstärker werden aktiviert.	ASD
3	Beginn der Abtastphase: PLATE wird auf 0V gesetzt, /PLATE auf VDDL.	
4	Der Eingangsknoten wird vom GND-Potential getrennt. Der Initialisierungsschalter der ersten Verstärkerstufe wird geöffnet. Der Klemmspannungsteiler wird aktiviert. Die zweite Pufferstufe wird aktiviert. Der Schalter für den Transfer des (i-1)-ten Abtastwertes wird geöffnet.	ING ING TPV TPV TPV
5	Die Initialisierungsschalter der zweiten und dritten Verstärkerstufe werden geöffnet.	SSI
6	Der Kondensator zur Zwischenspeicherung des (i-1)-ten Abtastwertes wird mit dem Ausgang der zweiten Pufferstufe verbunden..	SCV

7	PLATE wird auf VDDUP gesetzt, /PLATE auf 0V Der Ausgang der Klemmstufe wird von AVDD/2 getrennt.	CLA
8	Keine Änderungen. Abwarten der Verstärker-Einschwingzeit.	
9	Der geschaltete Komparator wird getriggert. Der Zwischenspeicher-Kondensator wird vom Ausgang der zweiten Pufferstufe getrennt.	CCL SCV
10	<i>Bias-Block 1</i> wird deaktiviert und der Verstärker somit in den Shutdown-Modus versetzt. Der Eingangsknoten wird mit GND verbunden. Der Initialisierungsschalter der ersten Verstärkerstufe wird geschlossen. Der Ausgang der Klemmstufe wird auf AVDD/2 geklemmt. Das Komparator-Ergebnis wird in einem Flip-Flop gepuffert und an den Ausgänge QA, /QA ausgegeben.	ASD ING ING CLA
11	Die Initialisierungsschalter der zweiten und dritten Verstärkerstufe werden geschlossen. Der geschaltete Komparator wird initialisiert. Beginn der Kraftkompensationsphase: Das Komparator-Ergebnis an QA, /QA wird an die pegelwandelnden Sensor-Treiberstufen weitergegeben.	SSI CPI
12	Keine Änderungen	
13	Die Rückkopplung im geschalteten Komparator wird geöffnet.	CCL
14	Die Initialisierungsschalter des geschalteten Komparators werden geöffnet.	CPI
15	Der (i-1)te Probemassen-Auslenkungsabtastwert wird vom Zwischenspeicherkondensator in den geschalteten Komparator transferiert. Der Klemmspannungsteiler wird deaktiviert.	TPV TPV
16-22	Keine Änderungen	
23	/SYNCOUT1 wird auf 0V gesetzt.	
24	/SYNCOUT1 wird auf VDD gesetzt.	
25-30	Keine Änderungen	
31	/SYNCOUT2 wird auf 0V gesetzt.	

5.6.3 Signalform der Ausgangsdaten

Das digitale Datenausgangssignal des Wandlers (QA, /QA) ist das um einen CKIN-Taktzyklus (12MHz) voreilende Ansteuersignal des einen Sensorplattentreibers. Wegen dessen pulsbreitencodierter Signalform (vgl. Abschnitt 5.5.6) eignet es sich direkt zur Gewinnung einer beschleunigungsproportionalen Spannung durch analoge Tiefpaßfilterung, falls die digitale Versorgungsspannung Referenzqualität besitzt. Weiterhin kann durch diese Signalform der Abtasttakt leicht von den Daten getrennt werden, da die positive Flanke ihre zeitliche Lage stets beibehält.

QA, /QA sind außerdem für die Ansteuerung externer Sensortreiber vorgesehen. Das zeitliche Voreilen um einen Taktzyklus (83ns bei $f_{CKIN}=12\text{MHz}$) berücksichtigt die sich ergebenden externen Signalverzögerungen und gestattet daher auch Experimente mit aufwendigen Treiberstufen.

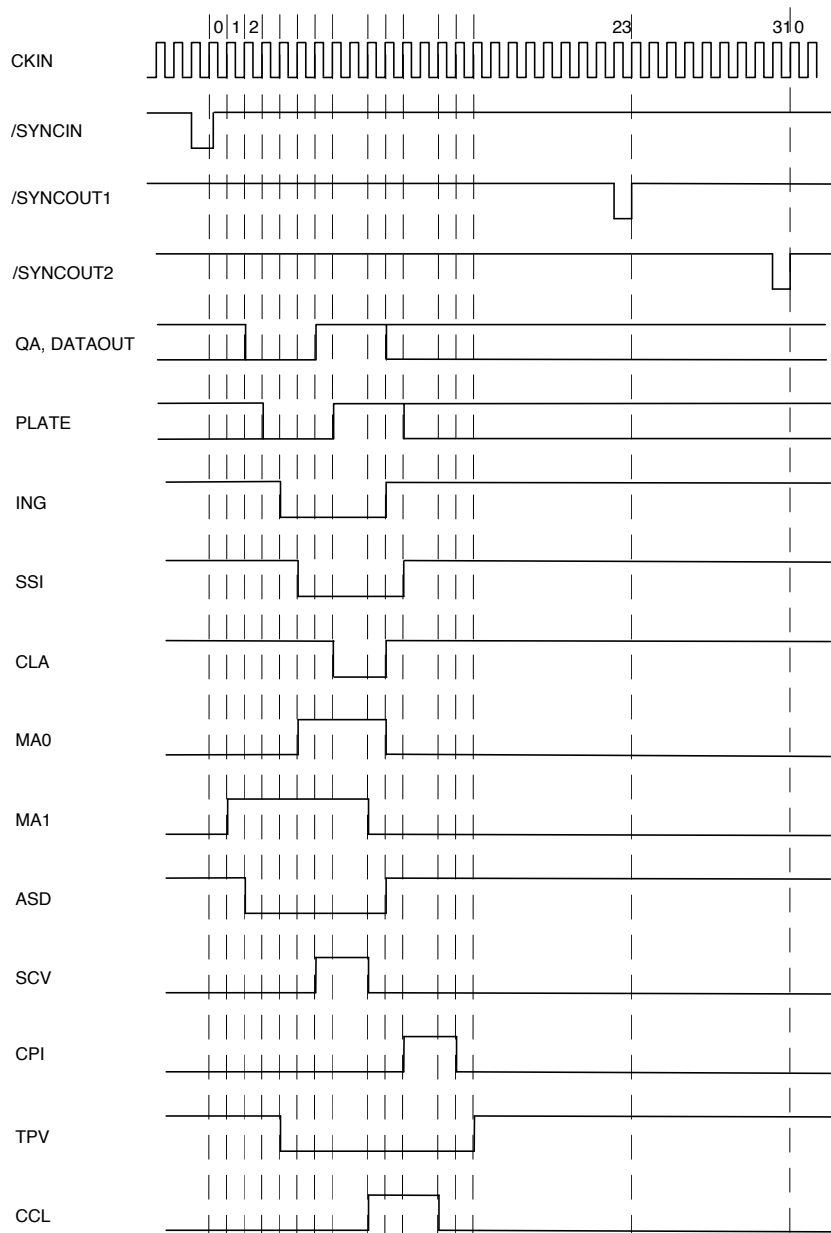


Abbildung 5.6-1: Timing der Steuersignale

5.7 Das Chip-Layout

Abbildung 5.7-1 zeigt eine Skizze des Chip-Layouts. Wie bereits einleitend angedeutet wurde, war eines der Ziele dieses Entwurfsdurchlaufes, einen Auswerte-ASIC zu schaffen, der eine Platzierung des LIGA-Sensorelementes direkt auf dem Chip ermöglichen sollte. Für diese *quasimonolithische Integration* von Sensorelement und Elektronik kommt generell nur die LIGA-*Abformtechnik* in Frage, da das Substrat hier keiner ionisierenden Strahlung ausgesetzt werden muß. Die Halbleiterbauelemente auf dem Silizium-Wafer würden durch die Dosis an Synchrotronstrahlung, die nötig ist, um die Resist-Negativform röntgenlithographisch herzustellen, irreparabel geschädigt (Störstellenerzeugung im Kristallgefüge).

Eine Voraussetzung für die Durchführung des LIGA-Prozesses für die quasimonolithische Integration ist natürlich das Vorliegen der Auswerteschaltung auf ganzen, unzerlegten Wafern. Diese müssen darüber hinaus vor dem üblichen Beschleifen und Metallisieren ihrer Rückseiten aus dem Halbleiterprozeß entnommen werden, um eine für den LIGA-Abformschritt ausreichende Materialstärke zu erhalten. Beide Voraussetzungen erfordern besondere Vereinbarungen mit dem Halbleiterhersteller.

Obwohl die Möglichkeit bestanden hätte, die gesamte Leiterbahnstruktur für das Sensorelement mit Hilfe der Aluminium-Lagen des CMOS-Prozesses zu realisieren, sind für das Sensorelement neben einer von Strukturen völlig freien Fläche lediglich drei besonders angeordnete Bondpads vorgesehen. Diese Entscheidung wurde nach Rücksprache mit den Abformexperten des Institutes für Mikrostrukturtechnik (IMT) getroffen, da die Abform-Positioniergenauigkeit eine ausreichend exakte Abformung des Sensorelements (einige μm) nicht zuläßt [29]. Die relative Position von Sensor-Kontaktpads des ASICs und der nun noch aufzubringenden Wolfram-Leiterstruktur ist dagegen sehr viel unkritischer.

Grundsätzlich muß bei direkt auf den Si-Chip aufgetragenen Leiterbahnen deren Streukapazität gegen das Bulk-Potential (GND) berücksichtigt werden. Sie wird im Wesentlichen durch das einige μm dicke Feldoxid bestimmt und liegt in der Größenordnung von $0,015\text{fF}/\mu\text{m}^2$. Bei den Abmessungen des LIGA-Sensorelementes können sich hier durchaus einige pF parasitärer Kapazität an den Anschlüssen des Sensorelementes akkumulieren.

Weiterhin wurde darauf verzichtet, unter dem aufzubringenden Sensorelement Elektronik auf dem Chip zu platzieren. Dieses hätte Unebenheiten der Abformfläche in der Größenordnung einiger μm zur Folge gehabt, die die Funktionsfähigkeit des abgeformten Sensorelementes eventuell beeinträchtigt hätten (Die Opferschichtdicke beträgt nur ca. $10\mu\text{m}$). Darüberhinaus wäre für eine unter dem Sensorelement liegende Elektronik mit großen Streukapazitäten zu den Sensorelektroden zu rechnen gewesen, da die SiN-Passivierung, die zwischen der oberen Metallisierungslage der CMOS-Schaltung und den Sensor-Leiterbahnen liegt, nur etwa 200nm dick ist.

Um den Anschluß externer Sensorelemente an den ASIC zu erleichtern, wurden die beiden Ausgänge der Sensorplatten-Treiber zunächst nach außen an den Pad-Ring geführt. Von benachbarten Pads führen von dort Durchführungen zu den Anschlußpads des abzuformenden LIGA-Sensorelementes. Sie ermöglichen gleichzeitig Nadelprober-Messungen zur Überprüfung der Kontaktierung des LIGA-Elementes. Die zusätzliche parasitäre Kapazität von ca. 2pF gegen GND der Durchführungen ist an den getriebenen feststehenden Sensorelektroden tolerabel, nicht dagegen am Eingangsknoten, dem Anschluß für die bewegliche Probemasse. Dort wurde daher auf eine zusätzliche Durchführung verzichtet, ein externes Sensorelement muß mit einer entsprechend langen Bondverbindung kontaktiert werden.

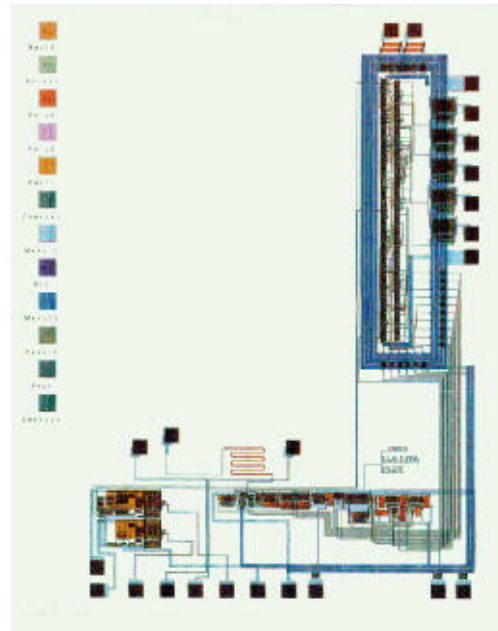
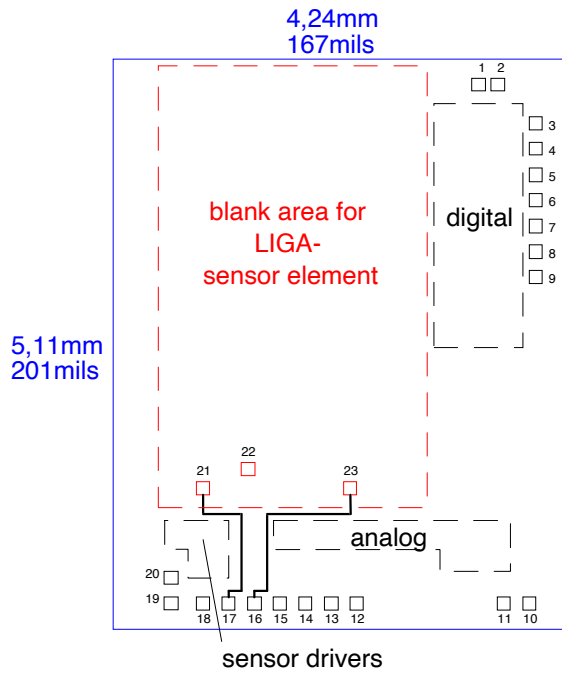


Abbildung 5.7-1: Das Chip-Layout des EMSD01

Das Seitenverhältnis des Chips war durch MPW-Randbedingungen vorgegeben und zwang zu der weit auseinanderliegenden Anordnung von Analog- und Digitalteil, die unnötig lange Verbindungsleitungen erforderte.

Abbildung 5.7-2 zeigt den EMSD01 auf dem Multi-Project-Wafer, links ist der gesamte 4-Zoll-Wafer zu sehen, rechts ein herausvergrößerter EMSD01-Chip im Größenvergleich mit einem Streichholzkopf.

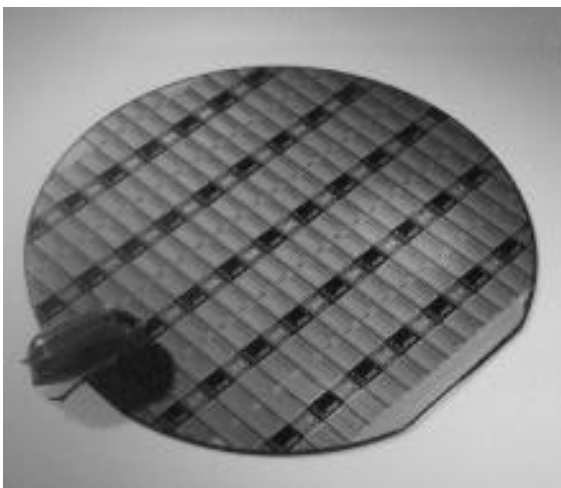


Abbildung 5.7-2: Der EMSD01 auf dem Multi-Project-Wafer

6 Entwurf des Dezimierungsfilters

Dieses Kapitel beschreibt den Entwurf eines digitalen Dezimierungsfilters, das die hoch überabgetasteten, sigma-delta-codierten Daten der elektromechanischen Wandler des Sensorkopfes auf eine Abtastrate reduziert, die ohne Probleme von einem angeschlossenen Mikroprozessor weiterverarbeitet werden kann. Die Komplexität der gewählten Kammfilter-Struktur ist dabei relativ gering, so daß die Realisierung einschließlich eines Mikroprozessor-Interfaces auf gängigen FPGAs leicht möglich ist.

6.1 Auswahl des Filtertyps

Ein L+1-fach kaskadiertes accumulate-and-dump-Filter („gleitender Mittelwert“) ist für eine Dezimierung des Ausgangssignales eines Sigma-Delta-Wandlers L-ter Ordnung bis hinab auf einen verbleibenden Überabtastungsfaktor von vier geeignet [2]. Die z-Übertragungsfunktion H(z) einer einzelnen accumulate-and-dump-Filterstufe der Länge M lautet

$$H(z) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i}, \quad (6.1-1)$$

d.h. ein Abtastwert am Ausgang der Filterstufe berechnet sich aus der Summe der vergangenen M Eingangswerte dividiert durch M. Für den Frequenzbereich gelten folgende Zusammenhänge ($\tau=1/f_s$):

$$H(z) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=0}^{M-1} z^{-i} = \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \right), \quad z = e^{sT} \neq 1 \Leftrightarrow s = \sigma + j\omega \neq 0 \quad (6.1-2)$$

Mit $(e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}) = 2j \cdot \sin\varphi$ und $s = j\omega$ ergibt sich

$$D(f) = \frac{1}{M} \cdot \frac{\sin\left(M \frac{\omega}{2} \tau\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2} \tau\right)} = \frac{\text{sinc}(M\pi f\tau)}{\text{sinc}(\pi f\tau)}, \quad z \neq 1, \quad \text{sinc}(x) \equiv \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (6.1-3)$$

Die Division durch M repräsentiert lediglich einen Skalierungsfaktor und kann auch weggelassen werden, dann ergeben sich bei der Kaskadierung mehrerer Filterstufen ganzzahlige Koeffizienten. Dies vereinfacht die Hardware-Implementation, vor allem

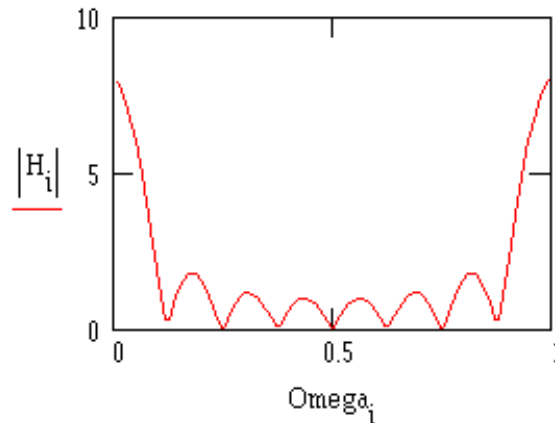


Abbildung 6.1-1: Betragfrequenzgang einer accumulate-and-dump-Stufe ($M=8$)

wenn M variabel bleiben soll. Abbildung 6.1-1 zeigt den Betragfrequenzgang einer solchen Filterstufe für $M=8$ mit $\Omega=f/f_S$.

Um jetzt ein Dezimierungsfiler nach [2] zu bauen, das die Abtastrate um einen Faktor N auf f_S/N reduziert, wählt man die Anzahl der summierten Eingangswerte M zu $M=N$. Dann liegen die ganzzahligen Vielfachen der reduzierten Abtastrate f_S/N gerade auf den Nullstellen des Filters. Liegt auch nach der Abtastratenreduktion noch ein ausreichender Überabtastungsfaktor vor, d.h. ist die Nutzbandbreite relativ klein gegenüber dem Abstand f_S/N der Filter-Nullstellen, so werden durch die Abtastratenreduktion nur Bereiche in enger Nachbarschaft der Nullstellen ins Nutzband gespiegelt. Die Bedingung für ein gutes Dezimierungsfiler ist nun, daß die Leistung der Störungen, die ins Nutzband gespiegelt werden, gering ist gegenüber der schon vor dem Filter im Nutzband vorhandenen Quantisierungsrauschleistung des Sigma-Delta-Wandlers. In [2] wird nun nachgewiesen, daß diese Bedingung dann erfüllt ist, wenn man als Dezimierungsfiler $L+1$ accumulate-and-dump-Stufen kaskadiert, falls L die Ordnung des vorgeschalteten Sigma-Delta-Wandlers ist.

Baut man die Einzelstufen eines solchen $L+1$ -stufigen Filters aus je N Verzögerungsregistern und einem Addierer mit N Eingängen auf, so erhält man eine sehr komplexe und redundante Architektur, da die Abtastratenreduktion ja erst nach der letzten Filterstufe erlaubt ist. In [1] wird eine Hardware-Realisierung eines zweifach kaskadierten Filters der besprochenen Art für einen Modulator erster Ordnung ($L=1$) beschrieben. Die dort dreieckförmige Impulsantwort des Gesamtfilters wird implizit berechnet und mit den Eingangswerten multipliziert. Da sich nur zwei (allgemein $L+1$) Ausgangswerte (mit der reduzierten Abtastrate) aus gemeinsamen Eingangswerten berechnen, benötigt man nur zwei (allgemein L) Verarbeitungszweige mit je einem Akkumulator. Ähnlich wie für die dreieckförmige Impulsantwort kann man auch für $L=2$ (Wandler zweiter Ordnung) vorgehen, wie der folgende Abschnitt zeigt.

6.2 Die Rekursionsformeln für die Koeffizienten

Man findet, daß die Impulsantwort eines dreifach kaskadierten accumulate-and-dump-Filters, dessen Einzelstufe jeweils N Eingangswerte summiert, insgesamt $3N-2$ von Null verschiedene Koeffizienten besitzt. Die Funktion, nach der sich diese Koeffizienten berechnen lassen, läßt sich in drei Abschnitte aufteilen, die jeweils einer der folgenden Rekursionsformeln gehorchen:

$$\begin{aligned} a_k &= a_{k-1} + k & ; & \quad a_0 = 0 \\ b_k &= b_{k-1} + (N - 2k) & ; & \quad b_0 = a_N \\ c_k &= c_{k-1} - (N - k) & ; & \quad c_0 = b_N \end{aligned} \quad (6.2-1)$$

Hierbei läuft k von $1 \dots N$. Abbildung 6.2-1 zeigt die Koeffizienten für $N=4$. Daß für die Berechnung der b_k der Anfangswert a_N und für die c_k der Anfangswert b_N nötig ist, hat zwar für die ersten zwei dezimierten Abtastakte nach dem Einschalten des Filters ungültige Koeffizienten zur Folge, was aber nicht weiter stört.

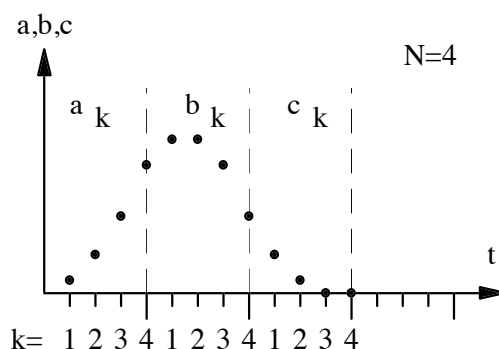


Abbildung 6.2-1: Filterkoeffizienten für $N=4$

Das Filter berechnet nun für jeden dezimierten Abtasttakt in drei getrennten Zweigen folgende Summen:

$$\begin{aligned} S_1 &= \sum_k x_k \cdot a_k \\ S_2 &= \sum_k x_k \cdot b_k \\ S_3 &= \sum_k x_k \cdot c_k \end{aligned} \quad (6.2-2)$$

Hierbei sind die x_k die Eingangswerte des Filters. Die Multiplikationen vereinfachen sich bei 1-Bit-Eingangsdaten zu UND-Operationen. Ein Ausgangswert berechnet sich nun aus der Summe von S_3 , der um einen dezimierten Abtastperiode verzögerten S_2 sowie der um zwei dezimierten Abtastperioden verzögerten S_1 .

Tabelle 6.2-1: Ausgangswertebereich und -wortbreite des Dezimierungsfilters

Dezimierungs-faktor N	Wertebereich (hexadezimal)	Erforderliche Wortbreite (Bit)	Wertebereich *) (hexadezimal)	Wortbreite *) (Bit)
16	0 _H ...1000 _H	13	0 _H ...FFF _H	12
32	0 _H ...8000 _H	16	0 _H ...7FFF _H	15
64	0 _H ...40000 _H	19	0 _H ...3FFFF _H	18
128	0 _H ...200000 _H	22	0 _H ...1FFFFF _H	21
256	0 _H ...1000000 _H	25	0 _H ...FFFFFF _H	24

*) Wenn der höchste Wert unterdrückt wird

Tabelle 6.2-1 gibt Auskunft über den Wertebereich des Filterausgangs in Abhängigkeit vom Dezimierungsfaktor N. Grundsätzlich erlaubt der Filteralgorithmus alle Natürlichen Zahlen als Dezimierungsfaktor. Besonders günstige Verhältnisse ergeben sich aber, wenn N eine ganzzahlige Zweierpotenz ist. Unterdrückt man in diesen Fällen den höchsten möglichen Ausgangswert dadurch, daß man ihn auf den zweithöchsten abbildet, so kann man den vollen Wertebereich, den eine binäre Zahlendarstellung mit der in der Tabelle angegebenen Wortbreite liefert, als Ausgangswertebereich nutzen. Beispielsweise liegen die Ausgangswerte des Filters für einen Dezimierungsfaktor von N=64 zwischen 0_H und 40000_H. Das höchstwertige für diesen Wertebereich benötigte Bit, die 19. Binärstelle von rechts, wird nur zur Darstellung des obersten Wertes 40000_H genutzt. Verzichtet man auf diesen einen Wert (von 40001_H=262145_D), so spart man eine Binärstelle, was vor allem für das Interface zu 16-Bit-Systemen interessant ist. Der zu unterdrückende höchste Wert wird intern detektiert und stattdessen der zweithöchste Wert 7FFFF_H ausgegeben.

6.3 Architektur des Filters

Abbildung 6.3-1 gibt eine Übersicht über den Verarbeitungsfluß am Beispiel einer parallelen Verarbeitung. ICLK ist der Abtasttakt der Eingangsdaten, also der Sigma-Delta-Wandler. Dieser Takt schaltet den k=1...N-Zähler fort und triggert die Speicherregister. Es werden zwei Arten von Registern benötigt, nämlich Register mit Eingangsmultiplexer (Eingänge A und B sowie Auswahleingang S) und Register mit Enable (Enable-Eingang E). OCLK ist der Abtasttakt der dezimierten Daten.

Um die mit gängiger FPGA- oder Standardzellen-ASIC-Technologie möglichen Taktfrequenzen auszunutzen und die Anzahl der nötigen Gatteräquivalente zu reduzieren, wurde eine serielle Verarbeitung gewählt. Die Zahlendarstellung ist ein Integer-Format mit 24 Bit, das LSB wird zuerst ausgeschoben. Mit dem typischen Abtasttakt von 500kHz des zu dezimierenden Sigma-Delta-Bitstroms ergibt sich eine Bitrate von 12MHz, die gleichzeitig die Taktrate des Chips vorgibt. Sie ist identisch mit der Taktrate der Wandler-ASICs.

Um Abbildung 6.3-1 mit der so vereinbarten seriellen Verarbeitung zu realisieren, benötigt man 24-Bit-Schieberegister und 1-Bit-Addierer, für die Koeffizientenerzeugung noch ein Zweierkomplementbildner (Inverter mit nachgeschalteter „+1“-Operation) und ein „mal 2“-Glieder (Verzögerung um einen Taktzyklus). ICLK wird durch ein 500kHz-Enable-Signal ersetzt, OCLK durch ein

500kHz/N=7,8125kHz-Enable-Signal. Die Konstante 1, die für die Zweierkomplementbildung und für das Inkrementieren des k-Zählers gebraucht wird, ist identisch mit dem 500kHz-Enable-Signal (gesetztes LSB). Die Konstante N=64 besteht aus einem Bitstrom mit gesetztem Bit 6 (LSB=Bit 0).

6.4 Temperaturkanal

Für die Erfassung der Sensorkopf-Temperatur wird ein Sigma-Delta-Wandler erster Ordnung eingesetzt. Seine Analogkomponenten befinden sich im Sensorkopf während seine Digitalkomponenten im digitalen Dezimierungsfilter-Interface-Baustein integriert sind (vgl. Abbildung 3.5-2). Die Abtastfrequenz dieses Wandlers soll mit derjenigen der Beschleunigungskanäle synchronisiert sein, daher wird hierfür der auf dem Filterbaustein ohnehin vorhandene Ausgangstakt der Beschleunigungskanäle

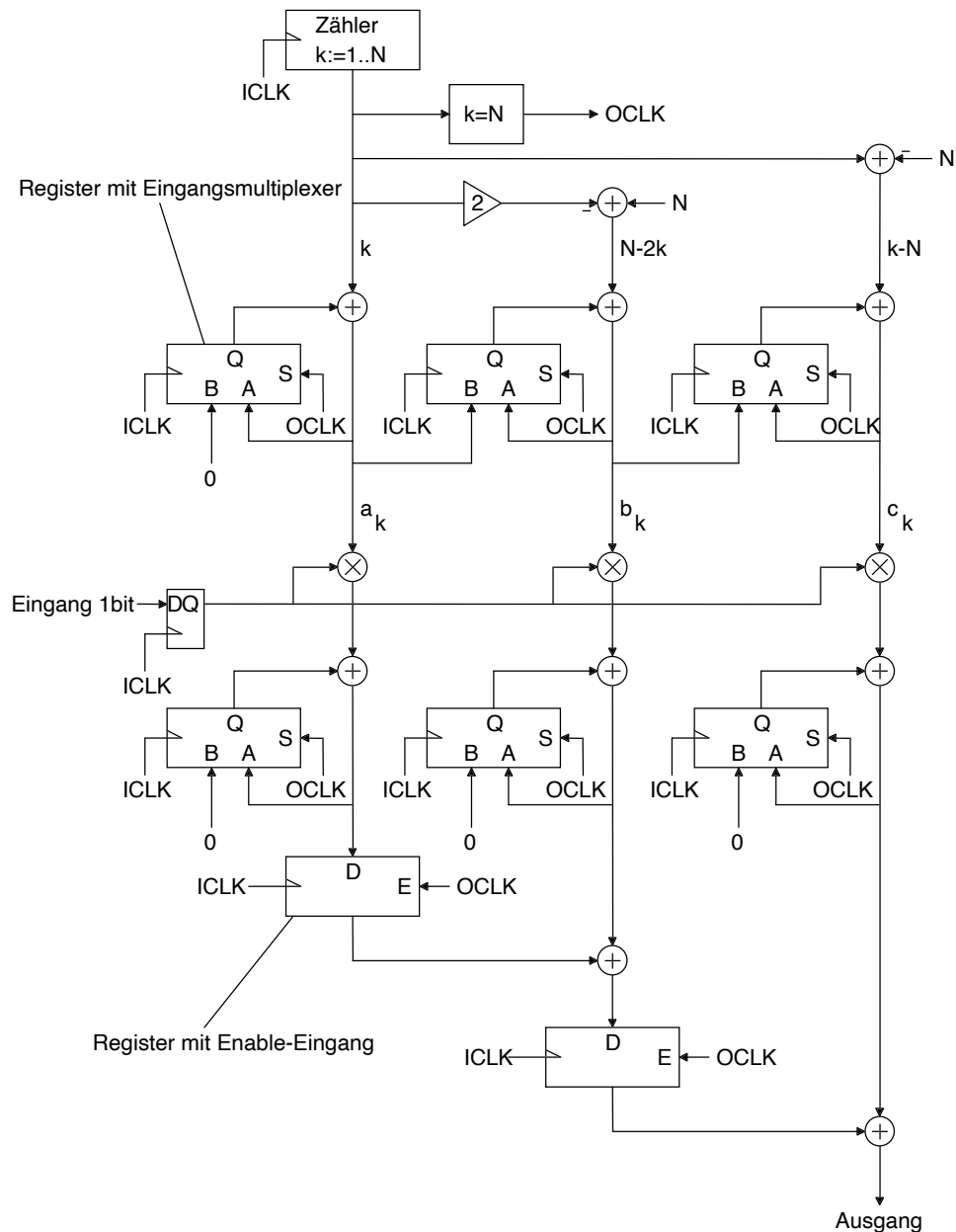


Abbildung 6.3-1: Verarbeitungsfluß des Dezimierungsfilters

von typisch 7,8125kHz genutzt. Das DezimierungsfILTER für die Temperaturerfassung kann wegen der geringen Nutzsinalbandbreite als einstufiges accumulate-and-dump-Filter ausgelegt werden. Diese Funktion leistet ein Zähler, der von den gesetzten Ausgangsbits des Sigma-Delta-Wandlers inkrementiert wird. Der Zähler kann vom angeschlossenen Mikroprozessor zu beliebigen Zeiten gelesen werden. Die Differenz zweier Zählerstände zu Beginn und am Ende eines definierten Zeitintervalls ist ein Maß für die Sensorkopftemperatur.

6.5 Mikrocontroller-/DSP-Interface

Um den direkten Zugriff von Mikrocontroller- oder DSP-Systemen auf die Ausgangsdaten des Dezimierungsfilters zu ermöglichen, werden diese aus ihrem seriellen Format in ein paralleles Format umgewandelt. Um die Wortbreite voll zu nutzen, wird der höchste Zustand des Wertebereichs auf den zweithöchsten abgebildet, indem bei gesetztem höchstwertigem Bit alle darunterliegenden Bits gesetzt werden und nur diese an den Datenbus weitergegeben werden. Da bei dem gewählten Dezimierungsfaktor $N=64$ die rechnerische Wortbreite immer noch 18 Bit beträgt, werden die untersten zwei Bit abgeschnitten. Diese Operation ist beim gegebenen Stand der elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler zulässig, da diese trotz der Rundung auf 16 Bit für den Rauschuntergrund des Systems dominierend sind.

Das Businterface besteht neben den Seriell-/Parallel-Wandlern noch aus einem Multiplexer, mit dem zwischen den vier Kanälen (3 x Beschleunigung und Temperatur) umgeschaltet werden kann. Die Datenausgänge sind *tri-state*-Ausgänge und können über einen Chip-Select-Eingang aktiviert werden. Das 7,8125kHz-Signal dient als Interrupt-Steuersignal für den Mikrocontroller/DSP.

Tabelle 6.5-1: Auswirkung der Wortlängenbegrenzung auf 16 Bit

N	f_d /kHz	n_1	SNR_1	SNR_2	Verlust
32	15,625	15	129dB/Hz	←	-
64	7,8125	18	144dB/Hz	132dB/Hz	12dB/Hz
128	3,90125	21	159dB/Hz	129dB/Hz	30dB/Hz
256	1,953125	24	174dB/Hz	126dB/Hz	48dB/Hz

Die Auswirkung der Wortlängenreduktion auf 16 Bit für verschiedene Dezimierungsfaktoren N zeigt Tabelle 6.5-1. SNR_1 und SNR_2 bezeichnen die Quantisierungsrauschabstände vor bzw. nach der Wortlängenreduktion von zunächst n_1 Bit auf 16 Bit, jeweils bezogen auf die Abtastfrequenz f_d am Ausgang des Dezimierungsfilters. Anhand der Tabelle kann beurteilt werden, ob bei den praktisch erreichten Rauschdichten des Sigma-Delta-Wandlers eine Wortlängenreduktion auf 16 Bit vorgenommen werden darf. Beträgt beispielsweise die Rauschdichte des Sigma-Delta-Wandlers im Nutzband $1\mu g/\sqrt{Hz}$ bei einer Meßspanne von $\pm 1g$, so entspricht dies einer Rauschdichte von -115dB/Hz, wenn man eine Gleichverteilung der Meßwerte innerhalb der Meßspanne annimmt. Damit

ist nach Tabelle 6.5-1 selbst nach einer Dezimierung um $N=256$ noch eine Wortlängenreduktion auf 16 Bit zulässig, da eine 16-Bit-Quantisierung auch bei der niedrigen Abtastrate von 1,95kHz in einem 1Hz breiten Frequenzband immer noch eine Dynamik von 126dB erlaubt.

6.6 Realisierung des Dezimierungsfilters

Das Dezimierungsfilter wurde zunächst über den Weg der Schaltbildeingabe als FPGA der ACTEL-ACT2-Familie realisiert. In einer Ausführung mit pin-programmierbarem Dezimierungsfaktor, 24-Bit-Parallelinterface und Temperatursensoren findet es in einem Baustein des Typs A1280XL (8000 Gatteräquivalente) Platz, wobei die Auslastung bei ca. 70% liegt. Der Leistungsverbrauch liegt mit 12MHz Taktfrequenz ca. bei 150mA an 5V. Der Anhang enthält ergänzende Informationen zu dieser Realisierung, die die Bezeichnung DFI3D_04 trägt.

7 Meßergebnisse

7.1 Hardware für die Messungen

Die Abbildung 7.1-1 zeigt eine Übersicht über die Laboraufbauten, auf die im Folgenden Bezug genommen wird. Sie dienten neben ersten Experimenten mit einem diskret aufgebauten elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler vor allem dem Test des experimentellen Mixed-Signal-ASICs EMSD01. Zu diesem Zweck wurden die als ungehäuste Chips gelieferten ASICs in Hybridschaltungen eingebaut und in Betrieb genommen. Da die Chips vom Hersteller nicht vorgetestet waren, bestand das Risiko, dabei einen herstellungsbedingt defekten Chip einzubauen. Die

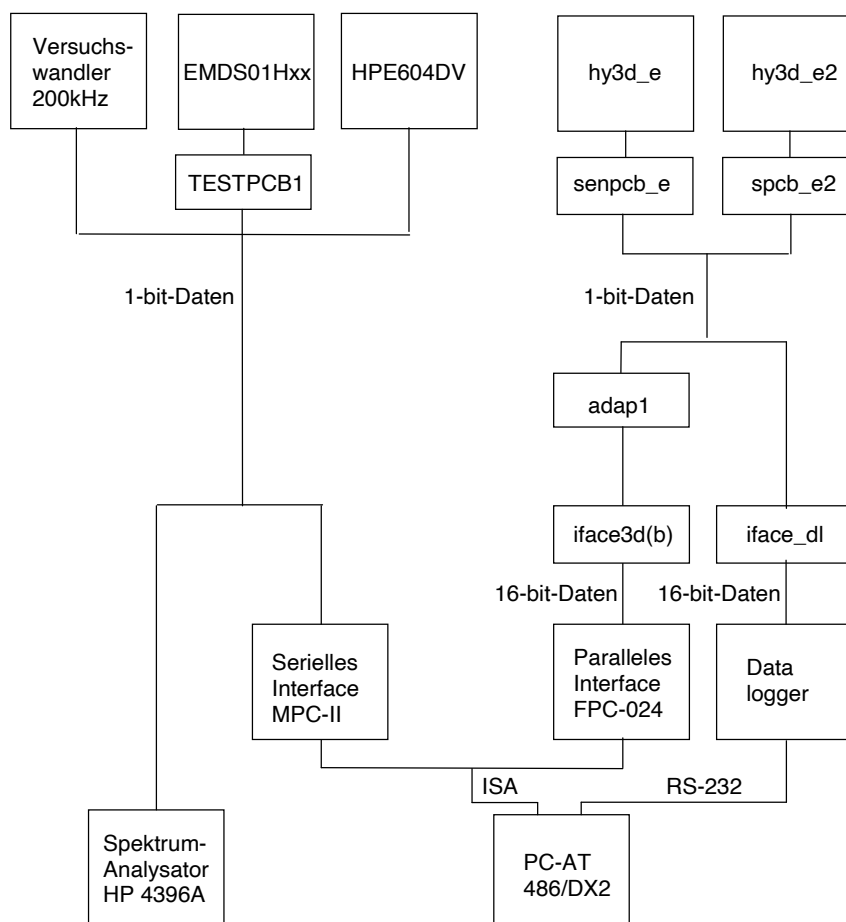


Abbildung 7.1-1: Laborhardware bei der Entwicklung des Sensorsystems

Zahl der im Rahmen dieser Arbeit in Betrieb genommenen Bausteine ließ jedoch darauf schließen, daß wahrscheinlich nur jeder 15te Chip einen solchen Defekt aufweist. Dies ist sicher auch auf die trotz großer Chipfläche relativ geringe Fläche der eigentlichen Schaltung zurückzuführen (vgl. Abbildung 5.7-2).

7.1.1 Hybridbaustein EMSD01Hxx

EMSD01Hxx ist die Laborbezeichnung für verschiedene gehäuste Ausführungen des EMSD01. Ein 20pin-Hybridgehäuse enthält auf einem Substrat aus Aluminiumoxid-Keramik neben dem eigentlichen Wandlerchip noch Abblockkondensatoren, einen JFET-Impedanzwandler zur Messung der Spannung am Eingangsknoten des ICs sowie je nach Ausführung ein Sensorelement. Für die EMSD01Hxx-Bausteine wurde eine Versuchsbaugruppe (TESTPCB1) hergestellt, die folgende Möglichkeiten bietet:

- Quarzoszillator oder externe Quelle für den EMSD01-Clock
- Interne oder externe Synchronisation des EMSD01
- Optimale Entkopplung und Filterung der Versorgungsspannungen
- Verstellung der Sensortreiberspannungen VDDUP und VDDL P im Bereich 0...10V über Potentiometer
- Externer Sensortreiber HCF4101 für die Ansteuerung von Sensorelementen außerhalb des EMSD01Hxx.

Die EMSD01Hxx-Bausteine dienen vor allem zur Erprobung von MKBs verschiedener Hersteller in Verbindung mit dem EMSD01. Die Tabelle 7.1-1 gibt einen Überblick über die EMSD01xx-Versuchsmuster.

Tabelle 7.1-1: EMSD01Hxx-Versuchsexemplare

Typ	Sensorelement	Meßbereich (VDDUP=VDDL P=10V)	Rauschen ($\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$)
EMSD01H	- (IN-Pin herausgeführt)	-	-
EMSD01HSL	LIGA 1g	$\pm 1,5\text{g}$	5
EMSD01HSV	VTI G003MA	$\pm 2\text{g}$	5
EMSD01HSM	VDO-Kienzle 2g	$\pm 1\text{g}$	5
EMSD01HSM	VDO-Kienzle „0g“	$\pm 7,3\text{g}$	3
EMSD01HSC	CSEM ACSEM02 (Zwei bipolare Komplementärpaare BC414/BC416 als Treiber)	$\pm 5\text{g}$	170 ^{*)}

^{*)} Der EMSD01 ist nicht für den Betrieb mit diesem Sensorelement ausgelegt.

7.1.2 Triaxialer Sensor-Hybridbaustein

Mit HY3D_E wird hier die erste Version eines triaxialen Beschleunigungssensorbausteines in Hybridbauweise bezeichnet. Dieser Baustein ist bereits für den

praktischen Meßeinsatz vorgesehen und bildet mit einer kleinen Leiterplatte den *Sensorkopf* des Meßsystems nach Abbildung 3.5-2. Die wiederum auf einem Aluminiumoxid-Substrat aufgebaute Schaltung enthält drei Beschleunigungssensorelemente, drei EMSD01-Chips, Längsregler für die analoge und die digitale Versorgungsspannung und eine temperaturabhängige Stromquelle AD592 in einer einfachen Sigma-Delta-Wandlerschaltung. Letztere dient zur Erfassung der Temperatur des Bausteines und ist für eine Spanne von $-50...+70^{\circ}\text{C}$ dimensioniert. Die Spannungsregler schützen den empfindlichen Analogsignalbereich vor Störungen über die Zuleitungen und ergänzen so die robuste digitale Schnittstelle des Meßkopfes. Die ganze Schaltung ist ebenfalls in ein 20poliges Metallgehäuse eingebaut.

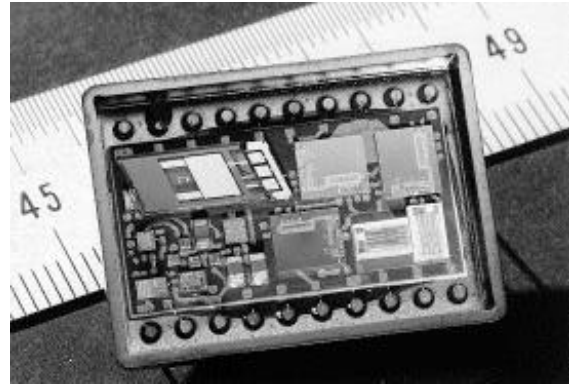


Abbildung 7.1-2: Sensorkopf-Hybridbaustein HY3D_E2

HY3D_E2 ist eine verbesserte Version des Bausteines mit optimierter Versorgungsspannungsstabilisierung und günstigerem Layout. Sein Schaltbild ist im Anhang angegeben. Es hatte sich gezeigt, daß besonders die stark wechselnd belastete Analog-5V für den EMSD01 (Aus- und Einschalten des Verstärkers) besonders niederohmig auch für mittlere und hohe Frequenzen sein muß. Ein sehr großer Glättungskondensator ($47\mu\text{F}$) ist daher ergänzend zu Längsregler und 100nF -Keramik Kondensator notwendig und kann extern angeschlossen werden. Ferner wurde die Digital-5V herausgeführt für den Betrieb eines Quarzoszillators auf dem Sensorkopf.

Abbildung 7.1-2 zeigt den Hybridbaustein, bestückt mit zwei LIGA-Beschleunigungssensorelementen und einem Sensorelement der Fa. *VDO-Kienzle*.

Für die Messungen wurden Exemplare des HY3D_E2 mit verschiedener Sensorelement-Bestückung eingesetzt.

7.1.3 Sensorkopf-Leiterplatte

Der Sensor-Hybridbaustein sitzt auf einer kleinen Sensorkopf-Leiterplatte, die außerdem einige nur als SMD verfügbare Bauelemente und den Kabelanschluß aufnimmt. Abbildung 7.1-3 zeigt ein Foto des Sensorkopfes, das Schaltbild ist im Anhang zu finden (SPCB_E4).

Eine Referenzspannungsquelle AD584 mit nachgeschaltetem Sechsfach-DAC MAX528 (je 8 Bit) gestattet eine Verstellung der Spannungen für die elektrostatische Kraftkompensation, und zwar gesondert für jede Hälfte jedes Sensorelementes eines jeden Kanales. Diese Spannungen stellen die Referenzgrößen der elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler dar und sind für die Meßspanne und Offset verantwortlich (Anschlüsse VDDUP und VDDL P des EMSD01). Ihre softwaremäßige Verstellbarkeit ermöglicht ein Austrimmen von herstellungsbedingten Asymmetrien der Sensorelemente und einen Angleich der Meßbereiche,

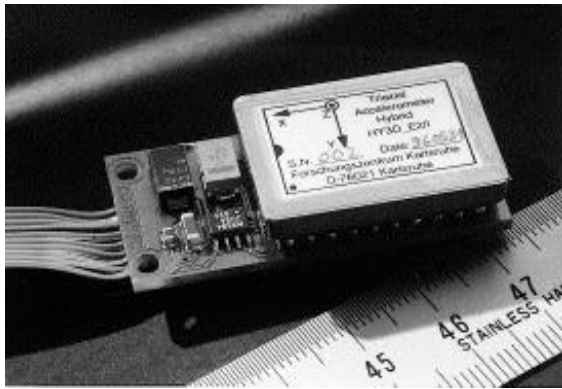


Abbildung 7.1-3: Sensorkopf

wenn für die Z-Richtung ein Silizium-Sensorelement mit anderer elektrostatischer Ablenkempfindlichkeit eingesetzt wird. Ferner ist eine *Selbsttestfähigkeit* des Meßsystems gegeben, indem die Änderung der Ausgangsgröße nach einer Verstellung der Ablenkspannung in einer Sensorhälfte ausgewertet wird.

Der MAX528 enthält bereits interne Pufferverstärker an seinen Ausgängen, die je nach Vorgabe im Konfigurationswort wahlweise zugeschaltet werden können.

Leider sind die Pufferstufen relativ einfach aufgebaut und besitzen daher einen großen Temperaturkoeffizienten ihrer Offset-Spannung ($\pm 100\mu\text{V/K}$). Wegen der unzureichenden thermischen Ankopplung der Sensorkopf-Leiterplatte an den Sensorkopf-Hybridbaustein, der den Temperaturfühler enthält, muß hier mit einer schlecht kompensierbaren Drift-Fehlerquelle gerechnet werden, was zunächst in Kauf genommen wurde. Entsprechendes gilt für die Drift der SMD-Referenzspannungsquelle AD584.

Die aktuelle Version SPCB_E4 des Sensorkopfes gestattet eine getrennte Zuführung der 13V-Betriebsspannung für die Referenzspannungen und der 8V-Betriebsspannung für alle anderen Bauelemente mit Wirkung einer deutlichen Reduktion der Leistungsverluste in den Längsreglern.

7.1.4 Direkte Auswertung des Sigma-Delta-Bitstroms

Für die direkte Auswertung des Sigma-Delta-Bitstroms der Versuchsaufbauten mit Abtastraten von 200kHz bzw. 500kHz wurde eine schnelle serielle ISA-Interfacekarte eingesetzt. Die Karte vom Typ MPC-II der Fa. Emulex enthält im Wesentlichen einen Serial Communications Controller 8530. Sie muß für diesen Zweck in einen synchronen 8-Bit-Modus gebracht werden, der Bittakt und die Daten werden über zwei getrennte Leitungen zugeführt. Ein PC mit ausreichender Taktfrequenz (hier 486DX2, 66MHz) ist in der Lage, die Daten schnell genug auszulesen und zu puffern.

Eine Alternative zu diesem Weg ist der Einsatz eines Spektrumanalysators (hier Hewlett-Packard 4396A), dem man den Bitstrom über einen RC-Tiefpaß zuleitet. Die Versorgungsspannung des Ausgangstreibers für den Bitstrom muß hierfür allerdings Referenzqualität besitzen bzw. zumindest gut gefiltert sein.

7.1.5 Auswertung der vordezimierten Daten

Für eine Auswertung der mit Hilfe des entwickelten Dezimierungsfilters vordezimierten Daten wurde eine Aufsteckbaugruppe (IFACE3D(B)) für eine parallele ISA-Interfacekarte aufgebaut. Die benutzte Interfacekarte FPC-024 enthält im Wesentlichen zwei *Programmable Peripheral Interfaces* 8255A. Eingangsseitig wird der triaxiale Sensorkopf nach Abschnitt 7.1.3 angeschlossen, der über das ISA-

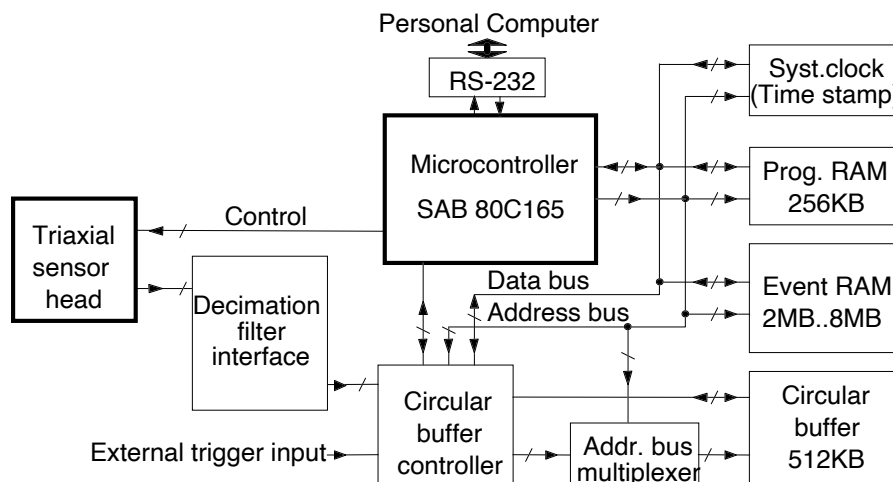


Abbildung 7.1-4: Blockschaltbild des Beschleunigungs-Datenloggers

Interface auch konfiguriert werden kann. Die Ausgangsdaten des Dezimierungsfilters Bausteines stehen auf dem ISA-Bus zur Verfügung. Der dezimierte Abtasttakt des Filters von 7,8125kHz fordert Prozessor-Interrupts an (ISA-Bus IRQ 5), die Interrupt-Service-Routine liest für jeden Abtasttakt ein Wertetripel (drei Kanäle) aus 16-Bit-Worten aus und schreibt es in einen Puffer.

7.1.6 Datenlogger

Weitaus die meisten Meßergebnisse wurden mit dem Laboraufbau eines Beschleunigungs-Datenloggers gewonnen. Dieser wurde im Hinblick auf Datenlogger-Anwendungen in der Seismologie (vgl. Abschnitt 10.1) oder im Transportwesen entwickelt [34]. Abbildung 7.1-4 zeigt ein Blockschaltbild des Datenloggers, an den ebenfalls die Sensorköpfe nach Abschnitt 7.1.3 angeschlossen werden können.

Im Stand-by-Betrieb befindet sich der Siemens 80C165-Mikrocontroller im Power-down-mode, um Leistung einzusparen. Die vordezimierten Beschleunigungssignale aus dem Dezimierungsfilter mit einer Abtastrate von 7,8kHz pro Kanal werden von einem besonderen ASIC, der auch eine Triggerlogik enthält, in einen Ringpuffer geschrieben. Ein Triggersignal wird entweder durch eine Schwellenüberschreitung in einem der Beschleunigungskanäle oder durch ein externes Signal ausgelöst. Die Triggerquelle kann softwaremäßig ausgewählt werden. Durch das Triggersignal wird der Mikrocontroller aktiviert, führt eine zweite Dezimierung der Daten durch und speichert das Ereignis in einem batteriegepufferten RAM. Nach der Ereignisaufzeichnung wird der Prozessor wieder in den Power-down-mode gebracht. Eine Systemuhr gestattet die Erfassung von Ereigniszeit- und Datum. Die Konfiguration der Aufzeichnungsparameter und das Auswerten der Ereignisdaten werden durch einen über eine RS-232-Schnittstelle angeschlossenen PC bewerkstelligt.

7.2 Software für die Messungen

Die kritische Größe zur Beurteilung der Qualität des Meßsystems ist der Rauschuntergrund. An seiner spektralen Verteilung kann sofort abgelesen werden, ob Wandler und Filterung wie vorgesehen funktionieren, ob sich periodische Grenzwinkel einstellen, usw. Der Kern der Auswerteprogramme ist daher eine FFT-Prozedur, die errechnete Spektralinformation wird in einem Achsenkreuz mit linearer Frequenzachse und logarithmischer Pegelachse (dB) angezeigt. Aus dem Frequenzspektrum des Meßsignales kann bei bekannter äquivalenter Rauschbandbreite der Spektralanalyse die Rauschdichte im Nutzband berechnet werden. Die äquivalente Rauschbandbreite ermittelt man aus der Frequenzantwort der für die Spektralanalyse eingesetzten Fensterfunktion. Die in dieser Arbeit verwendeten Programme benutzen das *Blackman*-Fenster [5] wegen seiner guten Dämpfung der Nebenmaxima. Seine äquivalente Rauschbandbreite wurde zu 1,8 FFT-Frequenzintervallen berechnet.

7.2.1 Software für direkte Auswertung des Sigma-Delta-Bitstroms

Da bei der Dezimierung eines sigma-delta-modulierten Bitstromes ein Großteil des Quantisierungsrauschspektrums ausgefiltert wird, muß zunächst die Spektraldichte des undezimierten Bitstromes untersucht werden. Hierzu werden z.B. 8192 1-Bit-Abtastwerte des Sigma-Delta-Wandlers (Abtastrate 500kHz) der FFT unterzogen. Das resultierende Frequenzintervall von 61Hz führt in Verbindung mit dem Blackman-Fenster zu einer äquivalenten Rauschbandbreite von 110Hz. Dies ist für eine Beurteilung der Rauschdichte im Nutzband, das sich bis etwa 1kHz erstreckt, ausreichend. Das gemessene Spektrum kann direkt mit dem z.B. in Abbildung 4.5-1 dargestellten simulierten Spektrum verglichen werden.

7.2.2 Software für Auswertung der vordezimierten Daten

Die Auswertung der Meßdaten nach Durchlaufen des Dezimierungsfilter-Interface-Bausteins erlaubt die experimentelle Überprüfung der Filterwirkung. Da die Amplitude hier bereits relativ hoch aufgelöst ist (16 Bit), ist eine Zeitbereichsdarstellung nach Art eines Oszilloskopes sinnvoll. Das erstellte PC-Programm zur Ansteuerung der Hardware nach 7.1.5 füllt für jeden Kanal zyklisch einen Puffer mit 1024 vordezimierten Abtastwerten (Abtastrate 7,8125kHz). Für einen vom Benutzer ausgewählten Kanal wird das Frequenzspektrum des Pufferinhaltes berechnet und gemeinsam mit einer Zeitbereichsdarstellung des Pufferinhaltes angezeigt. Möglichkeiten, einen Offset und einen Vergrößerungsfaktor („Zoom“) einzugeben, gestatten die Darstellung auch kleiner Beschleunigungen. Die Referenzspannungen des Sensorkopfes können per Tastendruck verändert und die Auswirkung auf Offset und Skalenfaktor beobachtet werden. Auch die Temperaturmeßfunktion des Systems wird geprüft.

7.2.3 Software für den Betrieb des Datenloggers

Die interessantesten und aufschlußreichsten Messungen mit dem entwickelten triaxialen Sensorkopf gestattet der Datenlogger-Aufbau. Sein Betriebsprogramm dezimiert die mit 7,8125kHz abgetasteten Ausgangsdaten des Dezimierungsfilters um einen Faktor 32 auf 244,14Hz. Damit erreicht man ein 100Hz breites Nutzband, womit alle für Seismologieanwendungen oder Gebäudedynamik interessanten Frequenzen erfaßt werden. Das für die zweite Stufe der Dezimierung eingesetzte Filter wurde durch Fourierapproximation mit Kaiser-Fensterung entworfen [34]. Es ist ein FIR-Filter mit 750 16-Bit-Koeffizienten mit einer Durchlaßwelligkeit von weniger als $\pm 0,01\text{dB}$ und einer Sperrdämpfung von besser als 65dB. Neben dem linearphasigen Übertragungsverhalten hat ein FIR-Filter als Dezimierungsfilter den Vorteil, daß es nur mit der dezimierten Abtastrate berechnet werden muß, was eine große Ersparnis an Rechenaufwand darstellt. Das vorliegende Filter kann von dem eingesetzten Datenloggersystem in Echtzeit berechnet werden, so daß nur die Speichertiefe des Ereignisspeichers die Ereignislänge begrenzt. Mit einer 2MB-Bestückung werden ca. 12min Gesamt-Aufzeichnungsdauer erreicht.

Das Betriebsprogramm des Datenloggers ermöglicht weiterhin die automatisch oder manuell getriggerte Aufzeichnung von Beschleunigungsereignissen, wobei die Aufzeichnungsparameter (Ereignisdauer, Pretrigger, Sensorkopf-Konfiguration, usw.) in einem PC-Dialogbetrieb konfigurierbar sind. Die Auswertung der Ereignisdaten erfolgt nach dem Transfer über die RS-232-Schnittstelle auf dem PC. Das zugehörige PC-Programm erlaubt die Betrachtung der Ereignisse im Zeit- und Frequenzbereich. Abbildung 7.2-1 zeigt die Anzeige des Programmes am Beispiel des Beschleunigungsspektrums eines Labortisches. Die y-Achsenkalierung der

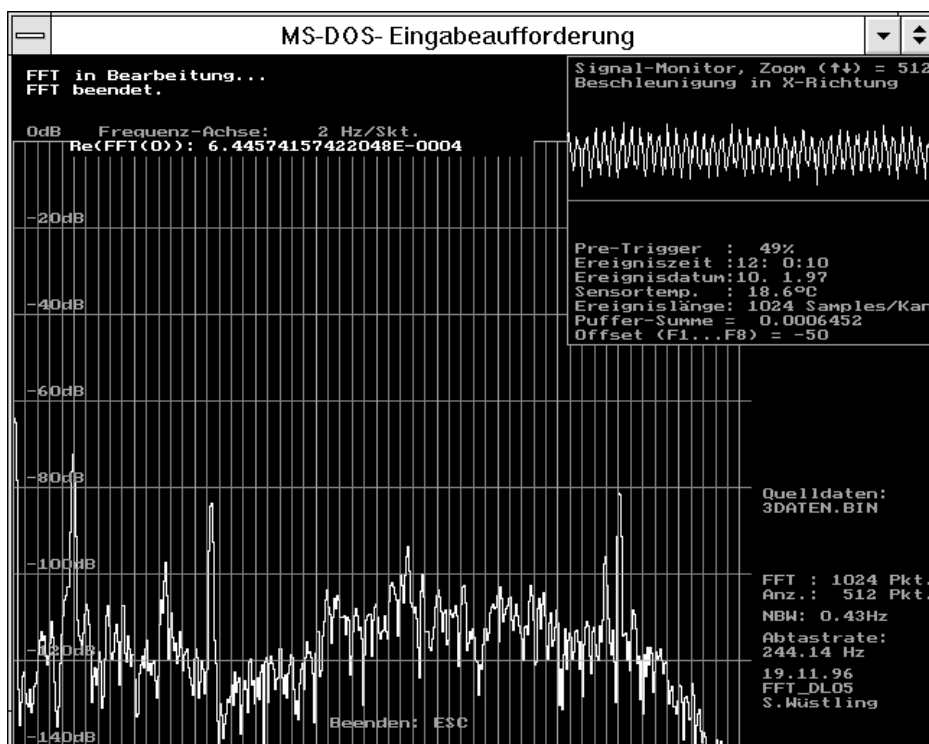


Abbildung 7.2-1: Betrachtungsprogramm für aufgezeichnete Ereignisse

Spektraldarstellung ist so gewählt, daß eine Sinusschwingung mit Spitzenwert a_{\max} einen Pegel von 0dB aufweist, wenn die Meßspanne durch $\pm a_{\max}$ gegeben ist. Diese Schwingung besitzt einen Effektivwert von $0,707a_{\max}$. Bei einer Meßspanne von $\pm 3g$ entsprechen also -130dB einem Effektivwert von $0,67\mu g$. Mit der äquivalenten Rauschbandbreite der Spektralanalyse von 0,43Hz ergibt sich daraus für den -130dB-Pegel eine Rauschbeschleunigungsdichte von $1\mu g/\sqrt{Hz}$.

Ein wahlweise einsetzbares, zweites Betriebsprogramm für den Datenlogger benutzt den gleichen Filteralgorithmus für die zweite Dezimierungsstufe, mittelt aber alle Abtastwerte eines Ereignisses getrennt für die drei Kanäle. Für ein Ereignis wird dann neben dem Ereignis-Header nur ein einziges Wertetripel abgelegt. Auf diese Weise können langsame Änderungen der Meßgröße erfaßt werden, also z.B. Temperaturdriften. Geeignete PC-Programme erzeugen aus den Meßdaten dann ASCII-Tabellendateien, die mit üblichen Auswertprogrammen (Tabellenkalkulation, etc.) weiterverarbeitet werden.

Eine detailliertere Beschreibung der PC- und Mikrocontrollerprogramme ist im Anhang zu finden.

7.3 Messung der Stromaufnahme

In Verbindung mit einem VTI-Sensorelement vom Typ G003MA und einer Taktfrequenz von 12MHz weist der EMSD01 folgende Stromaufnahmen auf

- Summe von VDD- und AVDD-Betriebsstrom: etwa 4mA an +5V, wovon der VDD-Betriebsstrom (Digitalteil) nur einen kleinen Bruchteil ausmacht
- Summe von VDDUP- und VDDL- Betriebsstrom (Sensor-Treiberstufen): etwa 0,2mA an +10V

Die Leistungsaufnahme des EMSD01 beträgt also rund 25mW.

7.4 Auswertung der Testpin-Signale

Abbildung 7.4-1 und Abbildung 7.4-2 zeigen typische, an den angegebenen Testpins mit einem Speicheroszilloskop gemessenen Signale. Der Wandler ist dabei so angesteuert, daß die meisten Ausgangsbits auf L liegen. In Abbildung 7.4-1 erkennt man die verstärkte Grenzschwingung am Verstärkerausgang (TEST2), in Abbildung 7.4-2 kann an TEST3 der Entscheidungsvorgang des Komparators beobachtet werden (meistens L, selten H).

Neben der allgemeinen Funktionskontrolle sind die wichtigsten Ergebnisse der Testpin-Messungen die Bestimmung des Abtastrauschens und der Nachweis einer Ablenk-Abtast-Rückwirkung.

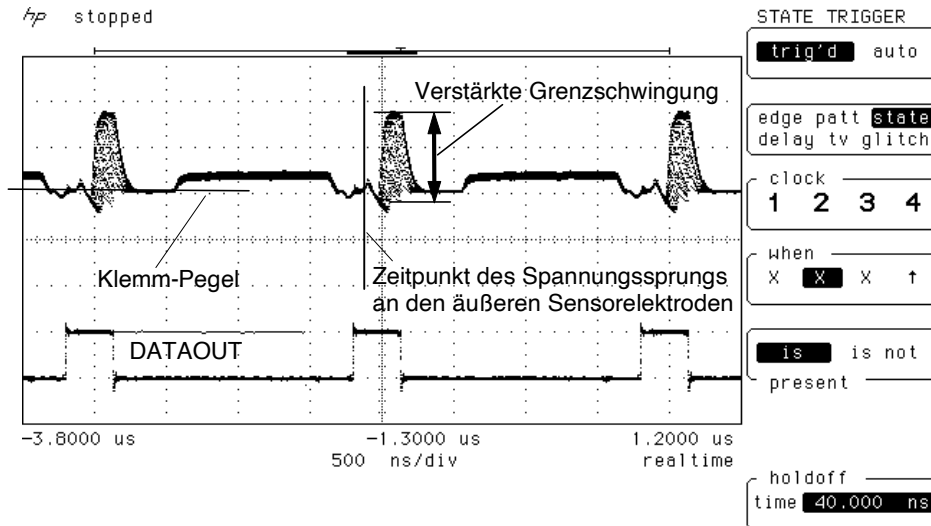


Abbildung 7.4-1: Signal am Verstärkerausgang (TEST2)

7.4.1 Rauschen der Auslenkungsabtastung

Mit dem Oszilloskop können die Schwankungen des Spannungspegels am Verstärkerausgang (TEST2) gemessen werden. Wird der Eingangsknoten IN des Wandlers auf GND gelegt, so kann das auf den Verstärkereingang bezogene Verstärkerrauschen berechnet werden. Aus dem Oszillogramm wird abgeschätzt, daß der Effektivwert des Verstärkerausgangssignals (ohne Gleichanteil) etwa 35mV beträgt. Bezogen auf den Verstärkereingang ergibt sich bei einem Verstärkungsfaktor von 640 ein Wert von $55\mu\text{V}$. Dieses gemessene Verstärkerrauschen, das etwa die doppelte berechnete Rauschspannung aufweist, kann auf die gleiche Weise wie in 5.5.2 in einen Auslenkungsabtast-Rauschfehler von $27 \cdot 10^{-12}\text{m}$ umgerechnet werden. Er übersteigt die ebenfalls in 5.5.2 berechnete Amplitude der 2,2-Grenzschwingungs-Mode von $21 \cdot 10^{-12}\text{m}$. In einem Redesign sollte

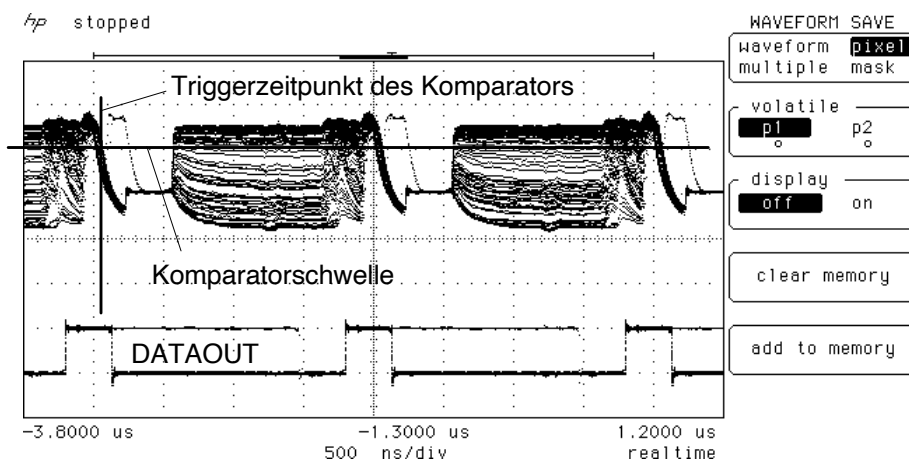


Abbildung 7.4-2: Signal am Komparatorausgang (TEST3)

daher der Verstärker im Hinblick auf sein thermisches Rauschen optimiert werden, was allerdings mit zusätzlicher Verlustleistung erkauft werden muß.

Interessant für Vergleiche mit anderen Schaltungen oder Operationsverstärkern ist noch die aus dem gemessenen Rauschen berechnete, auf den Verstärkereingang bezogene Rauschspannungsdichte. Es handelt sich bei dem Auslenkungssignal um Abtastwerte mit einer Abtastrate von 500kHz, die Rauschleistung liegt also im Frequenzband von 0...250kHz. Man erhält daraus bezogen auf den Verstärkereingang eine Rauschspannungsdichte von 109nV/√Hz, wenn man wieder einen Verstärkungsfaktor von 640 annimmt. Man beachte aber, daß diese Rauschleistung nicht aus einem 250kHz breiten Basisband stammt, sondern durch das CDS dorthin umgesetzt wurde. Die durch das CDS erfaßte äquivalente Rauschbandbreite ist etwa dreimal größer, da für die Abtastphase nur 1/3 der Gesamtzeit zur Verfügung steht (vgl. Abschnitt 5.5.3)!

7.4.2 Messung der Ablenk-Abtast-Rückwirkung

Wie aus den Vorversuchen bereits zu schließen war, ist beim 1-Bit-Sigma-Delta-Wandler die Entkopplung zwischen Kraftkompensation und Probemassen-Auslenkungsabtastung besonders kritisch. Auch beim EMSD01 kann hier eine Rückwirkung beobachtet werden, wenn das Ausgangssignal des Auslenkungsabtast-Verstärkers nach der Klemmschaltung oszillografiert wird (TEST2). Abbildung 7.4-3 zeigt eine Messung mit einem VTI G003MA-Sensorelement, dessen relativ hohe Kapazität Ursache für den deutlichen Effekt ist. Dort ist das Vorzeichen der Rückwirkung derart, daß eine nach „unten“ gerichtete Kompensationskraft, erkennbar an DATAOUT=L, am Verstärkerausgang eine nach „unten“ ausgelenkte Probemasse vortäuscht. Dies hat im folgenden Abtastzyklus eine Komparatorentscheidung für DATAOUT=H zur Folge, die wiederum eine nach „oben“ ausgelenkte Probemasse vortäuscht. Der Wandler tendiert infolgedessen zum Festbeißen an der (1,1)-Mode.

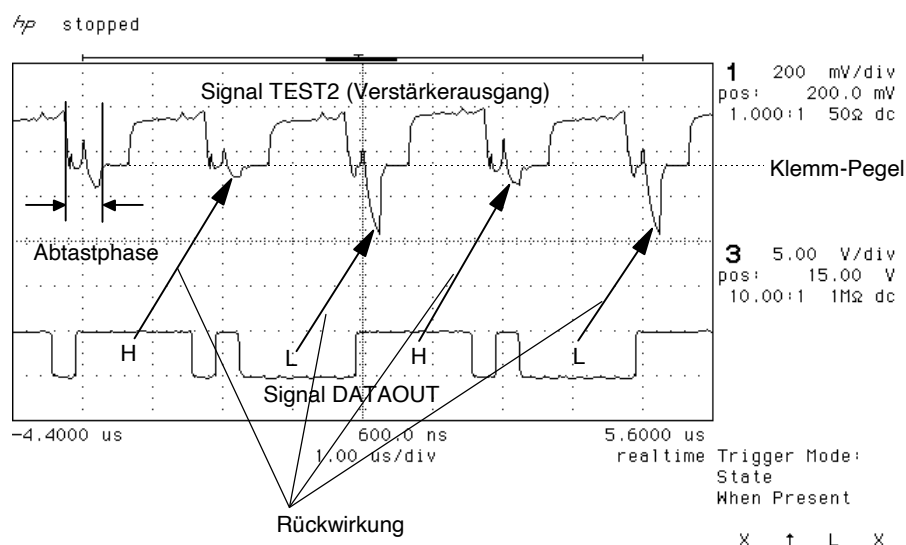


Abbildung 7.4-3: Ausgeprägte Ablenk-Abtast-Rückwirkung

Verschiedene weitere Messungen haben gezeigt, daß beim EMSD01 Ausprägung und Vorzeichen des Effektes vor allem von der Wandleraussteuerung und der Kapazität des Sensorelementes abhängen. Das Vorliegen einer Ablenk-Abtast-Rückwirkung kann, wie in Abschnitt 4.5.2 anhand der Simulation gezeigt wurde, auch aus der spektralen Gestalt des Quantisierungsrauschens entnommen werden, dessen Messung im folgenden Abschnitt beschrieben ist.

7.5 Messung des Quantisierungsrauschspektrums

Das direkt mit einem Spektralanalysator gemessene Spektrum des Sigma-Delta-Bitstroms in Abbildung 7.5-1 zeigt ausgeprägte Maxima und Minima, die auf eine Ablenk-Abtast-Rückwirkung schließen lassen. Diese Messung wurde an einem EMSD01HSV (Sensorelement VTI G003MA) durchgeführt. Die y-Achse in Abbildung 7.5-1 ist in dB mit willkürlichem Bezugswert skaliert. Die Diskussion dieses Ergebnisses erfolgt in Abschnitt 7.8.2.

Die für den Einsatz des Meßsystems eigentlich interessante Größe ist die Rauschdichte des Meßsignales im Nutzband, und zwar nach der vollständigen Dezimierung auf Nyquistrate. Sie wurde mit Hilfe des in Abschnitt 7.1.6 beschriebenen *Datenloggers* und der zugehörigen Software (Abschnitt 7.2.3) bestimmt. Es ergeben sich je nach Sensorelement und auch abhängig von der Aussteuerung verschiedene Über-Alles-Rauschuntergründe, die im Bereich von $1...10\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ liegen (Tabelle 7.5-1). Voraussetzung für solche Messungen ist natürlich eine schwingungsisolierte Lagerung des Sensorkopfes, um Störungen durch allgegenwärtige, durch Personen oder Maschinen verursachte Gebäudeschwingungen zu vermeiden. Eine etwa 6kg schwere massive Stahlplatte auf einem etwa 15cm dicken Schaumstoffkissen isoliert mechanische Anregungen ab Frequenzen von ca. 20Hz in ausreichender Weise.

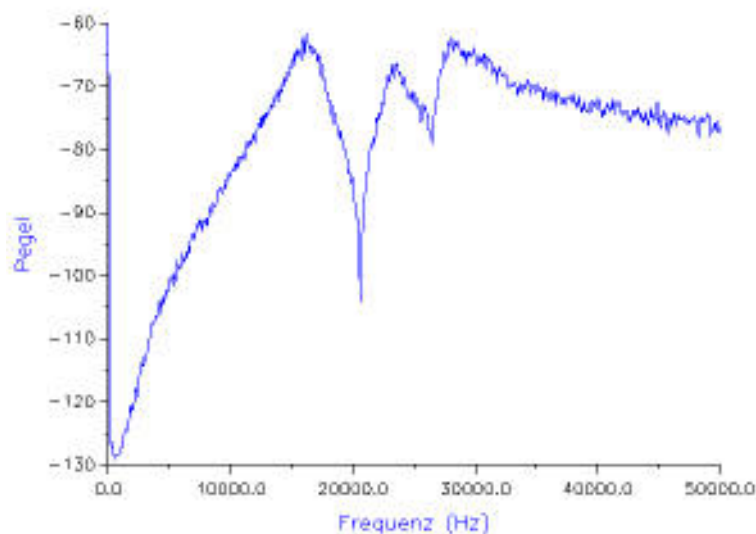


Abbildung 7.5-1: Spektralanalyse des EMSD01-Ausgangsbitstroms (Pegel in dB)

Bei den Messungen fiel auf, daß der Rauschpegel bei einigen Sensorelementen in unsymmetrischer Weise von der gemessenen Gleichbeschleunigung (*bias*) abhängt. Dieser Effekt wird in Abschnitt 7.8.1 diskutiert.

Tabelle 7.5-1: Rauschdichten im Nutzband, gemessen mit dem Datenlogger

Sensorelement-Bestückung	eingestellte Meßspanne	Meßwert (<i>bias</i>)	Rauschdichte
VDO-Kienzle 2g	±1g	0g	5...10µg/√Hz
VDO-Kienzle „0g“	±3g	-1g...+1g	3...10µg/√Hz
VTI G003MA	±2g	0g	5...10µg/√Hz
VTI G001BA	±3g	-1g...+1g	1...2µg/√Hz

7.6 Driftmessungen

Die thermische Nullpunktsdrift eines EMSD01 mit VTI-Sensorelement Typ G003MA (EMSD01HSV) kann aus Abbildung 7.5-1 entnommen werden, die den Meßwert (0,5 Einheiten/g) über einem Temperatursprung von 30°C auf 40°C im Temperaturschrank zeigt. Man liest eine Veränderung des Meßwertes um ca. 0,0018 Einheiten entsprechend einer Meßwertdifferenz von 3,6mg ab. 3,6mg/10°C ergeben bei der Meßspanne des Testobjektes von ±2g einen Temperaturkoeffizienten des Nullpunktes von 180ppm/K bezogen auf den Meßbereichsendwert. Dies steht in gutem Einklang mit Datenblattangaben für Si-MKB (vgl. Abschnitt 2.5).

Bei den Driftmessungen mit einem VDO-Kienzle 2g-Sensorelement mit einem Mittelungszeitraum von ca. 4,2s fiel auf, daß die Streuung der Meßwerte deutlich größer ist, als es der aus der spektralen Rauschdichte von ca. 5µg/√Hz im Bereich zwischen 10Hz und 100Hz entspricht. Um diesem Effekt näher auf die Spur zu kommen, wurde das mit 244 Hz abgetastete Meßsignal ca. 30s lang aufgenommen

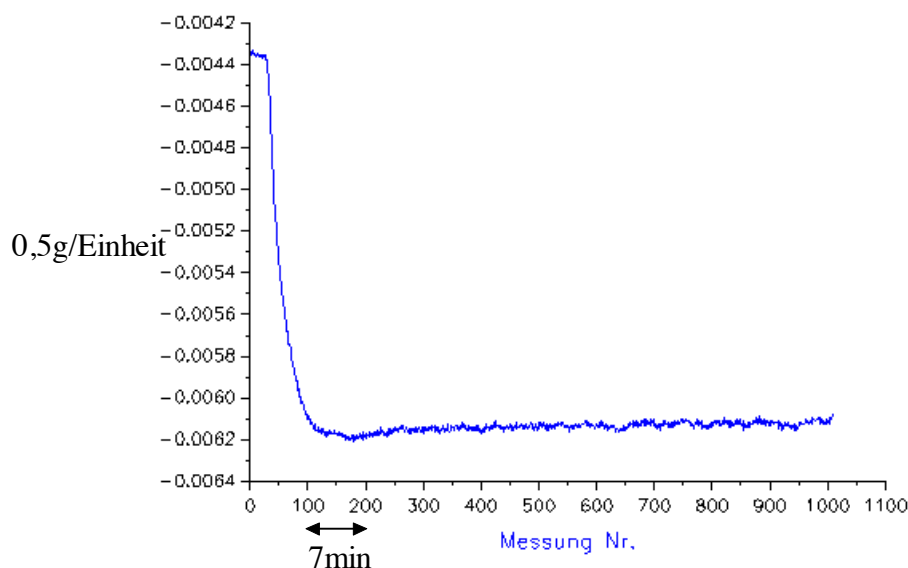


Abbildung 7.5-1: Antwort auf einen Temperatursprung von 30°C auf 40°C

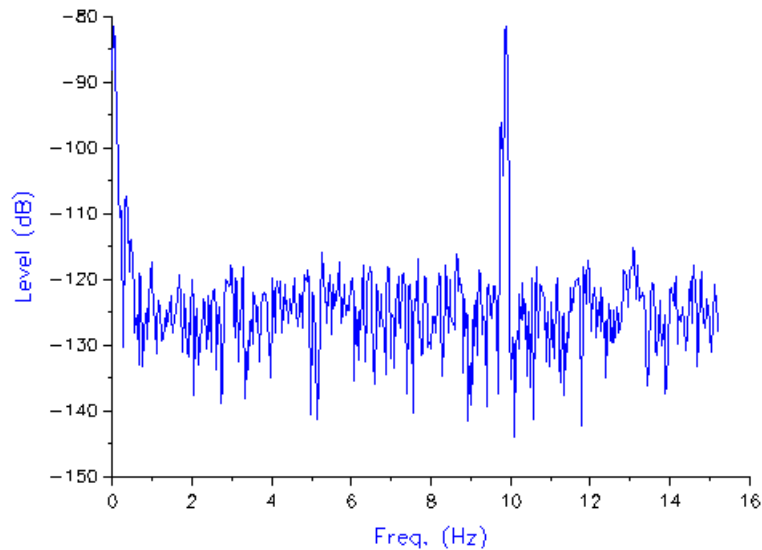


Abbildung 7.6-2: Rauschspektrum des Meßsystems mit 50mHz-Frequenzauflösung

und einer 8192-Punkt-FFT unterzogen, die dann eine Frequenzauflösung von ca. 30mHz bzw. eine äquivalente Rauschbandbreite von ca. 50mHz liefert. Das Ergebnis ist in Abbildung 7.6-2 aufgetragen. Man erkennt neben einer durch eine im Gebäude arbeitenden Maschine verursachte Schwingung von 10Hz deutlich ein Anstieg der Rauschleistungsdichte unterhalb von 1Hz, der einwandfrei von der offsetbedingten Nadel bei 0Hz unterscheidbar ist. Als Ursachen kommen z.B. Temperaturfluktuationen am Sensorelement in Frage. Möglicherweise ist man hier bereits an einer physikalischen Grenze dieses speziellen MKB angelangt. Mit einem mit VTI-Sensorelementen vom Typ G001BA bestückten Sensorkopf konnte dieser Effekt allerdings nicht nachvollzogen werden, dort fehlte der rampenartige Anstieg der Rauschdichte unterhalb von 1Hz.

7.7 Linearitätsmessungen

Messung mit Goniometer

Bei Linearitätsmessungen mit einem Präzisionsgoniometer (Drehtisch) zeigte sich, daß ein eventueller Linearitätsfehler des Meßsystems (EMSD01 mit VDO-Kienzle 2g-Sensorelement) von anderen Fehlerquellen überdeckt wird. In Abbildung 7.7-1 ist auf der x-Achse die Meßbeschleunigung a in g aufgetragen, auf der y-Achse die Abweichung Δa von der besten Näherungsgeraden in μg . Ein systematischer Linearitätsfehler wird, falls vorhanden, von anderen Fehlerquellen (hier $<0,008\%$) überdeckt. Bei Linearitätsmessungen mit einem Drehtisch ist zu beachten, daß bereits kleine Montagefehlerwinkel große Linearitätsfehler vortäuschen (parabelähnlicher Verlauf des Linearitätsfehlers über der Meßbeschleunigung a). Die Meßdaten müssen daher durch Annahme eines Montagefehlerwinkels korrigiert werden [40]. Dabei wird ein quadratischer Term in der Kennlinie des Sensorsystems

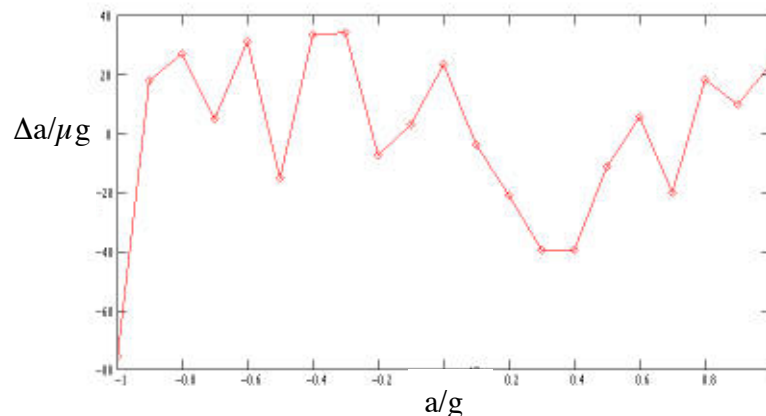


Abbildung 7.7-1: Abweichung des Meßergebnisses von exakt linearer Umsetzung

jedoch möglicherweise unbemerkt mit herauskorrigiert. Dieser Nachteil wird bei der Messung der *Vibrationsgleichrichtung* vermieden.

Messung der Vibrationsgleichrichtung

Eine andere Methode, einen Linearitätsfehler zu bestimmen, ist die Messung der Vibrationsgleichrichtung (*vibration rectification*). Bei konstantem Gleichanteil der Beschleunigung (*bias*), z.B. 1g, wird der Gleichanteil des Meßwertes einmal mit und einmal ohne eine überlagerte Wechselbeschleunigung (hier etwa 1g_{rms} und 10Hz) bestimmt. Dabei darf die erreichte Spitzenbeschleunigung das System natürlich nicht übersteuern, sondern sollte sich nur auf z.B. 10% der Meßbereichsgrenze nähern. Die Einschränkung bei dieser Methode bestand darin, daß der vorhandene Schwingtisch nur Erregungen parallel zur Erdbeschleunigung erzeugen kann. Dadurch konnte die der Schwingung unterlagerte konstante Beschleunigung nur zu +1g oder -1g gewählt werden. Der Vorteil dabei ist die Unempfindlichkeit gegenüber Neigungsänderungen $\Delta\alpha$ des Schwingtisches, da nur $1g \cdot \cos(\Delta\alpha) \approx 1g$ in die Messung eingeht. Bei einem horizontal angeregten Schwing-Prüfaufbau besteht dagegen die Gefahr, daß amplitudenabhängige Neigungsfehler die Messung der Vibrationsgleichrichtung verfälschen, da hier $1g \cdot \sin(\Delta\alpha) \approx 1g \cdot \Delta\alpha$ eingeht.

Mit einem VTI G001BA Sensorelement und einer Meßspanne von ca. $\pm 2,8g$ wurde bei einem Gleichanteil von -1g ein Wert von ca. 0,7mg/g², bei einem Gleichanteil von 1g dagegen nur 0,1mg/g² ermittelt. Auch wenn der so ermittelte Linearitätsfehler gering ist (<0,1%), so ist doch die ausgeprägte Unsymmetrie auffällig.

7.8 Interpretation der Messungen

Das wichtigste Ergebnis der durchgeführten Messungen war zunächst die Bestätigung der grundsätzlichen Funktionalität des Auswerte-ASICs EMSD01. Seine Eigenschaften übertreffen sogar die an einen ersten experimentellen Design-

Durchlauf zu stellenden Erwartungen. Das Ziel war nun, die gewonnenen Meßergebnisse möglichst effizient in ein optimiertes Redesign einfließen zu lassen.

Während man die Ursachen für die festgestellten Drifterscheinungen vor allem in den Sensorelementen suchen muß, deuten die Ergebnisse der Rausch- und Linearitätsmessungen auf die Notwendigkeit der Optimierung bestimmter Schaltungsdetails des Sigma-Delta-Wandlers. Ein wichtiges Hilfsmittel zur Interpretation der Meßergebnisse war der Vergleich mit den simulierten Daten aus der Entwurfsphase. Unterschiede zwischen den simulierten Daten und den Messungen betreffen vor allem die Rauschdichte im Nutzband und die spektrale Verteilung des Quantisierungsrauschens. Auch liegen im realen System Unsymmetrien vor, wenn man das Quantisierungsrauschspektrum bei betragsmäßig gleicher aber vorzeichenmäßig verschiedener Meßbeschleunigung betrachtet. Neben dem Rauschen des Abtast-Verstärkers (vgl. Abschnitt 0) kommen vor allem Umschaltnadeln am Verstärkereingang und eine Ablenk-Abtast-Rückwirkung verschiedenen Ursprungs als Störquellen in Frage.

7.8.1 Auswirkung von Nadeln am Verstärkereingang

Trotz sorgfältiger Auslegung der Sensor-Treiberstufen beim EMSD01 (vgl. Abschnitt 5.5.6) ist es nicht zu vermeiden, daß im Augenblick des gegenphasigen Umschaltens der Spannungen an den festen Sensorelektroden am Verstärkereingang eine Spannungsnadel entsteht. Wegen ihrer zeitlichen Kürze und des bandbegrenzten Verstärkers wirkt sich zwar nicht ihre Höhe, aber jedoch ihre Fläche als Offset auf das Ergebnis der Probemassen-Auslenkungsabtastung aus. Dieser Offset ist bei gegebenen Sensortreibern nicht vermeidbar und würde für sich auch nicht prinzipiell stören. Nachteilig jedoch ist der zeitliche Versatz zwischen dem durch die Umschaltnadel hervorgerufenen Einschwingvorgang und dem, der durch das eigentlich interessante Eingangssignal ausgelöst wird. Am Verstärkerausgang baut sich daher das maßgebende Probemassen-Abtastsignal über einem ausgeprägten, durch die Umschaltnadel hervorgerufenen Einschwingvorgang auf. Zum Triggerzeitpunkt des Komparators durchläuft das Verstärkerausgangssignal eine relativ steile Flanke, die das Abklingen der verstärkten und tiefpaßgefilterten Umschaltnadel darstellt. In Verbindung mit dieser Flanke ergibt sich durch die nicht ganz gleichberechtigte „Entnahme“ des aktuellen und des verzögerten Abtastwertes durch den geschalteten Komparator eine von der Wandleraussteuerung abhängige Beeinträchtigung der PD-Funktion. Dies ist mit der beobachteten unsymmetrischen Abhängigkeit des Nutzband-Rauschens und der Vibrationsgleichrichtung von der Wandleraussteuerung (Bias) in Verbindung zu bringen. Im überarbeiteten Design des Wandlers wurde daher der geschaltete Komparator entsprechend optimiert (vgl. Abschnitt 0).

7.8.2 Ursachen der Ablenk-Abtast-Rückwirkung

Auf unerwünschte Speichereffekte in der Rückkopplungsschleife des Wandlers deuten neben der Auswertung der Testpin-Signale des EMSD01 auch die gemessenen Quantisierungsrauschspektren hin. Vergleicht man das gemessene Quantisierungsrauschspektrum des EMSD01 aus Abbildung 7.5-1 mit simulierten

Spektren des hysteresebehafteten Wandlers, z.B. aus Abbildung 4.5-2, so fällt auf, daß im gemessenen Spektrum ausgeprägte, benachbarte Maxima und Minima der Rauschleistungsdichte vorliegen. Das simulierte Spektrum ist unabhängig vom Vorzeichen der Ablenk-Abtast-Rückwirkung durch ein einziges Maximum gekennzeichnet. Daraus ergibt sich, daß die Annahme einer einfachen positiven oder negativen Ablenk-Abtast-Rückwirkung von einem Abtastzyklus auf den folgenden die Erscheinung nicht ausreichend erklärt. Es ist davon auszugehen, daß die unerwünschten Rückwirkungs- bzw. „Erinnerungs“-mechanismen ein komplizierteres Zeitverhalten aufweisen, das sich über *mehrere* Abtastzyklen erstreckt.

Die Ursache für solche Effekte muß vor allem in der Gruppe der Schaltungsteile gesucht werden, die abhängig von der Komparatorentscheidung in einen anderen Sättigungszustand gebracht werden. Zu diesen kritischen Bauelementen zählt zunächst der geschaltete Komparator selbst, falls trotz Initialisierung eine Beeinträchtigung der Entscheidungsschwelle durch die vorausgehende Entscheidung existiert. Eine Analyse des Komparatorausgangssignales an TEST3 liefert jedoch keine Hinweise auf einen signifikanten derartigen Effekt.

Die Sensor-Treiberstufen kommen ebenfalls als Ursache für einen Speichereffekt in Frage. Diese Stufen müssen die Spannungssprünge für die Probemassen-Abtastung sehr genau reproduzieren und dürfen sie nicht mit Informationen über die vorangehende Kraftkompensationsphase „anreichern“. Hier sind bereits Änderungen der Spannungssprünge um einen Faktor von 10^{-4} störend. Eine meßtechnische Erfassung der kritischen Größen ist jedoch sehr schwierig, da die notwendige Vorgeschichtenunterdrückung in der Meßvorrichtung selbst sehr aufwendig und kaum zu überprüfen ist.

Weiterhin hat sich der ohmsche Widerstand des zwischen der Probemasse und 0V liegenden Schalters (S in Abbildung 5.2-1) als kritisch herausgestellt. Eine genaue Untersuchung des Spannungsverlaufes am Eingangsknoten zeigt, daß dieser Schalter, der kurz nach Beginn der Abtastphase geöffnet wird, nicht in der Lage ist, die Spannung am Eingangsknoten exakt auf 0V zu halten. Werden bei entsprechender Kompensationskraft-Richtung die Sensor-Ansteuersignale zu Beginn der Abtastphase umgeschaltet (Übergang zu Zustand 3 in Tabelle 5.6-2), so entsteht wegen des ohmschen Widerstandes des geschlossenen Schalters am Eingangsknoten eine Umschaltadel. Der Stromfluß durch den Schalter bringt Ladung auf den Eingangsknoten, die in der kurzen verbleibenden Schließzeit des Schalters (Zustand 3 in Tabelle 5.6-2) nicht nach 0V abfließen kann. Der verbleibende, von der vorausgehenden Kompensationskraft-Richtung abhängige DC-Offset am Eingangsknoten wird offenbar vom CDS nicht vollständig eliminiert, was eine Ablenk-Abtast-Rückwirkung zur Folge hat.

Die Messungen mit dem EMSD01 zeigten außerdem, daß der Analogteil des Bausteins auf eine sehr geringe Impedanz seiner Spannungsversorgung auch bei hohen Frequenzen (einige MHz) angewiesen ist. Da Spannungsregler und Referenzspannungsquellen relativ langsam regeln, ist man hier auf Abblockkondensatoren angewiesen. Werden diese nicht ungewöhnlich groß dimensioniert ($47\mu\text{F}$ Elko II 10nF Keramik), so stellt die Spannungsversorgung bereits ein

unerwünschtes Vorgeschichten-Gedächtnis dar. Dies ist vor allem durch die relativ schwache Versorgungsspannungsunterdrückung der unsymmetrisch aufgebauten Pegelwandlerstufe am Verstärkereingang zu erklären.

7.8.3 Diskussion der Driftmessungen

Die primäre Ursache für Driften bei Sensorsystemen mit MKBs sind Temperaturabhängigkeiten, die vom Sensorelement und der Auswerteelektronik herrühren können. Allerdings ist hier eine genaue Trennung meßtechnisch sehr schwierig, da das Sensorelement nicht durch eine einfache elektrische Prüfanordnung ersetzbar ist, die einen Betrieb der geschlossenen Rückkopplungsschleife erlaubt und außerdem selbst ausreichend temperaturstabil ist. Beim EMSD01 ist vor allem die unterschiedliche Temperaturabhängigkeit von p- und n-Kanal-MOSFETs als Ursache für Temperaturabhängigkeiten in Betracht zu ziehen. Sie kann z.B. zu einer Temperaturabhängigkeit der Umschaltadeln in der Auslenkungsabtast-Phase führen, die wiederum eine Offsetdrift der Auslenkungsabtastung nach sich zieht. Offset-Spannungen des Auslenkungsabtast-*Verstärkers* werden dagegen weitgehend durch das CDS eliminiert. Auch die Kraftkompensation des EMSD01 ist bei entsprechend präzise eingehaltenen Referenzspannungen prinzipbedingt sehr temperaturstabil. Da die gemessenen Temperaturkoeffizienten im Rahmen der bei MKBs zu erwartenden Werte liegen, existieren keine Hinweise auf signifikante Temperaturdriften des Auswerteschaltkreises EMSD01.

Es können allerdings, zumindest bei einigen Bauarten von MKB, nicht alle Drifterscheinungen durch eine reine Temperaturabhängigkeit erklärt werden. Da die schlechte Offsetstabilität die herausragendste Einschränkung MKB-bestückter Sensorsysteme darstellt, müssen ausführlichere Untersuchungen der Drifterscheinungen Gegenstand zukünftiger Arbeiten sein.

7.9 Zusammenfassung der Meßergebnisse

Die Ergebnisse der Inbetriebnahme des Auswerte-ASICs EMSD01 und des übrigen Meßsystems lassen sich zu folgenden Punkten zusammenfassen:

- Je nach Sensorelement und eingestellter Meßspanne wird im Nutzband ein Rauschuntergrund von $1...10\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ erreicht. Die besten Ergebnisse liefert der EMSD01 mit dem Sensorelement G001BA von VTI, wo für Meßwerte zwischen -1g und 1g eine Rauschdichte von nur $1...2\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ erreicht wird.
- Die Nullpunktsdriften liegen in der für MKBs typischen Größenordnung. Auf signifikante Temperaturdriften des EMSD01 gibt es keine Hinweise.
- Mit einem Präzisionsdrehtisch ist kein signifikanter Linearitätsfehler feststellbar, allerdings kann dort ein quadratischer Term in der Sensorkennlinie nicht erfaßt werden. Dies ist durch Messung der Vibrationsgleichrichtung möglich, wo sich bei einer Meßspanne von $\pm 2,8\text{g}$ und dem Sensorelement G001BA von VTI max. $0,7\text{mg}/\text{g}^2$ ergeben.

Im Hinblick auf das relativ hohe Design-Risiko bei Analog-ASICs sind diese Ergebnisse als sehr positiv zu bewerten. Sie übertreffen die Erwartungen an diesen experimentellen Chip und erlauben seinen Einsatz in praxistauglichen Muster-Sensorköpfen.

Weitere Ergebnisse der durchgeführten Messungen sind Hinweise auf die in einem Redesign des Wandlers nötigen Optimierungen, die wie folgt zusammengefaßt werden können:

- Das Rauschen der Auslenkungsabtastung ist signifikant und muß reduziert werden
- Unsymmetrien im Rausch- und Linearitätsverhalten können durch Optimierungsmaßnahmen im geschalteten Komparator reduziert werden.
- Die Ablenk-Abtast-Rückwirkung muß weiter reduziert werden, um das angestrebte Quantisierungsrauschspektrum zu erzielen.

Weiterhin wurde durch die „Über-alles“-Messungen mit dem Prototyp eines Beschleunigungs-Datenloggers die korrekte Funktion der digitalen Signalaufbereitung und das ordnungsgemäße Zusammenwirken aller Systemkomponenten verifiziert.

8 Einsatzfähiges Meßsystem, Testkonzept und Kalibration

Die für ein erstes experimentelles ASIC-Design sehr guten Eigenschaften des EMSD01 erlaubten es, mit diesem Chip Sensorköpfe zu bestücken, die sich nicht nur für die weitergehende Untersuchung des EMSD01 eignen, sondern bereits praxistaugliche Prototypen darstellen. Spannungswandler und weitere Bauelemente ergänzen den Dezimierungsfilter-ASIC zu einem Sensorkopf/Mikroprozessor-Interface, das mit einer einzigen 5V-Versorgung auskommt.

8.1 Sensorkopf und Dezimierungsfilter-Interface

Der Sensorkopf wurde bereits in 7.1.3 beschrieben. Zwischen Sensorkopf und Mikroprozessor sind neben dem eigentlichen Dezimierungsfilter-Interface-Baustein weitere Bauelemente erforderlich, um das System einsatzfähig zu machen. Der Anhang enthält das Schaltbild eines universellen Dezimierungsfilter-Interface-Moduls (DFIMOD1). Für die Erzeugung der Sensorkopf-Betriebs- und Referenzspannungen werden DC-DC-Wandler eingesetzt, damit außer der üblichen 5V-Digitalversorgung keine besonderen Versorgungsspannungen nötig werden. Ihre Ausgangsspannungen müssen gut von Schaltfrequenzresten befreit werden. Hierzu sind RC-Tiefpässe zulässig, da wegen der Längsregler im Sensorkopf keine genaue Einhaltung der Ausgangsspannung erforderlich ist. Zur Aufbereitung der Sensorkopf-Daten werden Schmitt-Trigger und einige passive Bauelemente eingesetzt, eine PLL regeneriert den 12MHz-Chiptakt für das Dezimierungsfilter aus dem Datenstrom des x-Kanales. Möglich wird dies durch den pulsbreitencodierten Bitstrom des EMSD01, dessen positive Flanke den 500kHz-Abtasttakt liefert.

8.2 Systemspezifische Aufgaben des Mikroprozessors

Der mit dem Meßsystem eingesetzte Mikroprozessor hat nicht nur die Aufgabe, die Meßdaten anwendungsspezifisch zu verarbeiten, sondern ihm kommen auch Funktionen zu, die für den Betrieb des Meßsystem direkt erforderlich sind. Dies sind vor allem besondere Abläufe nach dem Einschalten des Systems sowie Selbsttestfunktionen, aber auch die Temperaturkompensation oder die Orthogonalisierung der Meßrichtungen (vgl. auch 8.5.2). Die Möglichkeit, diese

Funktionen durch den Mikroprozessor erledigen zu lassen, gestattet eine wesentlich einfachere Gestaltung der Hardware des Meßsystems und trägt damit wesentlich zu dessen Robustheit und günstigen Preis-Leistungsverhältnis bei.

Systemstart

In Abschnitt 3.2.7 wurde ausgeführt, daß Auswerteschaltungen nach dem Kraftkompensationsprinzip grundsätzlich anfällig gegen „Hängenbleiben“ nach dem Einschalten oder nach Übersteuerung sind. Während eine rein hardwaremäßige Erkennung des kritischen Zustandes aufwendig ist, kann sie softwaremäßig relativ einfach realisiert werden. Mit einfachen Algorithmen kann ein hängengebliebener Wandler aus den Ausgangsdaten erkannt werden und der Zustand durch geeignetes Verschieben der Wandler-Referenzspannungen beseitigt werden.

Orthogonalisierung und Temperaturkompensation

Die exakte montagetechnische Ausrichtung der mikromechanischen Sensorelemente bezüglich der Referenzkanten des Sensorkopfes stellt einen großen Aufwand bei der Herstellung eines Beschleunigungsmeßkopfes dar, da die maximal zulässigen Winkelfehler in der Größenordnung von 0,1 mrad liegen. Einfacher ist es, softwaremäßig eine Koordinatentransformation vorzunehmen. Die Transformationsmatrix und der Offset-Korrekturvektor werden anhand von Kalibrationsmessungen bestimmt, bei denen der Sensorkopf auf einem bezüglich des Gravitationsvektors genau justierten Referenztisch in verschiedene Orientierungen gebracht wird. Der Vorteil des vorliegenden Meßsystems ist seine sehr gute Linearität und das durch die digitalen Dezimierungsfiler exakt reproduzierbare Übertragungsverhalten. Die Elemente der Korrekturmatrix und des Offset-Korrekturvektors sind daher reell und nur Funktionen der Sensorkopftemperatur.

Selbsttest

Das charakteristische Rauschspektrum des Sigma-Delta-Wandlers und die veränderbaren Referenzspannungen erlauben über die Erkennung des hängengebliebenen Zustandes hinaus weitergehende Selbsttestfunktionen. Mit geeigneten Algorithmen kann im einfachsten Fall die Reaktion der Wandlerdaten auf eine vorgegebene Änderung einer Referenzspannung geprüft werden, was ein zuverlässiger Indikator für die korrekte Funktion des Wandlers und den Zustand des Sensorelementes ist. Aber auch eine Bewertung des Quantisierungsrauschspektrums ist möglich, was sogar den Selbsttest im laufenden Meßbetrieb gestattet.

8.3 Zusammenfassung der technischen Daten

Die in Tabelle 8.3-1 aufgeführten technischen Daten beziehen sich auf einen Sensorkopf mit VTI-Sensorelementen vom Typ G001BA und, soweit nicht anders vermerkt, auf einen eingestellten Meßbereich (DAC-Konfiguration) von $\pm 3g$.

Tabelle 8.3-1: Daten des Meßsystems mit EMSD01-Bestückung

Größe	min	typ	max
Meßspanne (digital einstellbar)	±2g		±7g
Rauschuntergrund @-1g...+1g		2µg _{rms} /√Hz	5µg _{rms} /√Hz
Nutzbare Bandbreite *)			ca. 1kHz
Vibration rectification (10Hz, 1g _{rms})			0,7mg/g ²
Stromversorgung des Dezimierungsfiter-Interface (ACTEL-ACT2-Technologie)		5V/150mA	
Stromversorgung des Sensorkopfes		8V/20mA 13V/5mA	
Gewicht des Sensorkopfes (ohne Kabel)		25g	
Abmessungen des Sensorkopfes		47 x 24 x 13 mm ³	

*) Die nutzbare Bandbreite des Meßsystems ist nicht scharf begrenzt, sondern nur durch den noch akzeptablen Rauschpegel gegeben. Ist eine große Meßdynamik nicht gefordert, so kann man durchaus bis weit oberhalb der mechanischen Resonanzfrequenz des Sensorelementes noch messen, wo die Rauschleistungs-dichte allerdings mit 40dB/Dekade ansteigt (Abbildung 7.5-1).

8.4 Aufbau- und Verbindungstechnik

Das hier vorgestellte Sensorsystem soll zwar einerseits möglichst preiswert herzustellen sein, andererseits werden auch an seine Meßgenauigkeit hohe Anforderungen gestellt. Die Forderung nach hoher Meßgenauigkeit beinhaltet auch die Forderung nach möglichst kleiner Temperaturdrift und Wiederholgenauigkeit. Diese kann bei Verwendung der vorgesehenen Sensorelemente in LIGA- oder Si-Volumen-Mikromechanik nur durch die Hybridtechnik erfüllt werden, wobei Sensorelement und Auswerte-IC getrennt montiert und durch Bondverbindungen kontaktiert werden. Für die LIGA-Technik mag sich diese Notwendigkeit ändern, wenn die Abformung der Sensorelemente auf dem IC-Chip den für eine Serienreife nötigen Standard erreicht hat, womit aber erst in einigen Jahren zu rechnen ist. Auch eine Integration der Si-Volumen-Mikromechanik mit einem IC-Prozeß ist momentan noch nicht praktikabel, wenn Standard-IC-Prozesse genutzt werden sollen. Für die Kontaktierung der Sensorelemente hat die Drahtbondtechnik auch den Vorzug, daß keine zusätzlichen mechanischen Spannungen in die Elemente eingeleitet werden. Würde man dagegen die Sensorelemente z.B. nach Art der bekannten Flip-Chip-Technik kontaktieren, so könnten über die starren Kontaktstellen Verspannungen und somit zusätzliche Temperaturdriften entstehen.

Die planare Aufbauweise und die dank der rechnerischen Korrekturmöglichkeiten überflüssige exakte mechanische Ausrichtung der Sensorelemente schaffen die Voraussetzungen, um den Sensor-Hybridbaustein so kostengünstig wie möglich

fertigen zu können. Um die Einleitung mechanischer Spannungen in die Sensorelemente gering zu halten, werden diese mit einem Silikonkleber (z.B. Dow Corning Q5-8401) montiert. Als Substratmaterial sollte man zunächst Aluminiumoxidkeramik beibehalten wegen ihrer mechanischen Formbeständigkeit und ihres geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten (Zahlenwerte vgl. Anhang). Natürlich wird man einen Sensorkopfaufbau mit einem einzigen Substrat anstreben, also den Fortfall der zusätzlichen Sensorkopf-Platine des Laboraufbaus. Dies wird problemlos möglich sein, wenn ein überarbeiteter Sensorkopf-ASIC alle Halbleiterbauelemente des Sensorkopfes in sich vereint. Eine Verringerung der Abmessungen eines robusten, hermetisch dichten Sensorkopfes auf ca. 15mm x 15mm x 6mm, der die meßtechnischen Qualitäten der bisherigen Labormuster noch überbietet, ist daher mit der gegebenen Sensorelemente- und ASIC-Technologie durchaus erreichbar.

8.5 Testkonzept und Kalibration

Entscheidend für die Möglichkeit, ein industrielles Produkt kostengünstig in großen Stückzahlen herstellen zu können, ist ein geringer Aufwand für den Fertigungstest.

Setzt sich ein System aus mehreren Teilsystemen zusammen, so ist es zur Vermeidung teuren Ausschusses notwendig, die Teilsysteme vor dem Zusammenbau einzeln zu testen, falls bei der Herstellung der Teilsysteme signifikante Fehlerwahrscheinlichkeiten existieren.

Der Fertigungstest für das vorliegende Sensorsystem gliedert sich in folgende Schritte, wobei bereits vorgetestete Sensorelemente angenommen werden:

1. a) Test der mixed-mode Sensorkopf-ASICs
b) Test des Dezimierungsfilter-Interface-ASICs
2. Test des Sensorsystems, bestehend aus Sensorkopf und Mikrocontroller-einheit

8.5.1 Test der ASICs

Die ASICs des Sensorsystems müssen, wie in der Mikroelektronik allgemein üblich, zunächst auf der Waferebene mit einem Waferprober getestet werden. Diese Notwendigkeit ergibt sich aus der meist deutlich unter 100% liegenden Ausbeute bei der IC-Herstellung.

Wenngleich beim elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler ein vollständiger Test nur mit relativ großem Aufwand auf Waferebene möglich ist, so läßt sich die grundsätzliche Funktionalität dennoch mit einigen wenigen Tests verifizieren, bei denen nur digitale Ausgangssignale ausgewertet werden müssen. Der Testablauf kann beispielsweise wie folgt aussehen:

Der Wandlerchip wird an die Versorgungsspannungen angeschlossen und mit einem Signalgenerator mit Takt- und Synchronsignal versorgt. Am Verstärkereingang wird

während der Abtastphase ein in mehreren Stufen und in seiner Polarität variabler Spannungssprung angelegt. Folgende Funktionen werden getestet:

- Stromaufnahme
- Digitale Ausgangssignale in Abhängigkeit vom Spannungssprung am Verstärkereingang
- Ausgangssignale der Sensor-Treiberstufen in Abhängigkeit vom Spannungssprung am Verstärkereingang

Wenn diese Testschritte erfolgreich durchlaufen werden, ist der Wandler mit hoher Wahrscheinlichkeit in Ordnung. Ein weitergehender Test würde die Überprüfung analoger Signalformen erfordern und ist durch den geringen zusätzlichen Sicherheitsgewinn kaum zu rechtfertigen.

Der rein digitale Dezimierungsfilter-Interface-ASIC kann mit einfachen Test-Stimuli an seinen 1-Bit-Eingängen geprüft werden. Eine Verifikation der Sprungantworten der Filterblöcke und der Funktion des Interfaces erlaubt mit großer Sicherheit den Schluß auf einen intakten Chip.

Ein gesonderter Test des fertigen Sensorkopfes ist nicht nötig, da beim Sensorkopf-Zusammenbau entstandene Fehler im Gesamtsystem-Test eindeutig identifiziert werden können.

8.5.2 Gesamtsystem-Test und Kalibration

Grundsätzlich ist das Sensorsystem voll selbsttestfähig, wenn im Programm des Mikrocontrollers geeignete Routinen vorgesehen werden. Zur Durchführung der Selbsttests stehen folgende Möglichkeiten zur Verfügung:

Bewertung des charakteristischen Quantisierungsrauschspektrums

Dieser Test gestattet mit hoher Wahrscheinlichkeit den Schluß auf funktionierende Wandler, funktionierende digitale Signalverarbeitung und insbesondere auf intakte Sensorelemente, da diese wie gezeigt wurde für die Formung und Leistung des Quantisierungsrauschens maßgeblich verantwortlich sind. Der Test ist sogar während des laufenden Meßbetriebes durchführbar. Allerdings sind Störungen durch das überlagerte Meßgrößen-Frequenzspektrum möglich, so daß Vorwissen über dieses nötig ist.

Veränderung der Wandler-Referenzspannungen

Die Veränderung der software-konfigurierbaren Wandler-Referenzspannungen und die Bewertung der hervorgerufenen Meßwertänderung erlaubt eine sichere Überprüfung der Sensorelemente, der Wandler und der digitalen Signalverarbeitung, vor allem wenn man die Sprungantwort auswertet. Da die künstlich hervorgerufenen Meßwertänderungen nicht ohne Weiteres vollständig kompensierbar sind, ist dieser Test nicht uneingeschränkt im laufenden Meßbetrieb möglich.

Kalibration

Die Fertigungs- und Montagetoleranzen der mikromechanischen Sensorelemente machen eine Kalibration des Sensorsystems erforderlich. Dank der prinzipbedingten guten Linearität des Meßsystems und dem vollständig durch die digitale Verarbeitung vorgegebenen Frequenzgang existieren nur wenige Kalibrationsparameter. Es sind dies in jedem Meßkanal die skalaren Größen Nullpunkt und Skalenfaktor, die jeweils Funktionen der Sensorkopftemperatur sind, sowie eine Orthogonalisierungsmatrix mit konstanten, skalaren Elementen. Je nach anwendungsspezifischen Ansprüchen an die zulässigen Abweichungen ist hier eine zwar automatisierbare, jedoch zeitaufwendige Abgleichprozedur nicht vermeidbar. Der Sensorkopf wird hierzu zweckmäßigerweise im Erdschwerefeld in verschiedene Orientierungen gebracht, wobei jeweils Temperaturzyklen gefahren werden müssen. Dabei können natürlich bei einem entsprechenden Testaufbau eine größere Anzahl von Sensorköpfen gleichzeitig kalibriert werden.

Während oder vor der Kalibration, wo ein bekanntes Beschleunigungsspektrum vorausgesetzt werden kann, können Testroutinen nach den oben beschriebenen Methoden durchlaufen werden, die eine 100%-ige Prüfung des Sensorsystems sicherstellen.

Bewertung des Test- und Kalibrationsaufwandes

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß einerseits die ASICs des Sensorsystems und andererseits, dank seiner vollständigen Selbsttestfähigkeit, das Gesamtsystem mit geringem Aufwand getestet werden können. Es ist zu erwarten, daß die Kosten für den Fertigungstest im Vergleich zum Kalibrationsaufwand gering ausfallen werden. Dieser wiederum kann wegen der Eigenschaften der mikromechanischen Sensorelemente nicht weiter verringert werden und muß auch im Verhältnis zur mit dem System erreichten hohen Meßgenauigkeit gesehen werden.

9 Verbesserter Chipsatz für ein triaxiales Sensorsystem

Aufbauend auf die mit dem EMSD01 gewonnenen Erfahrungen wurde ein verbesserter Chipsatz für ein triaxiales Beschleunigungssensorsystem konzipiert. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden die Entwürfe so weit vorbereitet, daß mit der Eingabe, der Simulation und der Optimierung in einer ASIC-Entwurfsumgebung fortgeföhren werden kann.

9.1 Systemkonzept

Als Systemkonzept für den überarbeiteten Chipsatz wurde weiterhin das in Abbildung 3.5-2 gezeigte Schema beibehalten, jedoch mit Optimierungen zur Erreichung folgender Ziele:

- Die Anzahl der Leitungen vom/zum Sensorkopf soll so gering wie möglich gehalten werden. Für den Datentransfer vom/zum Sensorkopf soll im Hinblick auf eine eventuelle Glasfaserübertragung jeweils nur eine Logikleitung nötig sein.
- Die Aufbaukomplexität des Sensorkopfes soll im Interesse einer bestmöglichen Miniaturisierung so gering wie möglich sein. Eine Integration aller Halbleiterkomponenten auf einem Chip ist anzustreben.
- Die Universalität des Dezimierungsfilters (variabler Dezimierungsfaktor!) und des Mikroprozessor-Interfaces soll optimiert werden. Memory-mapped I/O für beide Datenrichtungen soll unterstützt werden, die Sensorkopf-Konfiguration soll also keine zusätzlichen Port-Leitungen des Prozessors belegen.

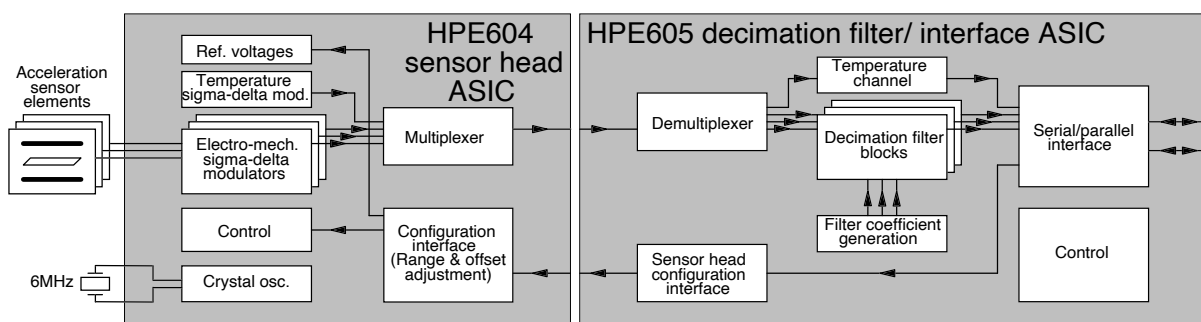


Abbildung 9.1-1: Überarbeitete Sensorkopf- und Dezimierungsfilter-Interface-ASICs

Abbildung 9.1-1 zeigt Blockschaltbilder der beiden ASIC-Konzepte, denen die Bezeichnungen HPE604 und HPE605 gegeben wurden.

9.2 Sensorkopf-ASIC HPE604

Dem Entwurf für einen überarbeiteten Sensorkopf-IC wurde der Name HPE604 gegeben (Abbildung 9.2-1). Er ist neben zahlreichen Optimierungsmaßnahmen durch folgende Erweiterungen der Funktionalität gegenüber dem EMSD01 gekennzeichnet, die zum Ziel haben, alle Halbleiterbauelemente des Sensorkopfes auf einem einzigen Chip zusammenzufassen:

- Drei Auswertekanäle für Beschleunigung
- Temperaturfühler und -ADC
- Quarzoszillator
- Referenzspannungsquellen
- Konfigurationsregister mit Eindraht-Interface für Offset-Abgleich
- Multiplex-Ausgang, der auf einem einzigen Anschluß die X-, Y-, Z-, T- und Synchroninformationen liefert.

Für den HPE604 soll ein *high-voltage*-CMOS-Prozeß (*HV-CMOS*) genutzt werden, um auch bei Sensorelementen mit relativ geringer elektrostatischer Kraftkompensationsempfindlichkeit eine ausreichende Meßspanne zu erreichen.

Konsequente Trennung von Abtastung und Kraftkompensation

Beim EMSD01 tritt, wie die Messungen an den Testpins (vgl. Abschnitt 0) zeigten,

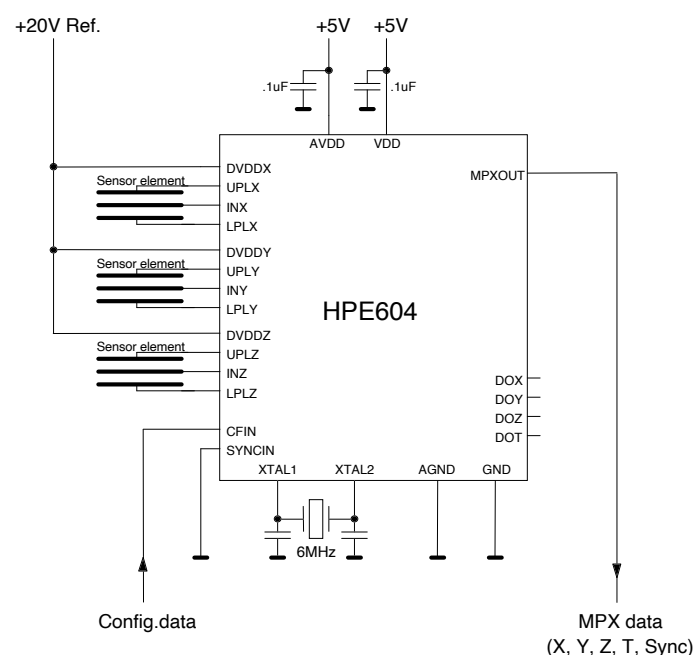


Abbildung 9.2-1: Anwendungsschema HPE604

trotz zahlreicher Maßnahmen eine Beeinflussung des Auslenkungsabtastr-Ergebnisses durch die Komparator-Entscheidung des vorangehenden Abtastzyklus' auf.

Um eine bestmögliche Entkopplung von Abtastung und Kraftkompensation zu erreichen, werden beim HPE604 für beide Funktionen vollkommen eigenständige Treiberstufen verwendet. Idee dabei ist, daß die Treiber für die *Abtastphase* in jedem Abtastzyklus nach stets *demselben* Muster angesteuert werden, während nur die Treiberstufen für die Kraftkompensation und dies auch nur während der Ablenkphase die Komparatorentscheidung „sehen“.

Auch muß die Sensorelement-Ansteuerung sowohl für Abtastung als auch für Kraftkompensation schnell und niederohmig genug sein, damit das Sensorelement in den verfügbaren Zeiten stets vollständig umgeladen wird. Würden die vorgesehenen Spannungspegel bei den Umladevorgängen nicht mit ausreichender Genauigkeit erreicht, so könnte sonst am Sensorelement selbst eine unerwünschte Rückwirkung der Ablenkrichtung auf den folgenden Abtastvorgang eintreten.

Auslenkungsabtastung mit Offset-Vorgabe

Beim EMSD01 besteht die einzige Möglichkeit zur Anpassung an unsymmetrische Sensorelemente in einer unsymmetrischen Speisung beider Sensor-Treiberstufen. Dadurch wird gleichzeitig einerseits der Nullpunkt der Regelschleife verstellt und andererseits die Ablenkspannung in der dann schmaleren Sensorhälfte reduziert. Kann man alle Streukapazitäten vernachlässigen, so verhalten sich bei geschlossener Rückkopplung die Spaltweiten der Sensorhälften umgekehrt zum Verhältnis $q_A = U_2/U_1$ der Sensortreiber-Betriebsspannungen U_1, U_2 , weil die Regelschleife auf einen Spannungssprung von Null an der Probemasse, d.h. auf $Q_1 = Q_2$ regelt. Da die elektrostatischen Kräfte in den Sensorhälften einerseits umgekehrt proportional zum Quadrat der jeweiligen Spaltweite sind, andererseits proportional zum Quadrat der angelegten Spannungen, ändert sich an den elektrostatischen Kräften auch bei unsymmetrischer Speisung der Sensor-Treiberstufen nichts. Man kann auf diese Weise die Sollauslenkung der Probemasse auf den Punkt x_N legen, an dem die Aufhängung der Probemasse keinen Kraftbeitrag liefert (Neutralpunkt der Feder, vgl. Abschnitt 2.1) und so eine Nullpunktsabweichung der Auswertung vermeiden.

Beim Vorhandensein von Streukapazitäten C_{P1} und C_{P2} regelt die Regelschleife allerdings auf Kapazitäten C_1, C_2 , die

$$\frac{C_1 + C_{P1}}{C_2 + C_{P2}} = \frac{U_2}{U_1} = q_A \quad (9.2-1)$$

erfüllen. Mit $C_{P1} > 0$ und $C_{P2} > 0$ folgt

$$\left| \frac{d_2}{d_1} - 1 \right| = \left| \frac{C_1}{C_2} - 1 \right| > |q_A - 1| \quad (9.2-2)$$

In diesem Falle verstellt sich das Verhältnis der Spaltweiten also stärker als es dem Verhältnis der Sensor-Treiberspannungen U_1 und U_2 entspricht. Dies hat zur Folge,

daß die elektrostatische Kraft in der schmaleren Sensorhälfte gegenüber der in der erweiterten ansteigt. Die Konsequenz ist, daß eine in positive x -Richtung verbogene Feder ($x_N > 0$) nur dadurch ausgeglichen werden kann, daß man die Sollstellung der Regelschleife noch *über* den Feder-Nullpunkt in die positive x -Richtung *hinaus* verschieben muß.

Als Hilfsgröße zum Verständnis der folgenden Abbildung 9.2-2 sei zunächst die *Kraftrückkopplungsaussteuerung* a vereinbart. Der EMSD01 beaufschlagt stets genau eine Sensorhälfte mit elektrostatischer Kraft. Aufsummiert über eine lange Zeit $T \gg \tau$ sei T_{A1} die Summe aller Zeitspannen, in denen die erste Sensorhälfte mit Kraft beaufschlagt wird und T_{A2} die Summe aller Zeitspannen, in denen die zweite Sensorhälfte mit Kraft beaufschlagt wird. Dann soll hier unter der *Kraftrückkopplungsaussteuerung* der Wert

$$a = \frac{T_{A2}}{T} = \frac{T_{A2}}{T_{A1} + T_{A2}}, \quad 0 \leq a \leq 1 \quad (9.2-3)$$

verstanden werden.

Abbildung 9.2-2 zeigt a über der durch das Verhältnis $q_A = U_2/U_1$ der Sensor-Treiberspannungen vorgegebenen Sollauslenkung x der Probemasse. Es wurde ein typisches 1g-LIGA-Element mit einer um $x_N = 1 \mu\text{m}$ nach „rechts“ verbogenen Probemassenaufhängung, einer Sensor-Grundkapazität von 4,4pF und einer Streukapazität von 4pF in jeder Hälfte angenommen. Die in Meßbereichsmittle angestrebte Kraftrückkopplungsaussteuerung von $a = 0,5$ wird erst erreicht, wenn man die Sensor-Treiberspannungen derart unsymmetrisch wählt, daß der Wandler auf eine Probemassenauslenkung von $x \approx 1,3 \mu\text{m} > 1 \mu\text{m}$ regelt. Dies ist nicht optimal, da die Feder dort nicht kraftfrei ist und daher zusätzliche Temperaturabhängigkeit zu erwarten ist.

Um die Sollauslenkung der Probemasse unabhängig von den Streukapazitäten des Sensorelementes auf den Feder-Neutralpunkt legen zu können, muß die Vorgabe

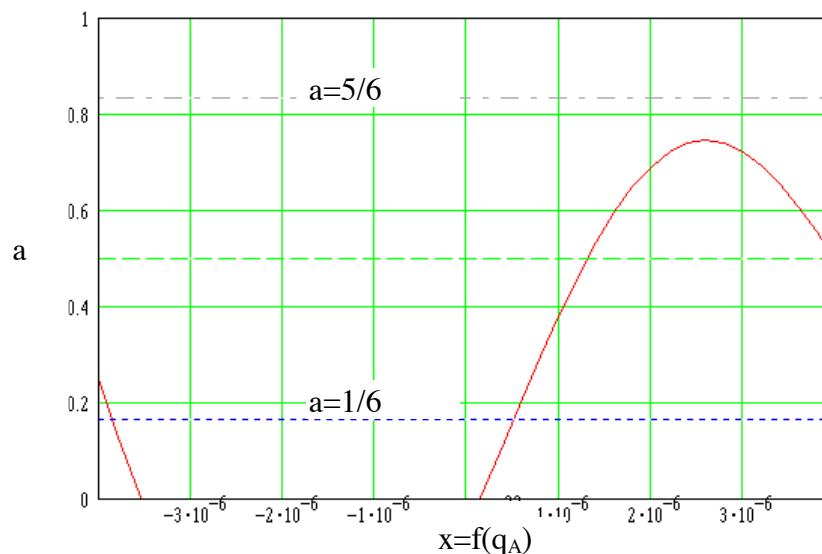


Abbildung 9.2-2: Zur Offset-Korrektur beim EMSD01.

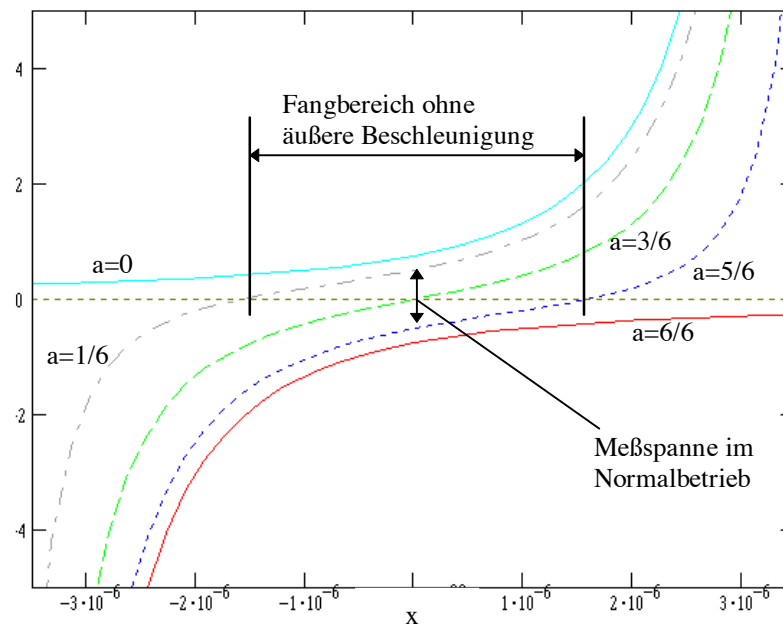


Abbildung 9.2-4: Elektrostatische Kraft auf die Probemasse über der Auslenkung x

der Sollauslenkung von der Verstellmöglichkeit der Ablenkspannungen entkoppelt werden.

Ein weiterer auszuräumender Nachteil der Probmassen-Abtastung beim EMSD01 sind die hohen Effektivspannungen, die während der Abtastphase am Sensorelement anliegen. Diese ergeben sich daraus, daß die Sensoransteuerung in der Abtastphase mit den gleichen Spannungspegeln erfolgt wie in der Kraftkompensationsphase. Man kann auf diese Weise die Sensoransteuerung sehr einfach gestalten, was beim EMSD01 zunächst im Vordergrund stand. Für ein Abtast-Ablenk-Zeitverhältnis von 1:2 ergibt sich durch dieses Schema eine Begrenzung der Krafrückkopplungsaussteuerung auf $1/6 < a < 5/6$ (vgl. Abbildung 5.2-1). Leider wird dadurch der Fangbereich für die Probmassenauslenkung beim Einschalten der Schaltung deutlich verringert. In Abbildung 9.2-4, ist für verschiedene a die elektrostatiche Kraft auf die Probemasse über der Probmassenauslenkung x aufgetragen. Man erkennt, daß für den Bereich $1/6 < a < 5/6$ die Probemasse beim Einschalten der Schaltung nur um etwa $\pm 40\%$ ausgelenkt sein darf.

Um nun ein Auslenkungsabtast-Schema zu realisieren, daß sowohl eine unabhängige Sollauslenkungsvorgabe gestattet als auch mit möglichst geringen

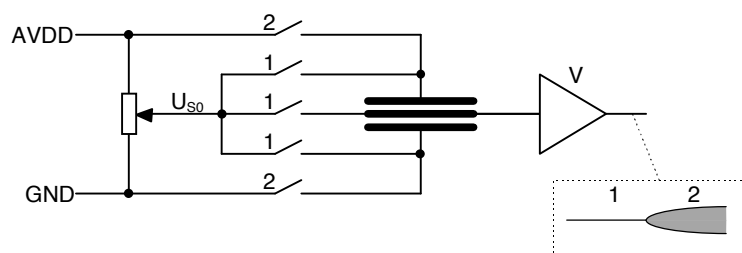


Abbildung 9.2-3: Schema der Probmassen-Auslenkungsabtastung beim HPE604

elektrostatischen Kräften auf die Probemasse verbunden ist, muß die Ansteuerung des Sensorelementes deutlich komplizierter als im EMSD01 gestaltet werden (Abbildung 9.2-3).

In der ersten Hälfte der Abtastphase werden alle drei Sensorelektroden auf ein digital verstellbares Potential U_{S0} gebracht, das etwa in der Mitte zwischen der Analog-Versorgung AVDD und GND liegt. In der zweiten Hälfte der Abtastphase wird die erste feste Sensorelektrode auf AVDD umgeschaltet, während die zweite feste Sensorelektrode auf GND umgeschaltet wird. Da die Regelschleife versucht, den Spannungssprung an der Probemasse auf Null zu regeln, kann durch die Verstellung des Potentials U_{S0} die Sollauslenkung der Probemasse vorgegeben werden. Gleichzeitig kann durch die Wahl dieser Spannungspegel vermieden werden, daß die (technologiebedingt vorhandenen) Klemmdioden am Verstärkereingang beim Auftreten von Umschaltnadeln öffnen und einen störenden Abtast-Offset verursachen.

Zu beachten ist, daß die Spannungssprünge für die Abtastung nur noch etwa $AVDD/2 \approx 2,5V$ betragen und der praktisch erreichte Signal-Rausch-Abstand des Vorverstärkers im EMSD01 ohnehin schon kritisch war (vgl. Abschnitt 0). Beim Redesign des Verstärkers muß daher dessen Rauschen sorgfältig optimiert werden. Für die digital verstellbare Spannung U_0 muß ein Digital-Analog-Wandler (6 Bit) nebst Pufferverstärker vorgesehen werden. Der Eingang des DAC wird an das Pufferregister des Konfigurations-Interfaces (vgl. Abschnitt 9.2.3) angeschlossen.

Kraftkompensation mit Offset-Vorgabe

Werden durch Verschieben der Sollauslenkung der Probemasse aus der geometrischen Mittelstellung die Spaltweiten unsymmetrisch, so müssen auch die Kraftkompensationsspannungen angepaßt werden. Dazu kann beim HPE604 die Pulsweite der Kraftkompensationsspannung in wahlweise einer der beiden Sensorhälften in Stufen reduziert werden. Abbildung 9.2-5 veranschaulicht die Wirkungsweise. Durch diese Maßnahme ist eine getrennte Zuführung der Versorgungsspannungen an beide Treiberstufen entbehrlich, es genügt eine einzige Spannung U_A . Auch ein externer DAC zum Abgleich dieser Spannungen kann entfallen. Die Pulsweitenverstellung wird vom Steuerwerk des HPE604 nach den Vorgaben im Konfigurationswort bewerkstelligt.

Stärkere Sensor-Treiberstufen

Beim EMSD01 mußte bei der Auslegung der Sensor-Treiberstufen ein Kompromiß eingegangen werden, da unnötig niederohmige Ausgangsstufen die Gefahr von

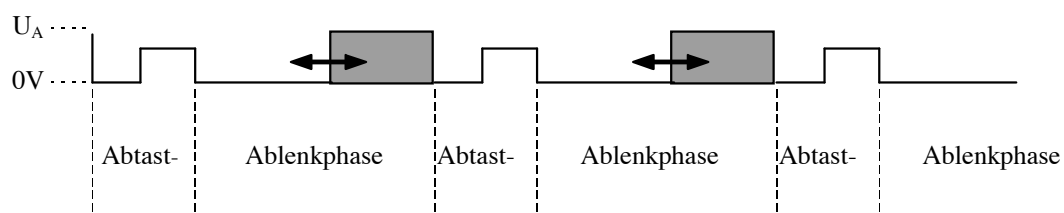


Abbildung 9.2-5: Schema des Kompensationskraft-Abgleichs durch PWM

Nadeln am Verstärkereingang barge. Durch gezielten Einbau von Polysilizium-Widerständen wurde dort eine Symmetrierung der Ausgangsimpedanz beider Treiberstufen erreicht, was aber die zulässige Sensorelement-Kapazität begrenzt. Durch das aufwendigere Pegelschema und die getrennten Treiberstufen für Abtastung und Kraftkompensation beim HPE604 ist die Gefahr störend hoher Umschaltnadeln am Eingangsknoten stark vermindert. Nun begrenzt nur noch die gewählte Technologie die maximale Sensorkapazität, die unter den gegebenen Timing-Vorgaben getrieben werden kann. Mit Hilfe der Simulation auf Transistorebene mit den vom Halbleiterhersteller gelieferten Modellen kann die optimale Transistorbreite bzw. die maximal ansteuerbare Sensorkapazität bestimmt werden. Es ist anzumerken, daß mit den aktuellen Technologien hier durchaus Grenzen gegeben sind. Für die Technologie, auf der der EMSD01 realisiert wurde, wirft die Ansteuerung eines Sensorelementes mit $2 \times 50\text{pF}$, z.B. des CSEM ACSEM02 (vgl. Abschnitt 0), wegen der erforderlichen Umlade-Zeitkonstanten von ca. 10...20ns bereits Probleme auf.

Bei der Auslegung der Treiberstufen ist zu beachten, daß eine absolut universelle Dimensionierung, die für alle Sensorelemente optimal ist, nicht möglich ist. Vielmehr müssen Sensorelement und Treiberstufen aufeinander abgestimmt sein. Ablenkempfindliche Sensorelemente hoher Kapazität erfordern niederohmige Treiberstufen, aber nur relativ geringe Ablenkspannungen. Mit sinkender Betriebsspannung steigt aber der Ausgangswiderstand der CMOS-Stufen. Andererseits reduziert sich die erforderliche Kanallänge der Treibertransistoren mit sinkender Sperrspannung, wodurch der Ausgangswiderstand wieder erniedrigt werden kann. Umgekehrt ist bei ablenkunempfindlichen Sensorelementen eine relativ hohe Ablenkspannung nötig, dafür ist die kapazitive Belastung der Treiberstufen geringer.

Grundsätzlich sollte ein Sensorelement, das mit einer gepulsten Ablenkspannung angesteuert werden soll, möglichst geringe Streukapazitäten aufweisen, die nur die Treiberstufen belasten, ohne daß dafür Kompensationskraft geliefert würde. Darüber hinaus ist natürlich bei gegebener Kapazität eine möglichst hohe Kraftkompensationsempfindlichkeit (vgl. Abschnitt 2.1) wünschenswert.

PID-Block

Verantwortlich für den sich in Meßbereichsmittle befindlichen Totbereich bzw. allgemein für die Tendenz des einfachen elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers, an bestimmten Grenzschwingungsmoden hängenzubleiben, ist die endliche Schleifenverstärkung für $f \rightarrow 0$, die auf die Federkonstante der Probemassenaufhängung des Sensorelementes zurückgeht. Beim EMSD01 wurde diesbezüglich noch auf besondere Maßnahmen verzichtet, um die Komplexität dieses ersten Designs zu begrenzen. Die Inbetriebnahme zeigte dann auch, daß die Ablenk-Abtast-Rückwirkung, das Abtast-Rauschen (vgl. Abschnitt 0) und möglicherweise andere Quellen den Quantisierungsfehler offenbar so stark dekorrelieren, daß sich kein Totbereich ergibt. Bei einem rauschoptimierten Redesign jedoch müssen Vorkehrungen getroffen werden, um das Hängenbleiben des Wandlers an Totbereichen zu vermeiden.

Die vorteilhafteste Methode zur Erreichung dieses Zieles ist nach dem in 4.3 Gesagten die Einführung eines PI-Anteiles in die Rückkopplungsschleife, also die Ergänzung des PD-Gliedes zu einem PID-Glied. Die Grenzfrequenz des I-Anteiles soll bei ca. $1/500$ der Abtastfrequenz liegen, was ausreicht, um die Phasenrückdrehung durch den D-Anteil ab $1/10$ der Abtastfrequenz nicht zu sehr zu beeinträchtigen. Wegen der relativ großen hierzu nötigen Zeitkonstante realisiert man den I-Anteil am besten in *switched-capacitor*-Technik (SC). Details sind im Abschnitt 9.2.2 beschrieben.

Leider erhöht sich die Ordnung der Rückkopplungsschleife durch den zusätzlichen I-Anteil auf drei. Dies bedeutet, daß die Phase der offenen Schleife im mittleren Frequenzbereich größer als 180° ist. Aufgrund der aussteuerungsabhängigen Verstärkung des Komparators (vgl. Abschnitt 4.1.3) ist die Schleife nun nur noch unterhalb einer bestimmten Auslenkung der Probemasse stabil, wie ein Blick auf die Ortskurve der offenen Schleife in Abbildung 9.2-6 sofort verrät. Mit zunehmender Amplitude der Probemassenschwingung sinkt die Verstärkung des Komparators und die Ortskurve schrumpft bezüglich des Ursprungs zusammen. Ist die Schwingungsamplitude der Probemasse groß genug, so kommt der -1-Punkt in den gekennzeichneten Bereich möglicher unerwünschter Grenzschwingungen zu liegen.

Der I-Anteil muß daher oberhalb bestimmter Probemassenauslenkungen, die nach dem Einschalten oder bei Übersteuerung des Systems auftreten, abgeschaltet werden (vgl. Abschnitt 9.2.1).

Abschalten des I-Anteiles

Es wurde gezeigt, daß die Rückkopplungsschleife mit aktiviertem I-Anteil nur für ausreichend kleine Probemassenauslenkungen stabil ist. Gerät die Probemasse durch Übersteuerung des Wandlers aus dem Stabilitätsbereich bzw. befindet sie sich nach Einschalten des Systems außerhalb, so ist der wirksame Verstärkungsfaktor des Komparators und somit der offenen Schleife zu gering, ihre Ortskurve schrumpft zusammen und der -1-Punkt wird von ihr nicht mehr im Gegenuhrzeigersinn umlaufen. Der Wandler beginnt, mit niedriger werdender Frequenz und aufklingender Amplitude zu schwingen. Um dies zu vermeiden, muß eine Überschreitung der zulässigen Probemassenauslenkung erkannt werden, und zwar möglichst ohne die Komplexität des Analogteiles des Wandlers zu erhöhen. Erstrebenswert ist daher

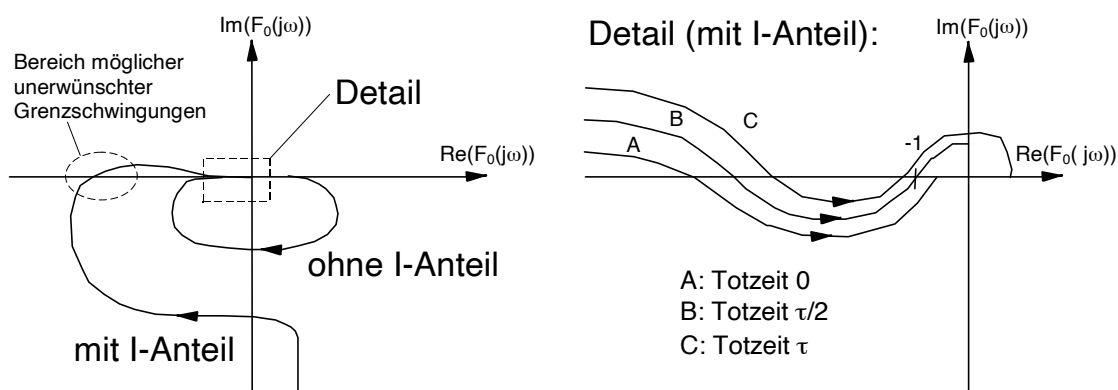


Abbildung 9.2-6: Ortskurve der linearen Blöcke der offenen Schleife (schematisch)

eine Detektion des kritischen Zustandes im Digitalbereich, nämlich aus dem Bitstrom des Wandlers. Dies ist auch möglich, da eine größere Auslenkung der Probemasse immer auch mit länger andauernden, gleich gerichteten Bit-Paketen im Ausgangs-Bitstrom verbunden ist. Als Abschaltkriterium für den I-Anteil wäre also denkbar, eine Schwelle für die Länge gleich gerichteter Bit-Pakete festzulegen, z.B. auf 30. Das Wiedereinschalten könnte erfolgen, wenn während einer vorgegebenen Latenzzeit (z.B. 100 Abtastperioden) der festgelegte Schwellenwert nicht mehr überschritten wurde. Da das Abschalten des I-Anteiles nur nach Neueinschalten oder Übersteuerung eintreten wird, kann diese Latenzzeit ruhig großzügig ausgelegt werden. Auch würde eine zu späte Wiederaktivierung des I-Anteiles ja nicht zu falschen Meßergebnissen führen, sondern nur mit sehr geringer Wahrscheinlichkeit zu kurzem Hängenbleiben des Wandlers an den ohne I-Anteil existenten Totbereichen. Dies entspräche einer kurzen Veränderung des Quantisierungsruschspektrums, die im praktischen Betrieb sicher zumeist unkritisch ist.

Lösen der anhaftenden Probemasse

Für das Lösen der an einer der festen Elektroden des MKB anhaftenden Probemasse sind keine weitergehenden Hardware-Voraussetzungen nötig. Der angeschlossene Mikroprozessor muß den kritischen Zustand aus den Meßdaten erkennen und kann dann zunächst mit Hilfe des veränderbaren Auslenkungsabtast-Offsets (vgl. Abschnitt 9.2.1) die vom Abtastvorgang herrührenden elektrostatischen Kräfte in der kollabierten Sensorhälfte minimieren. Die verfügbare Ablenkspannung kann, wie in Abschnitt 3.2.7 gezeigt wurde, weitgehend dazu genutzt werden, um die anhaftende Probemasse zu lösen. Da der HPE604 auf einem *high-voltage*-CMOS-Prozeß realisiert werden soll, sind ausreichend hohe Ablenkspannungen möglich. Weitergehende Maßnahmen können prinzipiell vom Auswerteschaltkreis nicht geleistet werden, nur mechanische Anschläge im Sensorelement würden eine noch bessere Sicherheit für den Systemanlauf bieten.

9.2.2 Analogteil des HPE604

Eingangs-Pegelwandler

Beim HPE604 liegt der Arbeitspunkt des Eingangsknotens auf dem digital verstellbaren Potential U_{S0} (Abbildung 9.2-3). Um die Gleichtaktspannung für den Vorverstärker konstant zu halten, ist dessen Eingang durch einen Koppelkondensator von 1pF vom Eingangsknoten getrennt. Der Verstärkereingang wird gemeinsam mit der Verstärkerstufe auf eine dem *Bias-Block 1* entnommene feste Vorspannung initialisiert. Der Verzicht auf den p-Kanal-Source-follower des EMSD01 verbessert die Symmetrie und somit die Unterdrückung von Versorgungsspannungsschwankungen.

Dreistufiger Verstärker und Klemmschaltung (CDS)

Der Verstärker selbst unterscheidet sich vom Aufbau her nicht von dem des EMSD01, für Verstärkungsfaktor und Bandbreite gelten dieselben Überlegungen.

Allerdings muß seine auf den Eingang bezogene Rauschspannung gegenüber der am EMDS01 gemessenen um etwa eine Größenordnung auf ca. 10nV/√Hz optimiert werden.

Auch die Klemmschaltung entspricht der des EMSD01, lediglich der Teiler für die Klemmspannung wurde mit dem *Bias-Block 2* zusammengefaßt.

SC-Integrator

Der in die Rückkopplungsschleife einzufügende I-Anteil wird als *switched-capacitor*-Integrator (SC-Integrator) realisiert. Auf diese Weise kann erstens die relativ große Zeitkonstante realisiert werden, außerdem ist so die Knickfrequenz nicht absolut festgelegt, sondern als Bruchteil der Abtastfrequenz. Falls man also aus irgendwelchen Gründen den HPE604 mit geringeren Abtastraten als 500kHz betreiben möchte, so verschiebt sich die PI-Knickfrequenz entsprechend nach unten, was für den Erhalt der Schleifenstabilität wichtig ist. Eine von außen veränderbare Knickfrequenz ist daher nicht nötig, sie kann fest eingestellt werden. Als Steuersignale für die SC-Schalter eignen sich die bereits vorhandenen Signale TPV und SCV. Zusätzlich muß der Integrator eine Rücksetz- bzw. Abschaltmöglichkeit durch ein weiteres digitales Steuersignal haben (vgl. Abschnitt 9.2.1). Dies leistet ein Transmission-Gate, das den Integrationskondensator überbrückt. Für Testzwecke soll der I-Anteil eine unbedingte Abschaltmöglichkeit über ein Bit in den Konfigurationsdaten besitzen.

Geschalteter Komparator

Der geschaltete Komparator wird gegenüber dem EMSD01 kaum verändert. Ein zusätzlicher Schalter und Speicherkondensator (C_1 in Abbildung 9.2-7) für den unverzögerten Auslenkungsabtastwert soll dafür sorgen, daß verzögerter und unverzögerter Abtastwert den Komparator-Entscheidungsablauf auf gleichberechtigte Weise beeinflussen (bis auf die unterschiedliche Gewichtung). Mit dieser Maßnahme soll die PD-Funktion des Komparators optimiert werden, insbesondere im Hinblick auf Beeinträchtigungen durch Umschaltknädeln am Verstärkereingang (vgl. Abschnitt 7.8.1). Als weitere Ergänzung ist natürlich der Ausgangswert des SC-

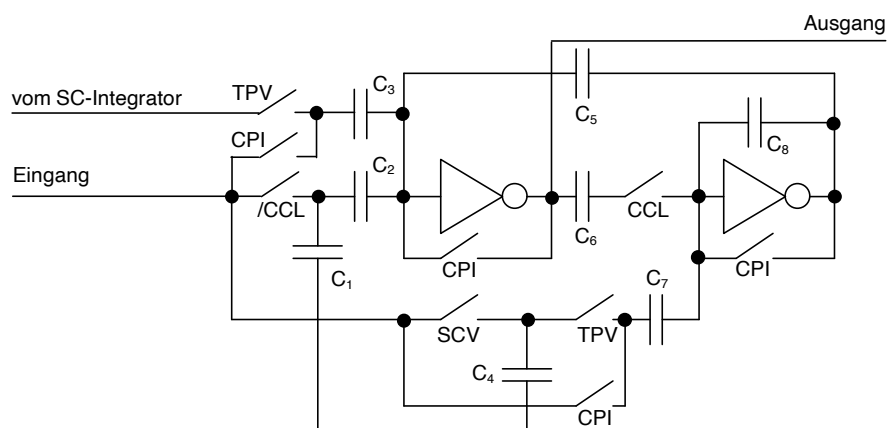


Abbildung 9.2-7: Erweiterter geschalteter Komparator

Integrators in geschalteter Weise dem Komparator zuzuführen.

Bias-Spannungserzeugung

Für die Bias-Spannungserzeugung sind wie beim EMSD01 zwei schaltbare Bias-Spannungsteiler (*Bias-Block 1* und *Bias-Block 2*) nötig, bedingt durch die unterschiedlichen Aktivitätsphasen von Verstärker und Klemmschaltung. Der *Bias-Block 2* kann mit dem Klemmspannungsteiler zusammengefaßt werden.

Sensor-Treiberstufen

Die Ansteuerung des Sensorelementes wird beim HPE604 von zwei Schaltergruppen übernommen, von denen die eine für die Auslenkungsabtastung, die andere für die Kraftkompensation zuständig ist. Abbildung 9.2-8 zeigt dies schematisch.

Für die Auslenkungsabtastung nach Abbildung 9.2-3 werden Transmission-Gates eingesetzt, wobei zu beachten ist, daß diejenigen Transistoren, die an die festen Sensorelektroden angeschlossen sind, HV-Typen sein müssen und eine Ansteuerung über Pegelwandler notwendig ist.

Für die Kraftkompensation werden vier HV-Transistoren (zwei komplementäre für jede der beiden festen Sensorelektrode) mit je einem eigenen Pegelwandler benötigt. Sie bilden zwei *tri-state*-Treiberstufen, die während der Auslenkungsabtast-Phase hochohmig geschaltet werden. Zusätzlich ist noch ein Schalter von der Probemasse nach 0V (GND) erforderlich, der wegen möglichst geringer Ladungseinspeisung und Kapazität kein HV-Typ sein soll.

Bei den Pegelwandlern für die relativ großen Treibertransistoren kommen beträchtliche Durchlaufzeiten zusammen. Für ein ausreichend synchrones Zusammenspiel aller vom Steuerwerk betätigten Schalter im Analogteil ist darauf zu achten, daß alle Steuerfunktionen annähernd die gleiche Durchlaufzeit haben. Dazu müssen die Pufferstufen für einige Steuersignale gegebenenfalls gezielt verlangsamt werden. Hat man einen BiCMOS-Prozeß zur Verfügung, so können die großen Treiber-MOSFETs vorteilhafterweise mit einem bipolaren Komplementärpaar angesteuert werden.

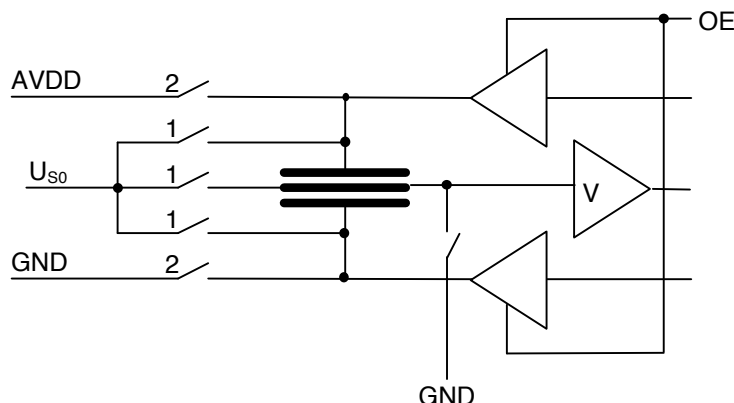


Abbildung 9.2-8: Sensorelement-Ansteuerung beim HPE604

Temperaturkanal

Die Komponenten zur Temperaturmessung, die in den mit dem EMSD01 bestückten Sensorköpfen aus kommerziellen Bauelementen aufgebaut waren, lassen sich ohne weiteres mit auf dem Sensorkopf-ASIC integrieren. Um auf dem Chip keine niedrigeren Frequenzen als die Abtastrate der Beschleunigungskanäle verarbeiten zu müssen (Übersprechen!), wählt man für den Temperaturkanal ebenfalls diese Abtastrate, obwohl dies für die Genauigkeit natürlich keinen Vorteil bringt. Auf diese Weise braucht man auch keine besondere weitere Synchronisation für den Temperaturtakt mit der externen Signalverarbeitung. Als Temperaturfühler können Dioden dienen, die geschaltete Quelle des Temperatur-Sigma-Delta-Wandlers ist ein MOSFET mit einem Polysilizium-Widerstand, der Integrator eine CMOS-Differenzverstärkerstufe mit einem Poly-Poly-Kondensator. Als geschalteter Komparator dient ein D-Flip-Flop.

Spannungsreferenzen

Insbesondere bei einem BiCMOS-Prozeß bietet es sich an, auch die Referenzspannungsquellen und Spannungsregler des Sensorkopfes zu integrieren. Hier können natürlich falls vorhanden entsprechende Makrozellen genutzt werden. Es sind mindestens drei Spannungsregler notwendig, und zwar jeweils 5V für Analog- und Digitalteil und die Betriebsspannung für die Sensor-Treiberstufen, die Referenzqualität besitzen sollte. Vorteilhafterweise sieht man jedoch zwei getrennte Referenzspannungen für X/Y und Z vor, um unterschiedliche elektrostatische Kompensationsempfindlichkeiten der verschiedenen Sensortypen zu berücksichtigen.

Alle geregelten Spannungen müssen durch externe Kondensatoren abgeblockt werden. Besonders wichtig ist dies bei der 5V-Versorgung des Analogteils, die wegen des periodisch aktivierten Verstärkers stark wechselnd belastet wird. Dabei ist natürlich zu verifizieren, daß die Spannungsregler durch die kapazitive Last nicht instabil werden.

Abtast-Offset-DAC

Das Potential U_{S0} der Probemassen-Abtastung (Abbildung 9.2-3) wird über einen 6-Bit-DAC mit nachgeschaltetem Pufferverstärker aus der 5V-Analogversorgung erzeugt. Der Ausgang des Pufferverstärkers muß ausreichend niederohmig sein, da er zu Beginn der Abtastphase die Streukapazitäten des Sensorelementes gegen die Umgebung umladen muß. U_{S0} sollte durch einen externen Kondensator abgeblockt werden.

9.2.3 Digitalteil des HPE604

Die Komplexität des Digitalteiles des HPE604 ist gegenüber dem EMSD01 deutlich erhöht, vor allem wegen der komplizierteren Ansteuerung der Sensortreiber (Offset-Verstellmöglichkeit). Es kam daher von vornherein nur der Weg über eine VHDL-Beschreibung in Frage, die neben Synthese und Portabilität insbesondere komfortablere Möglichkeiten der Simulation bietet. Eine Darstellung eines zeitlichen

Ausschnittes einer Simulation des auf Register-transfer-level (RTL) erstellten VHDL-Quellcodes ist im Anhang zu finden.

Die Taktfrequenz des HPE604 ist gegenüber dem EMDS01 von 12MHz auf 6MHz reduziert, um Leistung einzusparen, wobei auch die negativen Taktflanken genutzt werden. Bei der Festlegung der Steuersignale war hier allerdings darauf zu achten, daß alle zeitkritischen Vorgänge, die für die Genauigkeit des Wandlers entscheidend sind, ausschließlich von den positiven Clockflanken getriggert werden.

Konfigurationsinterface

Das Konfigurationsinterface im HPE604 hat die Aufgabe, ein auf einer Leitung seriell an den IC gesendete Konfigurationsinformation zu parallelisieren und in einem Register zu speichern. Als Bittakt für den seriellen Konfigurationseingang dient der Abtasttakt der Sigma-Delta-Wandler, da dieser in der externen Signalverarbeitung ohnehin verfügbar ist. Die Synchronisation auf den Wortrahmen erfolgt mit Hilfe von Start- und Stopbits, um mit einer einzigen zusätzlichen Leitung im Sensorkopf-Kabel auszukommen. Die Abtastung der Datenbits geschieht in der Mitte jedes Bit-Intervalls, um eine optimale Immunität gegen Jitter des sendeseitigen Bittaktes zu erreichen. Dies ist wichtig, da dieser normalerweise nur mit einer PLL auf den quarzstabilen Sigma-Delta-Abtasttakt synchronisiert ist.

Die Konfigurationsinformation für den HPE604 setzt sich zusammen aus

- Abtast-Offset für jeden Beschleunigungsmeßkanal (drei mal 6 Bit)
- Kompensationskraft-Abgleich für jede Sensorhälfte jedes Beschleunigungsmeßkanales (drei mal zwei mal 3 Bit)
- Steuerbit für unbedingte Abschaltung des I-Anteiles von außen

Um den Konfigurationsvorgang übersichtlich zu gestalten, wird ein 16-Bit-Rahmen für die an den Sensorkopf zu sendenden Konfigurationsdaten festgelegt. Nach Abzug von Start- und Stopbit bleiben 14 Datenbits in einem Konfigurationswort. Davon werden die höchstwertigen 6 Bit als Adressierungsbits festgelegt, die niedrigstwertigen 8 Bit als Datenbits. Auf diese Weise können maximal 64 Parameter mit je 8 Bit Genauigkeit realisiert werden.

Ausgangsmultiplexer

Der Ausgangsmultiplexer faßt die Bitströme der drei Beschleunigungskanäle und des Temperaturkanales zu einem einzigen Signal zusammen. Der Bittakt des Multiplex-Signales entspricht dem 12fachen des Abtasttaktes, während jedes Abtastzyklus werden also 12 Bit gesendet. Vier Bit tragen die Information, die restlichen sind konstant und dienen der Synchronisation. Ein Übertragungsrahmen hat die Form

H T X Y Z L L L L L L L .

Quarzoszillator

Bei einem Sigma-Delta-Wandler ist ein stabiler Systemtakt unentbehrlich, ein Phasenjitter würde sich sofort als zusätzliches Rauschen im Ausgangssignal

bemerkbar machen. Zu bevorzugen ist daher ein in unmittelbarer Nähe des Wandlers angeordneter Quarzoszillator. Er wird auf dem IC als ausreichend groß dimensionierte Inverterstufe realisiert, deren Arbeitspunkt über eine hochohmige DC-Gegenkopplung stabilisiert ist. Eingang und Ausgang der Stufe sind nach außen geführt zum Anschluß des in Serienresonanz betriebenen Quarzes und der Lastkapazitäten von je etwa 15pF. Diese Anordnung wird für on-chip-Quarzoszillatoren allgemein verwendet und erlaubt auch eine externe Zuführung des Taktsignales.

Pufferstufen

Die Aufgaben der Pufferstufen zwischen Digital- und Analogteil sind die Entkopplung der beiden Schaltungsteile und die Angleichung der Steuersignal-Durchlaufzeiten. Aus der Versorgungsspannung des Digitalteiles werden die Ausgangstreiber für den Meßdatenstrom getrieben. Von hier darf keine Rückwirkung in den Analogteil des IC möglich sein, daher sollen die Pufferstufen aus der Analogversorgungsspannung gespeist werden.

Im Hinblick auf die Durchlaufzeiten müssen die Pufferstufen sorgfältig dimensioniert werden, da für die Ansteuerung sehr kleiner Schalter bis hin zur Ansteuerung der Kraftkompensationstreiber keine großen Unterschiede in der Durchlaufzeit entstehen dürfen. Der Absolutbetrag der Durchlaufzeit für die Steuersignale darf nicht zu groß sein, da sich die verfügbare Einschwingzeit des Komparators nach seiner Triggerung von ca. 83ns um die Durchlaufzeit der Pufferstufen vermindert (vgl. Timing des EMSD01 in Abschnitt 5.6.2). Dies ist nicht vermeidbar, da das Einlesen der Komparatorentscheidung durch den Digitalteil fast unverzögert geschieht.

Für die Ansteuerung der sehr großen Ausgangstreiberstufen sind CMOS-Inverterkaskaden nötig, falls keine BICMOS-Technologie verfügbar ist. Wie man leicht zeigen kann, liegt die ideale Verstärkung des Einzelinverters bei $e=2,718\approx 3$, wenn man möglichst kurze Durchlaufzeiten erreichen will. Die Transistoren einer Inverterstufe müssen also etwa dreimal so breit sein, wie die der Vorgängerstufe. In BICMOS-Technologie kann zur Ansteuerung großer Ausgangs-MOSFETs auch ein bipolares Komplementärpaar eingesetzt werden.

Digital-Analog-Entkopplung

Grundsätzlich ist die Digital-Analog-Entkopplung beim vorliegenden IC-Entwurf relativ unkritisch, da Digital- und Analogteil vollsynchron arbeiten, eventuelle Einkopplungen vom Digital- in den Analogteil also in jedem Abtastzyklus identisch sind. Wichtig ist aber eine gute Entkopplung von den digitalen Treiberstufen für die Ausgangsdaten. Diese Stufen treiben das am Sensorkopf angeschlossene Kabel, was sie einerseits für Störeinkopplung von außen anfällig macht, andererseits können sie wegen der hohen zu treibenden Ströme auch wieder eine Ablenk-Abtast-Rückwirkung hervorrufen. Niederohmige Substratkontakte zwischen diesen Stufen und der übrigen Schaltung und eine getrennt zugeführte Versorgungsspannung können eine Rückwirkung minimieren.

9.2.4 Versuchsschaltung

Um vor allem die beim HPE604 gegenüber dem EMSD01 geänderten Schaltungsdetails zu optimieren, wurde die Versuchsschaltung HPE604DV aufgebaut. Das digitale Steuerwerk wurde ausgehend von der für den „echten“ HPE604 erstellten VHDL-Beschreibung für ein Actel-FPGA 1240A synthetisiert und ein solcher Baustein programmiert. Zur Ansteuerung der Sensorelemente während der Ablenkphase kommen CMOS-Tristate-Treiber 74HC245 zum Einsatz, die während der Abtastphase in den hochohmigen Zustand gebracht werden. Für die Probemassenabtastung (Abbildung 9.2-3) und die übrigen Analogschalter werden wieder Schalter vom Typ 74HC4066 verwendet, als Verstärker drei Inverterstufen aus dem 74HCU04. Allerdings erzielt man mit dieser Anordnung keinen ausreichenden Verstärkungsfaktor für den Abtastverstärker, weshalb Rauschen und Ablenk-Abtast-Rückwirkung damit nicht untersucht werden können. Dagegen konnte die ordnungsgemäße Funktion der Probemassen-Auslenkungsabtastung mit veränderlichem Offset nach Abbildung 9.2-3 erfolgreich verifiziert werden. Die Verstellung von U_{S0} erfolgt dabei über Potentiometer. Außerdem kann mit dieser Versuchsschaltung die Ansteuerung des Konfigurationsinterface geprüft werden.

9.2.5 Prozeßauswahl

Die Halbleitertechnologie für den HPE604 muß folgende Eigenschaften besitzen:

- CMOS 2-metal, 2-poly (lineare Kondensatoren)
- CMOS-Treiberstufen mit mindestens 15V Ausgangsspannungshub (*HV-CMOS*)
- Für niederohmige Referenzspannungsquellen und die Sensortreiber wäre ein Bipolar-Modul von Vorteil

Von AMS kommt zur Zeit der Prozeß CBY (CBK mit 2-poly-Modul) in Frage, von Thesys der Prozeß HCN15 mit HV-Modul und RC-Modul (2-poly-Modul), ggf. zusätzlich mit Bipolar-Modul.

9.3 Dezimierungsfilter-Interface

Dem überarbeiteten Dezimierungsfilter-Interface-IC wurde die Bezeichnung HPE605 gegeben. Es soll der 0,8 μ m-Gate-Forest-Prozeß (GFN120-Zellbibliothek) des IMS (Institut für Mikroelektronik, Stuttgart) genutzt werden. Für den Baustein wurde eine hierarchische VHDL-Beschreibung mit den unten beschriebenen Blöcken erstellt, simuliert, für die angegebene Technologie synthetisiert und das Synthesergebnis nochmals erfolgreich simuliert.

Demultiplexer

Der Demultiplexer-Block extrahiert aus dem vom HPE604 gelieferten Multiplexsignal den Abtasttakt zur Synchronisierung der externen PLL und trennt die Bitströme der vier Kanäle X, Y, Z und T. Dabei muß eine ausreichende Robustheit gegenüber dem

PLL-Phasenjitter des Chip-Clocks und dem Bittakt des Multiplexsignales sichergestellt sein.

Filterblöcke und Koeffizientenerzeugung

Hier ergeben sich keine Änderungen gegenüber dem ursprünglichen Design.

Steuerwerk

Das Steuerwerk muß zahlreiche zusätzliche Signale liefern, insbesondere für das serielle Interface, das viele Konfigurationsmöglichkeiten besitzt.

Paralleles/serielles Interface

Das parallele Interface unterstützt folgende Möglichkeiten der Einbindung in ein Mikroprozessorsystem:

- 16-Bit Datenbus, memory-mapped I/O, Abschneiden der Daten auf 16-Bit Wortbreite
- 16-Bit Datenbus, memory-mapped I/O, 24-Bit-Daten, getrennter Zugriff auf obere 16 Bit und untere 8 Bit
- 24-Bit Datenbus, memory-mapped I/O

Da die Daten periodisch mit einer vorgegebenen Abtastrate anfallen, muß der Datentransfer vom Dezimierungsfiler-Interface wie bereits bei den Laborschaltungen interruptgesteuert ablaufen. Es ist daher natürlich wie bisher eine Interrupt-Leitung des Prozessors für den Abtasttakt zu reservieren.

Das serielle Interface ist kompatibel mit dem Synchronen Seriellen Interface (SSI) vieler DSPs und erlaubt folgende Konfigurationen:

- 64-Bit Frames mit vier mal 16-Bit-Worten (abgeschnitten)
- 96-Bit Frames mit vier mal 24-Bit-Worten
- Kaskadierung von bis zu vier Bausteinen

Da die Schieberegister der SSIs der DSPs nur maximal 32 Bit breit sind, müssen pro Datenframe mehrere SSI-Interrupts abgearbeitet werden, wodurch mehr Prozessorressourcen gebunden werden als beim parallelen Interface, wo pro Abtastzyklus nur eine einzige Interruptbearbeitung nötig ist. Außerdem bietet sich das SSI zur Vernetzung mehrerer Prozessoren oder als Schnittstelle des Sensorsystems zur Außenwelt an, so daß oft dem memory-mapped-I/O-Verfahren der Vorzug zu geben ist.

Voraussetzung für die Kaskadierung bzw. den Betrieb mehrerer Dezimierungsfiler-Interfacebausteine an einem Prozessor ist natürlich deren Synchronisierung, die einen zentralen Takt erforderlich macht, der über die Zuleitungen an die Sensorköpfe verteilt wird. Dies ist aus EMV- und Verlustleistungsgründen und auch wegen des für die Sigma-Delta-Wandler kritischen Phasenjitters nicht vorteilhaft.

Wenn für eine Meßaufgabe mehr als eine Meßstelle erforderlich ist, ist daher ein eigener Prozessor für jeden Sensorkopf zu bevorzugen.

Sensorkopf-Konfigurationsblock

Der Sensorkopf-Konfigurationsblock ist im Wesentlichen ein 16-Bit-Schieberegister, das über das gewählte Interface (seriell/parallel) geladen werden kann und anschließend seinen Inhalt an den Sensorkopf ausschiebt. Als Ausschleibe-Bittakt dient der aus den Datensignalen des Sensorkopfes gewonnene Abtasttakt der Beschleunigungskanäle, da dieser auch im Sensorkopf verfügbar ist. In Verbindung mit dem HPE604 erfolgt die Synchronisation über Start- und Stopbits (vgl. Abschnitt 9.2.3). Zusätzlich liefert der Sensorkopf-Konfigurationsblock des HPE605 ein Schiebe-Enable-Signal, das z.B. die Konfiguration des Mehrfach-DACs MAX528 (eingesetzt in den in 7.1.3 präsentierten Sensorköpfen) oder ähnlicher Bausteine erlaubt, indem man es an deren /CS-Eingang anschließt.

10 Anwendungsbereiche des Sensorsystems

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über einige interessante Anwendungsbereiche für die sich das präsentierte System wegen seiner Meßspanne, Auflösung und Baugröße besonders eignet (vgl. auch Abbildung 1.2-1).

10.1 Seismologie, Geologie

Das entwickelte Meßsystem erreicht bereits mit dem ersten experimentellen Auswerteschaltkreis einen Rauschuntergrund von wenigen $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$. Wenngleich die schwächsten für die Seismologie interessanten Ereignisse in der Größenordnung von einigen 10ng liegen, so reicht der sogenannte *strong motion*-Bereich von etwa 0,1mg bis zu einigen g bei einer Nutzbandbreite von etwa 100Hz. Diese Auflösungsanforderung wird von dem vorliegenden Meßsystem ohne weiteres erfüllt. Es ist daher für den Aufbau eines netzunabhängig betriebenen, sehr kompakten *strong motion*-Datenloggers besonders geeignet.

Der kompakte Sensorkopf mit seiner robusten Schnittstelle kann auch in Bohrlöchern versenkt werden, entweder um dort Schwingungen zu detektieren, oder aber um die Neigung eines Bohrkopfes zu messen und in Verbindung mit einem Magnetsensor eine Navigation zu ermöglichen.

An Gebäuden montiert können künstlich erzeugte oder betriebsbedingt vorkommende Schwingungen analysiert werden, wobei sowohl der geeignete Meßbereich und die hohe Auflösung, aber auch der für portable Geräte geeignete geringe Leistungsverbrauch interessant sind.

Nicht zuletzt ist ein intelligentes Sensorsystem natürlich auch in verteilten Systemen, z.B. für flächendeckende Überwachungsaufgaben, sehr gut einsetzbar.

10.2 Robotertechnik, Medizintechnik, Virtual Reality

Der kompakte Sensorkopf und die robuste Schnittstelle gestatten eine Anbringung auch an kleinen Roboterarmen- und Werkzeugen, wenn etwa Schwingungen aufgenommen und ausgegeregelt werden sollen.

Die geringe Baugröße, die hohe Auflösung und der Meßbereich von einigen g erschließen auch Anwendungen in der Medizintechnik. Zu denken ist hier an die

Messung der Bewegung von Gliedmaßen, an die Positions- und Orientierungsbestimmung sowie die Lagestabilisierung von Ultraschall-Meßköpfen oder endoskopischer Werkzeuge. Auch Ausrüstung für Mensch-Maschine-Schnittstellen für Virtuelle Realität sind ein möglicher Einsatzbereich des Systems.

10.3 Navigation

In der Navigationstechnik bietet sich der Einsatz z.B. in Lageregelssystemen an. Für die reine Trägheitsnavigation sind Beschleunigungssensoren mit mikromechanischen Sensorelementen wegen ihrer relativ großen Offsetfehler allerdings nur eingeschränkt zu gebrauchen. Einsatzmöglichkeiten in diesem Anwendungsfeld ergeben sich jedoch, wenn zusätzliche Lageinformationen verfügbar sind, so daß die Offsetfehler von Zeit zu Zeit korrigiert werden können. Solche Ergänzungsinformationen können z.B. von einem GPS-System und/oder einem Magnetkompaß kommen. In [36] wird ein Kalman-Filter eingesetzt, um preiswerte Mikrosensoren trotz ihrer Unzulänglichkeiten für die Fahrzeugnavigation einzusetzen.

10.4 Einsatzprobleme und Zukunft des digitalen Meßsystems

Die vorgestellte Auswerteelektronik wurde gezielt für „intelligente“ Sensorsysteme entwickelt, um optimale Ergebnisse hinsichtlich der Minimierung von Leistungsverbrauch, Komplexität und Abmessungen zu erzielen und den sich abzeichnenden Tendenzen in der Meßtechnik Rechnung zu tragen. Dies bedeutet aber auch, daß man das Sensorsystem nicht in unveränderlicher Form für die verschiedensten Anwendungen anbieten kann, sondern daß die enthaltenen digitalen Signalverarbeitungsblöcke anwendungsspezifisch sind. Hier liegt ein wesentlicher Unterschied zu konventionellen Sensoranwendungen, wo praktisch grundsätzlich die Meßgröße zunächst in eine Analogspannung oder einen Strom umgewandelt wird. Dieser wird dann an anderer Stelle zwar meistens digital weiterverarbeitet, jedoch häufig von Komponenten anderer Hersteller als denen des Sensors. Es gibt momentan keinen digitalen Schnittstellenstandard, der eine derartig hohe Kompatibilität zu den verschiedensten Sensor- und Datenaquisitionssystemen besitzt, wie eine Analogspannung. Natürlich bringt die Übertragung analoger elektrischer Größen EMV-Probleme und damit zusätzlichen Aufwand mit sich, der aber zur Zeit noch als unvermeidbar gilt. Dies wird sich aber mit zunehmender Bedeutung dezentraler Intelligenz in Steuerungs- und Meßsystemen ändern. Ein Mikrocontroller oder DSP wird dann ohnehin zu jedem Sensor- oder Aktorsystem gehören, so daß dann die Vorzüge eines digitalen Systemes wie des hier vorgestellten voll genutzt werden können. Moderne Entwurfs- und Herstellungsverfahren für digitale ASICs erlauben eine sehr schnelle und kostengünstige Anpassung des Sensorsystems an die jeweilige Applikation.

10.5 M-Modul-Dezimierungsfilter-Interface

Ein sinnvoller Standard, um ein universelles Dezimierungsfilter-Interface für das hier präsentierte Meßsystem zu realisieren, ist der sogenannte *M-Modul*-Standard [35]. Es handelt sich um die Standardisierung kleiner universeller I/O-Aufsteckkarten (*Single MA-Module* 146x53mm²) mit einem einfachen Busprotokoll. Für dieses Konzept existieren eine Vielzahl von Ankopplungsmöglichkeiten an VME-Bus, ISA-Bus, usw. durch kommerziell erhältliche Trägerbaugruppen. Ein M-Modul bietet genügend Fläche, um die in 8.1 angegebenen Komponenten aufzunehmen. In Verbindung mit einem an das M-Modul-Busprotokoll angepaßten Dezimierungsfilter-Baustein kann so ein universell einsetzbares Meßsystem mit standardisierter Schnittstelle angeboten werden. Die Schmalseite des M-Moduls bietet die Möglichkeit, eine Steckverbindung für den Anschluß des Sensorkopfes anzuordnen.

11 Schlußbemerkungen

11.1 Designautomation beim Entwurf des Sensorsystems

Es stellt sich die Frage, inwieweit man beim Entwurf des Sensorsystems moderne systemorientierte Entwurfsmethoden und -werkzeuge hätte nutzen können. Die Aufgabe, um ein gegebenes MKB herum ein intelligentes Sensorsystem zu entwerfen, allerdings ohne sich dabei auf eine bestimmte Anwendung festzulegen, gäbe ein zweigleisiges Vorgehen beim Systementwurf vor: Ausgehend vom vorgegebenen Sensorelement müßte in *bottom-up*-Strategie vorgegangen werden, denn die Frage lautete ja hier: *Was kann ich mit dem gegebenen Sensorelement anfangen?* Die Aufgabe, ein intelligentes Sensorsystem zu entwerfen, erforderte ein Vorgehen nach *top-down*-Strategie, denn im Idealfalle wäre ja eine bestimmte Systemspezifikation gegeben, die das Sensorsystem nach außen hin zu erfüllen hätte. Die beiden Entwurfsvorgänge würden sich demnach irgendwo in der Mitte treffen.

In Wirklichkeit reduzierte sich die zu erwartende Komplexität des zu entwerfenden Systems jedoch so stark, daß beim Entwurfsvorgehen keine bestimmte Richtung gemäß *top-down* oder *bottom-up* zu erkennen war. Vielmehr kristallisierte sich die mehr oder minder einzig vernünftige Weise der Systemrealisierung vor dem Auge des Entwicklers automatisch heraus, nachdem die Randbedingungen bekannt waren. Dadurch, daß diese nicht durch eine bestimmte anzustrebende Anwendung festgelegt waren, mußten sie intuitiv festgelegt werden, d.h. unter einer "unscharfen" Betrachtung von möglichen Anwendungen. Dabei reduzierte sich der vernünftigerweise einzuplanende Funktionsumfang eines Meßsystems für eine physikalische Größe, hier der Beschleunigung, doch so erheblich, daß sich der Systementwurf auf wenige Abwägungen beschränkte. Diese sahen im vorliegenden Falle etwa so aus:

Frage: Wie soll die Schnittstelle des zu entwerfenden Beschleunigungsmeßsystems aussehen?

Antwort: Meßdaten werden heutzutage zunehmend digital übertragen und verarbeitet, da die digitale Übertragung besonders störsicher ist und in der digitalen Signalverarbeitung ein großes Potential für Integration, Leistungseinsparung und automatischen Systementwurf liegt. Die Schnittstelle soll also digital sein. Außerdem soll sie natürlich die Bandbreite des Meßsystems nicht einschränken. Eine Festlegung auf ein bestimmtes Bussystem wäre schon wieder eine zu starke

Beschränkung gewesen, denn es ist eine größere Anzahl von Bussystemen gebräuchlich und außerdem sind Feldbusse oft zu schmalbandig für viele Anwendungen von Beschleunigungsmessungen. Die heutigen Möglichkeiten, Digital-ASICs schnell und preiswert zu erzeugen, gestatten eine rasche Anpassung der Schnittstelle an eine Anwendung, so daß die Grenze des hier zu entwerfenden Systems irgendwo im digitalen Signalpfad liegen wird.

Frage: Welches Ausleseprinzip für mikromechanische kapazitive Beschleunigungssensorelemente (von denen alle in Fragen kommenden bereits in irgendeiner Form in der Literatur beschrieben wurden) soll angewendet werden?

Antwort: Der direkte digitale Ausgang, die gute Eignung für die Integration, die hohe Bandbreite der Kraftrückkopplung, die automatische Linearität und der erreichbare geringe Rauschpegel gaben hier den Ausschlag zum Einsatz des elektro-mechanischen Sigma-Delta-Modulators.

Mit der Beantwortung dieser beiden Fragen war die Systemstruktur festgelegt. EDA-Werkzeuge hätten sich vor dieser Stufe des Entwurfes noch nicht einsetzen lassen, es handelte sich um Entscheidungen des Entwicklers unter Nutzung seines Erfahrungswissens und der Literaturrecherche. Es stand nun fest, daß eine Ausleseschaltung als full-custom ASIC realisiert werden mußte und ein digitales Filter mit geeignetem Interface als Digital-ASIC.

Die Randbedingungen für einen ersten Entwurf der als full-custom ASIC zu realisierenden Ausleseschaltung waren folgende:

- Festlegung auf einen bestimmten CMOS-Prozeß und eine Entwurfsumgebung, wo keine synthesesfähige Digitalbibliothek verfügbar war, sondern lediglich eine Minimalauswahl an digitalen Standardzellen.
- Das Design sollte auf niedrigstmöglichen Leistungsverbrauch optimiert sein.

Aus diesen Bedingungen ergab sich, daß außer der automatischen Place&Route-Funktion für den aus Standardzellen aufgebauten Digitalteil des ICs keine Möglichkeiten der Design-Automatisierung bestanden. Schaltung und Layout des Analogteils mußten von Hand entworfen werden, der Digitalteil mußte per Schaltbildeingabe unter Nutzung der Standardzellen erstellt werden.

Unter optimalen Bedingungen nach derzeitigem Stand der Technik hätte man den Digitalteil aus einer Hochsprachenbeschreibung synthetisieren können, wesentliche weitere Automatisierungsmöglichkeiten hätte es aber nicht gegeben. Dies hängt vor allem damit zusammen, daß beim Entwurf einer Anologschaltung mit außergewöhnlicher Funktionalität und geringem Leistungsverbrauch bei der Gestaltung jedes einzelnen Transistors die individuellen Randbedingungen des Designs eingehen, die nur mit Erfahrungswissen und der Kenntnis des zu entwerfenden Systems richtig berücksichtigt werden können. Diese Aufgabe wird in absehbarer Zeit nicht von automatischen Entwicklungswerkzeugen übernommen werden können.

Weitergehende Möglichkeiten zum Einsatz von EDA-Werkzeugen ergaben sich beim digitalen Dezimierungsfiter-Interfacebaustein. Beim Entwurf einer Digitalschaltung handelt es sich großteils um relativ stures Anwenden von Algorithmen, das von EDA-

Werkzeugen problemlos beherrscht wird. Allerdings muß der Entwickler auch hier sein Erfahrungswissen einfließen lassen, indem er die Entwurfsaufgabe entsprechend für das EDA-System aufbereitet. Dies kann z.B. so geschehen, daß er ein System in Untersysteme zergliedert, wenn er sich relativ sicher ist, daß diese Zergliederung einigermaßen optimal ist, d.h. keine Redundanz einführt. Führt er diese Zergliederung zu fein durch, so wird das Potential der Designautomatisierung nicht voll genutzt, was zu erhöhtem Arbeitsaufwand und zusätzlichen Fehlermöglichkeiten führt. Endigt der Entwickler mit der Untergliederung seines Systems zu weit oben in der Design-Hierarchie, so können die Untersysteme entweder gar nicht mehr mit der synthese-fähigen Sub-Syntax einer Hochsprache beschrieben werden oder die Synthese liefert ebenfalls im Hinblick auf die Ressourcen suboptimale Ergebnisse.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Dezimierungsfilter ist ein Beispiel, bei dem eine relativ detaillierte Vorarbeit durch den Entwickler geleistet werden mußte. Obwohl sich das Verhalten des Filters mathematisch kurz und bündig angeben läßt, lieferte doch die Synthese einer auf höchstmöglichem, gerade noch synthese-fähigen Niveau erstellten Hochsprachenbeschreibung eine verschwenderisch große Schaltung, verglichen mit einer von Hand erstellten. Will man den Vorteil der Portabilität nutzen, den eine Hochsprachenbeschreibung bietet, so muß der Handentwurf der Schaltung praktisch auf dem Register-Transfer-Level (RTL) beschrieben werden. Nur wenige Schaltungsteile, z.B. die Ablaufsteuerung, werden dabei vernünftigerweise der automatischen Synthese übergeben.

Zusammenfassend kann man die beschränkten Möglichkeiten, den Systementwurf durch den Einsatz moderner Werkzeuge kostengünstiger und schneller zu gestalten, auf folgende Randbedingungen dieses speziellen Entwurfes zurückführen:

- Äußerst spezielle, elektromechanische Entwurfsaufgabe, die wenig Möglichkeiten des Rückgriffs auf vorhandene optimierte und erprobte Funktionsblöcke (*design reuse*) bot
- Notwendigkeit des *bottom-up*-Vorgehens, ausgehend vom vorhandenen Sensorelement
- Überschaubare Komplexität des Systems, dessen Grenze an der Übergabschnittstelle der Meßdaten an das Mikroprozessorprogramm liegt.

11.2 Steigerung der Auflösung des Meßsystems

Es stellt sich die Frage, inwieweit es sinnvoll ist, die Auflösung eines Beschleunigungssensorsystems mit mikromechanischen Sensoren über das Niveau des in dieser Arbeit vorgestellten Systems zu erhöhen. Es hat sich gezeigt, daß dies für sehr niederfrequente Messungen (<1Hz) wenig bringen würde, da hier Drift- und Fluktuationseffekte in den Sensorelementen das Quantisierungsrauschen überwiegen. Das thermische Sensoreigenrauschen, das hauptsächlich von der Gasfüllung der Sensorelemente ausgeht, kann dagegen durch Evakuieren der Elemente herabgesetzt werden. Die dann ansteigende Güte des Sensorelementes

steht zwar der bisher am meisten verbreiteten Auswertung per Auslenkungsabtastrung entgegen, mit Kraftkompensationsauswertung jedoch ergibt sich kein Problem. Für hochempfindliche Vibrationsanalysen, etc. scheint es daher durchaus gerechtfertigt, über eine Verbesserung der Meßauflösung nachzudenken. Für das vorliegende System existieren hierzu mehrere Möglichkeiten:

- Einsatz von Multi-Bit-Sigma-Delta-Wandlern
- Erhöhung der Ordnung der Sigma-Delta-Wandler
- Einsatz kaskadierter Sigma-Delta-Stufen (MASH)
- Erhöhung der Abtastrate der Sigma-Delta-Wandler

11.2.1 Multi-Bit Sigma-Delta-Wandler

Beim Multi-Bit-Sigma-Delta-Wandler kommt eine Multi-Bit-A/D-Wandlung und eine entsprechende mehrstufige Krafrückkopplung zum Einsatz (vgl. Abbildung 3.2-1). Die mehrstufige Krafrückkopplung führt man wegen der notwendigen sehr hohen Linearität mit Hilfe der Pulsbreitenmodulation durch, wobei die Tastverhältnisse durch Auszählen des Chip-Clocks erzeugt werden. Das schon im EMSD01 eingesetzte Timing-Schema erlaubt eine relativ einfache derartige Erweiterung, da die Kraftkompensationsphase bereits eine Dauer von 16 Clockzyklen aufweist. Für eine 4-Bit-Krafrückkopplung ist also nur eine Ergänzung im digitalen Steuerwerk nötig. Aufwendiger gestaltet sich die Erweiterung des geschalteten Komparators des 1-Bit-Wandlers zu einem 4-Bit-ADC. Im Gegensatz zum 1-Bit-Wandler, wo man bei gegebener Betriebsspannung für einen digitalen D-Anteil viel Meßbereich verschenkt, kann man beim 4-Bit-Sigma-Delta-Wandler den D-Anteil volldigital auslegen, was das Design robuster macht. Wie man am Beispiel des Audio-ADC PCM1760 (BurrBrown) erkennt, ermöglicht der Multi-Bit-Sigma-Delta-Wandler sogar eine Erhöhung der Ordnung ohne besondere Stabilisierungstricks, z.B. auf vier. Möglich wird dies durch den mehrstufigen ADC, der im Gegensatz zu einem Komparator auf eine steigende Eingangsamplitude auch mit vergrößertem (wenn auch quantisiertem) Ausgangshub antwortet. Wesentlich kritischer als beim 1-Bit-Wandler dagegen ist die beim Multi-Bit-Wandler nötige genaue Einstellung der Schleifenverstärkung (v.a. bei Ordnungen größer als zwei), in die auch die Eigenschaften des Sensorelementes eingehen. Der Verstärkungsfaktor des Abtastverstärkers muß also von außen programmierbar sein. Auch darf man nicht übersehen, daß das Dezimierungsfiler jetzt statt 1-Bit-Eingangsworten 4-Bit-Worte verarbeiten und von höherer Ordnung sein muß, was seine Komplexität erheblich erhöht. Gegebenenfalls kann man hier auf das zum PCM1760 gehörige Dezimierungsfiler DCF1760 (BurrBrown) zurückgreifen, das allerdings nur zweikanalig (Stereo-Audio) ist.

Die 4-Bit-Krafrückkopplung entschärft die Entkopplungsprobleme zwischen Abtastung und Kraftkompensation, da die Grenschwingung im Idealfalle nur einen Hub von einem Quantisierungsschritt (von insgesamt $2^4=16$) ausführt.

11.2.2 Erhöhung der Ordnung des Wandlers

Der bei gegebenem Überabtastungsfaktor erreichbare Signal-Rauschabstand eines Sigma-Delta-Wandlers hängt von der Ordnung der Übertragungsfunktion der offenen Schleife ab (vgl. Kapitel 4). Allerdings sind für Ordnungen, die größer als zwei sind, bei 1-Bit-Wandlern nichtlineare Stabilisierungsmaßnahmen nötig, die die Komplexität heraufsetzen. Das Dezimierungsfiler wird erheblich aufwendiger, da sich die erforderliche Filterordnung erhöht.

11.2.3 MASH-Sigma-Delta-Wandler

Schleifenordnungen von mehr als zwei sind bei 1-Bit-Sigma-Delta-Wandlern nur mit Hilfe nichtlinearer Stabilisierungsmethoden möglich. Einfacher ist die Stabilität mit der sogenannten MASH-Architektur zu erreichen, bei der es sich um die Kaskadierung mehrerer Wandlerstufen erster oder zweiter Ordnung handelt [6]. Die auf die erste Stufe folgenden weiteren Stufen wandeln jeweils den Quantisierungsfehler der vorausgehenden Stufe. Im Digitalbereich werden die Ausgangssignale der Stufen dann über digitale Differenzierer so verschaltet, daß sich die Quantisierungsfehler subtrahieren. Allerdings weist diese Schaltung dann keinen 1-Bit-Ausgang mehr auf, sondern eine Wortbreite von n , wenn n Stufen kaskadiert sind. Das Dezimierungsfiler gestaltet sich daher, wie zu erwarten war, auch hier komplizierter, da wie im Falle des Multi-Bit-Wandlers n -Bit breite Eingangsdaten verrechnet werden müssen.

11.2.4 Höhere Abtastrate

Die einfachste Methode, den Rauschuntergrund des vorgestellten Meßsystems noch zu verringern, ist eine Erhöhung der Abtastrate, da hierbei die Systemarchitektur erhalten bleibt. Bei gegebener Technologie ist jedoch zu berücksichtigen, daß sich die Obergrenze für die Kapazität der verwendbaren Sensorelemente nach unten verschiebt. Außerdem ergibt sich ein höherer Leistungsverbrauch insbesondere der Analogstufen, deren Bandbreite erhöht werden muß.

11.2.5 Resümee

Der Vergleich der verschiedenen Möglichkeiten zur Erhöhung der Auflösung des Sensorsystems zeigt, daß in jedem Fall ein erheblicher Preis in Form erhöhter Verlustleistung oder verminderter Robustheit gegenüber Sensorelement- oder Bauteiletoleranzen gezahlt werden muß. Da die Auflösung des Systems bisher noch um etwa eine Größenordnung von der durch Simulation ermittelten theoretischen Grenze entfernt ist, sollte zusätzlicher Aufwand eher in die weitere Optimierung der einzelnen Schaltungsblöcke investiert werden. Dies ist vor allem notwendig, um den Mixed-Mode-ASIC einer Serienreife zuzuführen, die durch die korrekte Funktion der ersten Muster noch nicht garantiert ist. Darüber hinaus kann der bis zum gegenwärtigen Zeitpunkt erreichte Kompromiß zwischen Auflösung, Leistungsverbrauch und Robustheit für ein großes Anwendungsspektrum durchaus als gelungen betrachtet werden.

11.3 Weiterführende Arbeiten

Neben der Fortführung der Arbeiten für den in Kapitel 9 vorgestellten verbesserten Chipsatz für das triaxiale Sensorsystem sind vor allem Untersuchungen zur Offsetstabilität des Sensorsystems sinnvoll.

Offsetdriften stellen die herausragende Schwäche von Beschleunigungssensoren mit mikromechanischen Sensorelementen dar und das Verständnis ihrer Entstehung ist die Grundlage für Maßnahmen zu ihrer Kompensation. Die Effekte, die eine Offsetdrift verursachen, sind bei einigen Sensorelementen nicht allein durch eine Temperaturabhängigkeit zu erklären. Möglicherweise spielt etwa der Effekt der dielektrischen Absorption eine Rolle, der von Kondensatoren her bekannt ist und der z.B. die Dynamik von switched-capacitor-Anwendungen begrenzt.

Als Methode für die Untersuchung der Offsetstabilität werden vor allem Messungen über längere Zeiträume, d.h. Tage oder Wochen, auf einem exakt temperierten Präzisionsdrehtisch eine wichtige Rolle spielen.

12 Zusammenfassung

Es wurde die Konzeption und die Realisierung eines miniaturisierten triaxialen Beschleunigungssensorsystems mit mikromechanischen Sensorelementen beschrieben. Die Aufgabe ergab sich aus der Forderung nach einer Auswerteschaltung für die am Institut für Mikrosystemtechnik (IMT) des Forschungszentrums Karlsruhe entwickelten und gebauten LIGA-Beschleunigungssensorelemente. Diese sind kostengünstig in großen Stückzahlen herstellbar und ihre parallel zur Substratebene orientierte Meßrichtung ermöglicht den planaren Aufbau eines triaxialen Sensorsystems. Hierbei wird für die Meßrichtung senkrecht zur Substratebene ein in Volumen-Mikromechanik hergestelltes Silizium-Sensorelement hinzugezogen. Vorteile dieser Kombination, in der sich LIGA- und Silizium-Mikromechanik gegenseitig ergänzen, sind die kostengünstige Aufbautechnik und der durch die kleine Bauhöhe sehr geringe Volumenbedarf des Sensorkopfes.

Für miniaturisierte intelligente Beschleunigungssensorsysteme, die gleichzeitig preiswert sind, existieren sehr weitreichende Anwendungsbereiche in Robotik, Seismologie, Geologie, Medizintechnik, Navigation, etc.. Um die Vorzüge der mikromechanischen Sensorelemente für diese Anwendungen voll nutzen zu können, ergaben sich als Vorgaben für die zu entwickelnde Sensorelektronik neben einer hohen Auflösung vor allem geringe Abmessungen, ein kleiner Leistungsverbrauch und geringe Herstellungskosten. Im Hinblick auf die Tendenz moderner Meßtechnik in Richtung dezentralisierter Intelligenz und intelligenter Sensorsysteme sollte die Auswerteelektronik darüber hinaus möglichst einfach an Mikrocontroller- oder DSP-Plattformen anzukoppeln sein.

Diese Entwicklungsziele konnten nur durch den Einsatz anwendungsspezifischer integrierter Schaltungen (ASICs) erreicht werden, deren Entwurf, Simulation und Test einen Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit bildeten.

Bei den zu nutzenden Sensorelementen handelt es sich um mikromechanische kapazitive Beschleunigungssensorelemente (hier mit MKB abgekürzt). Um die Auswahl eines geeigneten Auswertepinzips zu treffen, wurden zunächst die Eigenschaften symmetrisch aufgebauter MKBs und der möglichen Auswerteschaltungen erarbeitet. Die Wahl des Auswertepinzips fiel schließlich auf den sogenannten *elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler*, da dieser für ein ASIC-Design besonders geeignet ist und auch die universellsten Anwendungsmöglichkeiten bietet. Aufbautechnisch bietet sich eine Zweiteilung des Sensorsystems an: Ein Sensorkopf enthält neben den Sensorelementen nur diejenigen Schaltungsteile, die für die Umsetzung der Meßdaten in ein störsicheres

digitales Format nötig sind. Das zur Verarbeitung der sigma-delta-codierten Daten nötige Dezimierungsfilter und weitere Hilfskomponenten finden auf der Baugruppe des Mikroprozessors Platz, der die anwendungsspezifische Weiterverarbeitung übernimmt. Auf diese Weise kann der Sensorkopf optimal kompakt aufgebaut werden und eignet sich auch für die Anbringung an schwer zugänglichen Stellen (Bohrlöcher, Roboterwerkzeuge).

Zur Simulation des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers wurde insbesondere ein eigens geschriebener Simulator eingesetzt, da dies für die vorliegende sehr spezielle elektromechanische Entwurfsaufgabe die schnellste und praktikabelste Lösung war.

Die erste, einkanalige ASIC-Version des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers ist mit einer Freifläche für die zukünftige direkte Abformung des LIGA-Sensorelementes direkt auf dem Silizium-Chip ausgestattet (*Quasimonolithische Integration*). Die elektrischen Eigenschaften des Wandlers sind trotz des bei Mixed-Signal-ASICs relativ hohen Design-Risikos so gut, daß der ASIC schon für den Aufbau praktisch einsetzbarer Sensorköpfe eingesetzt werden konnte. Je nach eingesetztem Sensorelement werden nach der Dezimierung auf Nyquist-Rauschuntergründe von nur $2...5\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ bei einer Meßspanne von $\pm 3\text{g}$ erreicht. Die Leistungsaufnahme des einkanaligen Wandlers beträgt nur 25mW.

Die für das digitale Dezimierungsfilter eingesetzte Filterstruktur zeichnet sich dadurch aus, daß sie mit einer für digitale Filter relativ geringen Komplexität auskommt. Dies ermöglichte eine Realisierung des Dezimierungsfilter-Interface-Bausteines auf feldprogrammierbaren Bausteinen (FPGAs). Die erstellten VHDL-Beschreibungen erlauben aber die Portierung auf beliebige Digital-Technologien, was vor allem für eine weitere Reduktion der Leistungsaufnahme interessant ist.

Ausführliche Messungen mit dem Sensorsystem, Vergleich mit den Simulationsdaten sowie weiterführende Simulationen waren die Grundlage für den Entwurf eines optimierten Redesigns der ASICs für das Sensorsystem. Auf der Grundlage des ersten, einkanaligen Wandlerdesigns wurde ein Konzept für einen ASIC entworfen, der alle Halbleiterbauelemente eines triaxialen Beschleunigungssensor-Kopfes auf einem Chip vereinigt. In Verbindung mit der Kombination von zwei LIGA-Sensorelementen und einem Silizium-Sensorelement wird damit ein Sensorkopf möglich, der mit einer Substratfläche von etwa $15 \times 15 \text{ mm}^2$ bei wenigen mm Bauhöhe auskommt. Während sich die Weiterentwicklung des Dezimierungsfilter-Interface-Bausteins auf funktionelle Erweiterungen des Mikroprozessor-Interfaces beschränkte, flossen in den eigentlichen elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler Optimierungen mit dem Ziel eines verringerten Grundrauschens und der erweiterten Eignung für verschiedene MKB-Fabrikate ein. Die Entwürfe für die ASICs wurden so weit vorbereitet, daß als weiterführende Arbeit direkt mit der Eingabe, Simulation und Optimierung auf einem IC-Designsystem fortgefahren werden kann. Mit der Realisierung der überarbeiteten ASIC-Entwürfe kommt man zu einem Sensorsystem, das in seiner Leistungsklasse zu einem der weltweit kleinsten Systeme zu zählen sein wird.

13 Literaturverzeichnis

Sigma-Delta-Modulation, Digitale Signalverarbeitung

- [1] Candy J.C., Wooley B.A., Benjamin O.J.: A Voiceband Codec with Digital Filtering, IEEE Trans. on communications, Vol. COM-29, No. 6, June 1981, pp. 815-830
- [2] Candy J.C.: Decimation for Sigma Delta Modulation, IEEE Trans. on communications, Vol. COM-34, No. 1, January 1986, pp. 72-76
- [3] Candy J.C., Benjamin O.J.: The Structure of Quantization Noise from Sigma-Delta Modulation, IEEE Trans. on communications, Vol. COM-29, No. 9, September 1981, pp. 1316-1323
- [4] Candy J.C.: A Use of Double Integration in Sigma Delta Modulation, IEEE Trans. on communications, Vol. COM-33, No. 3, March 1985, pp. 249-258
- [5] Kammeyer K. D., Kroschel K.: Digitale Signalverarbeitung, Stuttgart: Teubner 1989
- [6] Hayashi T., Inabe Y. et al.: A Multistage Delta-Sigma Modulator Without Double Integration Loop, ISSCC Digest of Technical Papers, 1986, pp. 182-183

Regelungstechnik

- [7] Föllinger O.: Regelungstechnik, 5. Auflage, Heidelberg: Hüthig, 1985
- [8] Föllinger O.: Nichtlineare Regelungen I, Grundlagen und Harmonische Balance, 2. Auflage, Oldenbourg Verlag München, 1978

Ausleseschaltungen

- [9] Yun W.: A Surface Micromachined Accelerometer with Integrated CMOS Detection Circuitry, Ph.D. dissertation, Engineering -- Electrical Engineering and Computer Sciences in the Graduate Division of the University of California at Berkeley, 1992
- [10] Yun W., Howe R. T., Gray P.: Surface micromachined, digitally force-balanced accelerometer with integrated CMOS detection circuitry, IEEE Solid-State

- Sensor And Actuator Workshop 1992, Hilton Head Island, SC, June 22-25, 126-131
- [11] Lu C.: Design and Implementation of Sigma-Delta Force-Balance Microaccelerometers, M.S. dissertation, Engineering -- Electrical Engineering and Computer Sciences in the Graduate Division of the University of California at Berkeley, October 1994
- [12] Suzuki S., Esashi M., Sato M., Sato K., Tuchitani S., Ueno S., Yokota Y.: Semiconductor Capacitance-type Accelerometer with PWM Electrostatic Servo Technique, Sensors and Actuators, A21-A23 (1990), pp. 316-319
- [13] Leuthold H., Rudolf F.: An ASIC for High-resolution Capacitive Microaccelerometers, Sensors and Actuators, A21-A23 (1990), pp. 278-281
- [14] Rudolf F., Jornod A., Bergqvist J., Leuthold H.: Precision Accelerometers with μg Resolution, Sensors and Actuators, A21-A23 (1990), pp. 297-302
- [15] CSEM2003 Datenblatt, Rev. 1.0/1.11.1993, Centre Suisse d'Electronique et de Microtechnique S.A., CH-2007 Neuchâtel (Switzerland)
- [16] Ristic Lj., Gutteridge R., Dunn B., Mietus D., Bennett P.: Surface Micromachined Polysilicon Accelerometer, IEEE Solid-State Sensor And Actuator Workshop 1992 Hilton Head Island, SC, June 22-25, pp. 118-121
- [17] Schlaak H. F., Arndt F., Steckenborn A., Gevatter H. J., Kiesewetter L., Grethen H.: Micromechanical Capacitive Acceleration Sensor with Force Compensation, in: Reichl (Hrsg.): Micro System Technologies 90, 1990, Springer-Verlag, pp. 617-622
- [18] Buckhorst R., Hosticka B. J., Seidel H.: CMOS Readout Electronics for Capacitive Acceleration Sensors, in: Reichl (Hrsg.): Micro System Technologies 90, 1990, Springer-Verlag, pp. 636-641
- [19] Petersen K. E., Shartel A., Raley N. F.: Micromechanical Accelerometer Integrated with MOS Detection Circuitry, IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-29, No. 1, January 1982, pp. 23-27
- [20] De Coulon Y., De Geeter B., Rudolf F.: A new linearization scheme for capacitive sensors, Book of Abstracts, Eurosensors VIII Conference, September 25-28, 1994, Toulouse, France, p. 160
- [21] Henrion W., DiSanza L., Ip M., Terry S., Jerman H.: Wide Dynamic Range Direct Digital Accelerometer, Techn. Dig. IEEE Solid State Sensor and Actuator Workshop, June 4-7, 1990, pp. 153-157
- [22] O. Krömer, O. Fromhein, H. Gemmeke, T. Kühner, J. Mohr, M. Strohrmann: „High-precision readout circuit for LIGA acceleration sensors“, Sensors and Actuators A 46-47, pp. 196-200, 1995

- [23] Burstein A., Kaiser W. J.: Mixed analog-digital highly sensitive sensor interface circuit for low-cost microsensors, *Sensors and Actuators A52* (1996), pp. 193-197

Sensorelemente

- [24] Terry S. C., de Bruin D. W., Allen H. V.: Self-testable Accelerometer Microsystem, in: Reichl (Hrsg.): *Micro System Technologies 90*, 1990, Springer-Verlag, pp. 611-616
- [25] Boxenhorn B., Greiff P.: Monolithic Silicon Accelerometer, *Sensors and Actuators, A21-A23* (1990), pp. 273-277
- [26] Yamada K., Higuchi K., Tanigawa H.: A Novel Silicon Accelerometer with a Surrounding Mass Structure, *Sensors and Actuators, A21-A23* (1990), pp. 308-311
- [27] Seidel H., Riedel H., Kolbeck R., Mück G., Kupke W. Königer M.: Capacitive Silicon Accelerometer with Highly Symmetrical Design, *Sensors and Actuators, A21-A23* (1990), pp. 312-315
- [28] Wollersheim O., Institut für Mikrostrukturtechnik, Forschungszentrum Karlsruhe, interne Mitteilung, Jan. 1997

LIGA-Technik

- [29] Jehle E.: Studienarbeit, Institut für Mikrostrukturtechnik, Kernforschungszentrum Karlsruhe, 1994
- [30] Ruprecht R., Both A., Bacher W.: Plastic Molding and Electroforming of LIGA Microstructures on Microelectronic Circuits, *Micro Mechanics Europe 1993*, Neuchâtel (1993)
- [31] Strohrmann M., Mohr J., Schulz J.: Intelligentes Mikrosystem zur Messung von Beschleunigungen basierend auf LIGA-Mikromechanik, *Wissenschaftliche Berichte FZKA 5561*, Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe, 1995

Anwendungen

- [32] Macdonald G. A.: A Reveiw of Low Cost Accelerometers for Vehicle Dynamics, *Sensors and Actuators, A21-A23* (1990), pp. 303-307
- [33] Yu Y.: Entwicklung und Untersuchung eines Beschleunigungssensor-Systems zur Positionsbestimmung von Vorlagen-Abtastgeräten, *Fortschrittsberichte VDI Reihe 8, Nr. 296*, Düsseldorf: VDI-Verlag 1992
- [34] Tschuch M.: Entwurf und Aufbau eines Datenloggers für 3D-Beschleunigungsanalyse, Diplomarbeit, Universität Karlsruhe (TH), Institut für Industrielle Informationstechnik, Forschungszentrum Karlsruhe, Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik, 1995

- [35] The Mezzanine Concept - M-Module Specification Rev. 3.0, Manufacturerers and Users of M-Modules association (MUMM association), Simon-Schöffel-Straße 21, 90427 Nürnberg, Germany
- [36] Marselli C., Amann H. P., Pellandini F.: Error Correction Applied to Microsensors in a Navigation Application, Proceedings of the 3rd France-Japan Congress & 1st Europe-Asia Congress on Mechatronics, October 1-3, 1996, Vol. 2, pp. 650-655

ASIC-Design

- [37] Geiger R. L., Allen P. E., Strader N. R.: VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits, McGraw-Hill 1990

Weitere eigene Veröffentlichungen zum Thema

- [38] Wuestling S., Fromhein O., Gemmeke H., Tschuch M., Wollersheim O.: Planar-assembly triaxial microaccelerometer with electromechanical sigma-delta ADCs, Proceedings of Eurosensors X, Catholic University Leuven, Belgium, September 8-11, 1996, pp. 319-322
- [39] S. Wüstling, O. Fromhein, H. Gemmeke: „Synergie von Elektronik und Mikromechanik am Beispiel eines Beschleunigungssensors“, Tagungsband zum 3. Workshop 'Methoden und Werkzeuge zum Entwurf von Mikrosystemen', 27./28. Juni 1996, VDE-Haus Frankfurt a. M., Herausgeber: M. Glesner (Technische Hochschule Darmstadt), W. John (C-LAB/Analoge Systemtechnik, Paderborn), pp. 176-183

Sonstiges

- [40] O. Wollersheim, Interner Bericht des Instituts für Mikrostrukturtechnik, Forschungszentrum Karlsruhe, November 1996

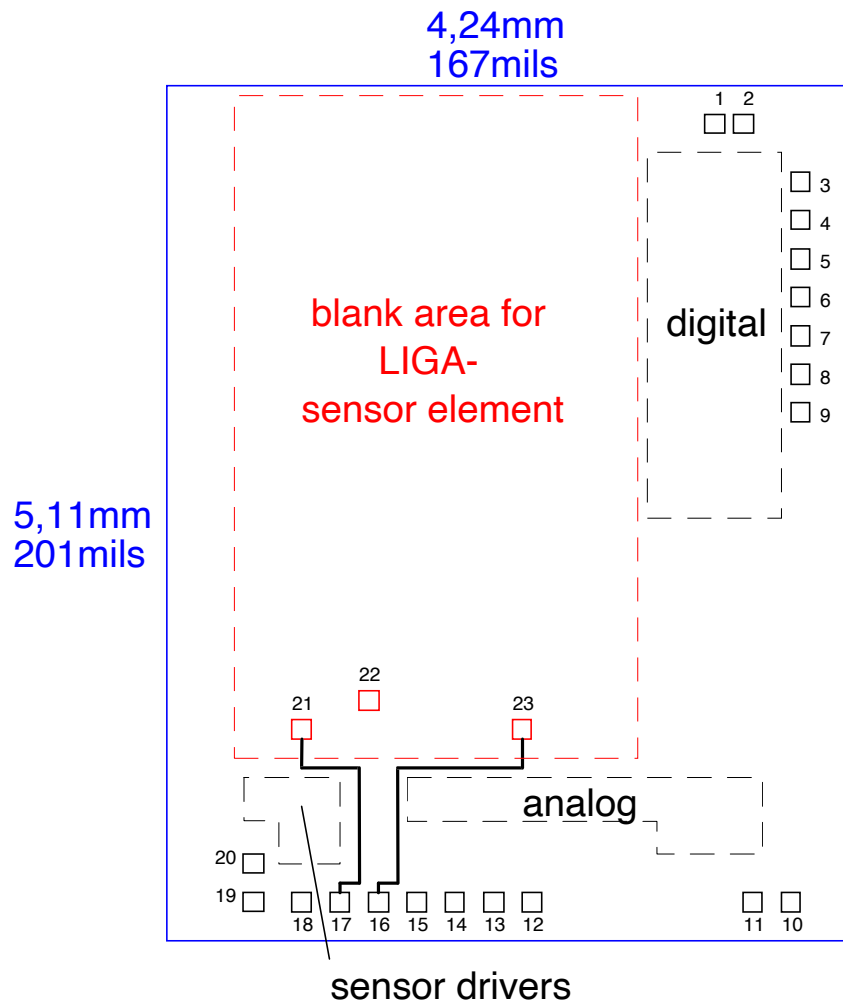
Anhang

A Ergänzende Dokumentation

A.1 Signale und Anschlußbelegung des EMSD01

Pin Nr.	Signalname	I/O	Beschreibung
1	CKIN	I	Clock-Eingang, 12MHz typ., positiv flankengetriggert
2	/SYNCIN	I	Synchroneingang. L-Pegel setzt das Steuerwerk zurück auf Zustand Nr. 0
3	GND		Digital-0V, ist über das Substrat mit AGND verbunden. GND muß auch extern mit AGND verbunden werden.
4	/SYNCOUT1	O	L-Pegel zeigt den Zustand Nr. 23 des Steuerwerks an. Wird /SYNCOUT1 mit /SYNCIN verbunden, so besteht ein Sigma-Delta-Abtastzyklus aus 24 CKIN-Zyklen. Das Abtast-Ablenk-Zeitverhältnis ist dann 8:16
5	/SYNCOUT2	O	L-Pegel zeigt den Zustand Nr. 31 des Steuerwerks an. Wird /SYNCOUT1 mit /SYNCIN verbunden, so besteht ein Sigma-Delta-Abtastzyklus aus 32 CKIN-Zyklen. Das Abtast-Ablenk-Zeitverhältnis ist dann 8:24
6	DATAOUT	O	Sigma-Delta-Datenausgang. Gültig, wenn /SYNCOUT1 oder /SYNCOUT2 auf L-Pegel
7	QA	O	Digitalausgang zur Ansteuerung externer pegelwandelnder Sensortreiberstufen. Eine Durchlaufzeit der externen Treiberstufen von 1 CKIN-Zyklus ist berücksichtigt.
8	/QA	O	Wie QA, aber invertiert
9	VDD		Digitale +5V-Versorgung
10	TEST2	O	Sourcefolger als Pufferverstärker zur Messung des Klemmschaltungs-Ausgangssignales. Ein Arbeitswiderstand von ca. 4,7k Ω muß bedarfsweise extern angeschlossen werden.
11	TEST3	O	Wie TEST2, aber Messung des Komparator-Ausgangssignales
12	TEST1	O	Wie TEST2, aber Messung des Verstärker-Ausgangssignales (vor der Klemmschaltung)

13	AVDD		Analoge +5V-Versorgung. Gute Abblockung und niedrige Impedanz der Quelle sind wichtig.
14	AGND		Analog-0V, muß extern mit GND verbunden werden
15	/PLATE	O	Ausgang der internen Sensortreiberstufe für die <i>zweite</i> feststehende Sensorelektrode
16	LIGALPIN	I	Direkt mit LIGALP verbunden. LIGALPIN kann durch Bonden direkt mit /PLATE verbunden werden, wenn ein on-chip-LIGA-Sensorelement eingesetzt wird.
17	LIGAUPIN	I	Direkt mit LIGAUP verbunden. LIGAUPIN kann durch Bonden direkt mit PLATE verbunden werden, wenn ein on-chip-LIGA-Sensorelement eingesetzt wird.
18	PLATE	O	Ausgang der internen Sensortreiberstufe für die <i>erste</i> feststehende Sensorelektrode
19	VDDL		Versorgungsspannung für die <i>zweite</i> Sensortreiberstufe
20	VDDUP		Versorgungsspannung für die <i>erste</i> Sensortreiberstufe
21	LIGAUP	O	Kontaktierungsfläche für die <i>erste</i> feststehende Elektrode eines on-chip-LIGA-Sensorelementes
22	IN	I	Anschluß/Kontaktierung für die Probemasse (externe und on-chip-LIGA-Sensorelemente)
23	LIGALP	O	Kontaktierungsfläche für die <i>zweite</i> feststehende Elektrode eines on-chip-LIGA-Sensorelementes



A.2 Universal-DezimierungsfILTER-Baustein DFI3D_04

A.2.1 Funktionsbeschreibung

DFI3D_04 ist ein DezimierungsfILTERbaustein für ein triaxiales Beschleunigungssensorsystem mit elektromechanischen 1-Bit-Sigma-Delta-Wandlern. Der Baustein enthält neben drei DezimierungsfILTERblöcken und einem Steuerwerk eine Temperaturmeßschaltung und ein Mikroprozessor-Interface.

Es handelt sich um ein programmiertes FPGA vom Typ A1280XL (8000 Gatteräquivalente) aus der ACT2-Familie von Actel im JLCC84-Gehäuse.

Das Clocksignal (typ. 12MHz) wird normalerweise aus den Eingangsdaten mittels einer extern zuzuschaltenden PLL (74HC4046) regeneriert, kann aber auch durch einen eingebauten Quarzoszillator erzeugt werden. In diesem Fall muß den Sigma-Delta-Wandlern der Takt und ein Synchronsignal vom DFI3D_04 zugeleitet werden. Dazu stehen am DFI3D_04 entsprechende Ausgänge zur Verfügung. Die Abtastfrequenz der Sigma-Delta-Eingangsdaten beträgt typ. $f_s=500\text{kHz}$. Der Dezimierungsfaktor ist zwischen $N = 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128$ oder 256 umschaltbar. Zu beachten ist, daß ohne SNR-Verschlechterung nur bis zu einem Oversampling von vier dezimiert werden kann. Die zweite Dezimierung, die die Meßdaten auf Nyquistfrequenz dezimiert, wird vom angeschlossenen Mikroprozessor bewerkstelligt. Das Übertragungsverhalten der FILTERblöcke des DFI3D_04 im Frequenzbereich ist durch

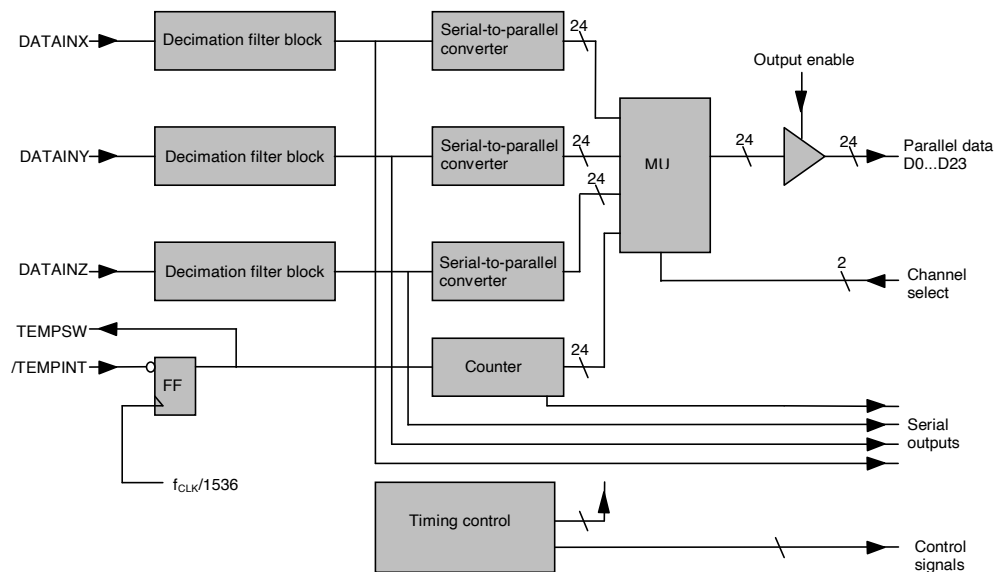
$$|H(f)| = \left| \left(\frac{\sin(\pi N \tau f)}{\sin(\pi \tau f)} \right)^3 \right|, \quad \tau = \frac{1}{f_s}$$

gegeben. Die Ausgangsdaten stehen in zwei Formaten zur Verfügung, wobei die Anzahl der signifikanten Bits vom Dezimierungsfaktor abhängig ist:

1. seriell (000000H...1000000H, LSB first), Ausschleibe-Enable-Signal OWENA ist nur während der signifikanten Bits aktiv, das MSB ist das zuletzt ausgeschobene Bit.
2. parallel als 24-Bit Worte (000000H...FFFFFFH), MSB stets auf D23

Für die Temperaturerfassung ist extern eine temperaturproportionale Stromquelle, eine geschaltete Stromquelle und ein Integrator erforderlich. Ein im DFI3D_04 enthaltenes mit $f_{\text{CLK}}/1536=7,8125\text{kHz}$ typ. getaktetes Flip-Flop bildet mit vorstehenden Komponenten einen Sigma-Delta-Wandler erster Ordnung, dessen Ausgangssignal mittels eines Zählers ausgewertet wird. Die Differenz der Zählerstände am Anfang und Ende eines definierten Zeitintervalls ist ein Maß für die Temperatur.

A.2.2 Blockschaftbild



A.2.3 Signale und Anschlußbelegung

(84pin JLCC package)

Pin no.	Signal name	I/O	Description
1	CL512K	O	Input sampling clock $f_{CLKIN}/24$, pulse width is one CLKIN cycle.
2	DATAINZ	I	1bit data input from Z channel sigma delta modulator. Data is latched in by CL512K.
5	SOUTZ	O	Serial Z channel decimation filter output. Data is shifted out LSB first at $/CLKOUT$ rate while OWENA is high.
7	DATAINX	I	1bit data input from X channel sigma delta modulator. Data is latched in by CL512K.
8	PCREF	O	Phase comparator reference output. If chip clock (CLKIN) is generated by an external PLL, the positive edge of this signal must be locked to the positive edge of DINX, DINY, or DINZ.
11	/OWENA	O	Inverted OWENA signal
15	/CLKOUT	O	Inverted chip clock (CLKIN) output, bit clock for serial outputs
17	OWENA	O	Serial output data shift enable signal for X, Y, Z channels. Goes high at a rate of $CL512K/N$ and pulse width is as many CLKIN cycles as the number of significant output bits indicates.
18	TENA	O	Serial output data shift enable signal for temperature channel. Goes high at a rate of $CL512K/64$, which is the temperature channel sampling clock. TENA pulse width is 24 CLKIN cycles.
20	SOUTX	O	Serial X channel decimation filter output. Data is shifted out LSB first at $/CLKOUT$ rate while OWENA is high.

25	/CSL	I	Parallel data output tristate enable signal, see truth table
26	/CSM	I	Parallel data output tristate enable signal, see truth table
27	/CSH	I	Parallel data output tristate enable signal, see truth table
29	OE	I	Parallel data output tristate enable signal, see truth table
30	A1	I	Channel select line, see truth table
31	A0	I	Channel select line, see truth table
32	/OE	I	Parallel data output tristate enable signal, see truth table
33...42	D0...D9	O	Tri-state data output.
44...48	D10...D14	O	Tri-state data output.
50...53	D15...D18	O	Tri-state data output.
54...56	S0...S2	I	Decimation factor select input, see truth table
57...61	D19...23	O	Tri-state data output.
62	SOUTY	O	Serial Y channel decimation filter output. Data is shifted out LSB first at /CLKOUT rate while OWENA is high.
67	/XTAL1	I	Oscillator pin. To be connected to an external crystal or to GND if internal oscillator is not used.
68	CLKOUT	O	Output of internal crystal oscillator
69	XTAL2	O	Oscillator pin. To be left open if the internal crystal oscillator is not used.
71	SOUTT	O	Serial output of 24bit temperature readout counter. Data is shifted out LSB first at /CLKOUT rate while OWENA is high.
77	DATAINY	I	1bit data input from Y channel sigma delta modulator. Data is latched in by CL512K.
78	TEMPSW	O	Control signal for the switched source of external temperature readout sigma delta modulator. Delivers an active high pulse if a low level on the /TEMPINT input has been clocked in.
79	/TEMPINT	I	Input from external temperature readout integrator. /TEMPINT is clocked in one clock cycle after the rising edge of TENA.
80	RES	I	High level resets internal timing control circuitry.
82	/CL512K	O	Inverted CL512K signal
83	CLKIN	I	Clock input. To be connected to an external clock source or to CLKOUT if internal crystal oscillator is used.
6, 12, 28, 49, 63, 70	GND		ALL named pins must be connected to the same digital ground terminal.
22, 23, 43, 64, 65, 84	VCC		ALL named pins must be connected to the same digital +5V supply terminal.
others	NC		Do NOT connect to any terminal (L driven).

A.2.4 Dezimierungsfaktor-Auswahl

S0	S1	S2	Decimation factor N	No. of significant bits of serial outputs *)	No. of significant bits on parallel data output (MSB always on D23)
L	L	L	2	4	3
H	L	L	4	7	6
L	H	L	8	10	9
H	H	L	16	13	12
L	L	H	32	16	15
H	L	H	64	19	18
L	H	H	128	22	21
H	H	H	256	25 (LSB corrupted)	23 (LSB corrupted)

*) OWENA is active during shift-out for the indicated number of CLKIN cycles.

A.2.5 Wahrheitstabellen des parallelen Interfaces

(OE=H, /OE=L, /CSH=/CSM=/CSL=L)

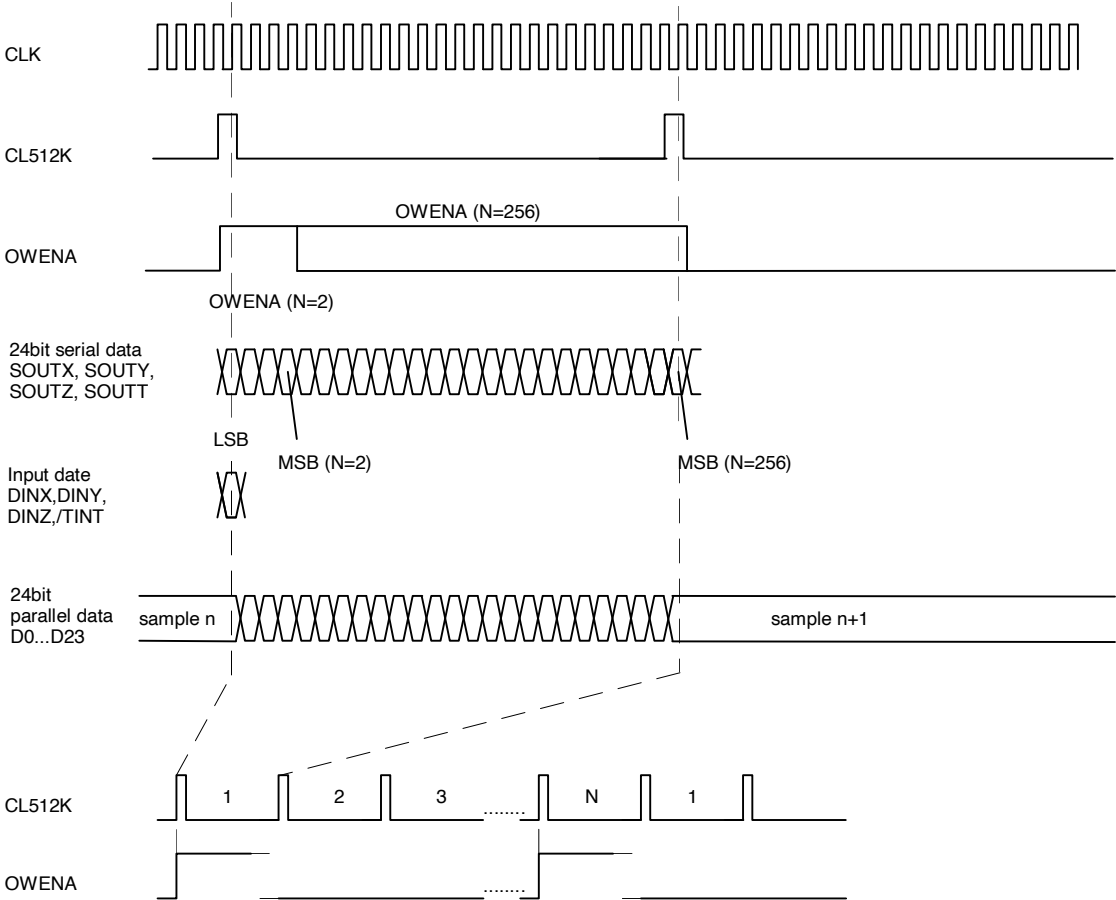
A1	A0	D0..D23
L	L	X-channel acceleration data (valid as long as OWENA=H)
L	H	Y-channel acceleration data (valid as long as OWENA=H)
H	L	Z-channel acceleration data (valid as long as OWENA=H)
H	H	Temperature counter data (valid as long as TENA=H)

OE	/OE	/CSH	D16..D23
L	X	X	Z
X	H	X	Z
X	X	H	Z
H	L	L	Data

OE	/OE	/CSM	D8..D15
L	X	X	Z
X	H	X	Z
X	X	H	Z
H	L	L	Data

OE	/OE	/CSL	D0..D7
L	X	X	Z
X	H	X	Z
X	X	H	Z
H	L	L	Data

A.2.6 Timing-Diagramm



A.3 Eigene Simulationsprogramme

Die Programme wurden unter Borland TurboPascal 6.0 erstellt. Der Name des Quelltextes ist jeweils durch den Programmnamen und die Extension .PAS gegeben.

SIM_SD06

Simulator, der eine high-level-Simulation des EMSD01 durchführt.

Der Simulator berücksichtigt die Parameter des Sensorelementes, Verstärker-rauschen, Ablenk-Abtast-Rückwirkung, Einfluß der Probemassenauslenkung auf die elektrostatische Kraft.

Der vom Simulator erzeugte simulierte Ausgangs-Bitstrom wird in einer Datei SIMOUT.BIN abgelegt, wobei innerhalb eines Bytes das LSB zuerst und das MSB zuletzt beschrieben wird.

Es können auch überkritisch bedämpfte Sensorelemente simuliert werden.

Für Floating-Point-Variablen wird der Typ *extended* benutzt, damit die Berechnungen an den Koprozessor übergeben werden (siehe TurboPascal-Handbücher).

Die Simulationszeitschritte sind äquidistant und ihre Zeitdauer wird durch `SenseInt2` gegeben. Die Dauer der Ablenkphase wird durch den in `SIMCTRL.TXT` vorzugebenden Parameter `ForceIntls` bestimmt. `ForceIntls` gibt die Dauer der Ablenkphase in Vielfachen der durch `SenseInt2` gegebenen Zeit an. Beim EMSD01 mit $fs=fclk/24$ ist `ForceIntls=4` anzugeben. Ein einzelner Abtastzyklus besteht dann aus $2+4=6$ Simulationsschritten.

Der Parameter `ForceInt` wird zwar vom Simulator selbst nicht benötigt, muß jedoch angegeben werden, da `FFT_SD02.EXE` daraus die Abtastfrequenz berechnet.

Ein sinusförmiges Dither-Signal mit der Frequenz `DithFreq` (Hz) und der Amplitude `DithAmpl` (m/s²) kann additiv der Meßgröße überlagert werden.

SIM604A

Gegenüber `SIM_SD06` wird nun das Abtastprinzip des HPE604 simuliert, d.h. 0V an beiden Sensorhälften in der ersten Hälfte der Abtastphase. Für die zweite Hälfte der Abtastphase wird angenommen, daß gegenphasige Spannungssprünge vom jeweils dem 0,5-fachen der (Ablenk-)Referenzspannung an den Sensor angelegt werden. Der echte HPE604 legt zur Auslenkungsabtastung gegenphasige Spannungssprünge von jeweils ca. $AVDD/2=2,5V$ an die Sensorhälften an.

Weiterhin existiert nun ein zusätzlicher Simulationsparameter 'DisplStop', Anschlag der beweglichen Sensormasse in m (Meter) von der Ruhelage. Die Auslenkung x der Probemasse wird also auf $\pm DisplStop$ begrenzt.

SIM604AI

Gegenüber SIM604A ist nun auch ein I-Anteil im Regler realisiert, der mit dem Simulationsparameter CI eingestellt werden kann. Man stellt die Grenzfrequenz des I-Anteiles etwa auf 1/100 der Abtastfrequenz ein. Damit wird der Totbereich um den Beschleunigungsnullpunkt eliminiert und gleichzeitig auch unterhalb der Sensorresonanz ein Noise-Shaping erzielt. Andererseits wird durch diese Wahl der Grenzfrequenz die stabilisierende Wirkung des D-Anteils oberhalb von ca. 1/10 der Abtastfrequenz noch nicht zu stark beeinträchtigt. Da die Schleifenstabilität des Wandlers mit I-Anteil nur unterhalb einer bestimmten Probemassenauslenkung sichergestellt ist, kann mit dem Parameter 'MaxPacketLenI' eine maximale Anzahl gleich gerichteter Ausgangsbits eingestellt werden, nach deren Überschreiten der I-Anteil gelöscht wird und gesperrt bleibt. Erst wenn während einer durch 'LatencyI' vorgegebenen Anzahl von Abtastzyklen keine Überschreitung von 'MaxPacketLenI' mehr eintrat, wird der I-Anteil wieder aktiviert.

In SIM604AI ist außerdem ein zusätzlicher Simulationsparameter 'StartDefI' eingeführt, der die Anfangsauslenkung der Probemasse (m) beim Start der Simulation vorgibt.

SIMCTRL.TXT

Textfile, in dem die Simulatorparameter für SIM_SD06, SIM604A und SIM604AI in der Form

<Parametername>=<real-Zahl>

vorgegeben werden. Kommentarzeilen koennen eingefügt werden. Sie sollten mit einem = beginnen.

Die Parameter bedeuten im Einzelnen:

- Kes: Elektrostatische Kraftkonstante, diejenige Kraft, die beim Anlegen der Referenzspannung (VDDUP, VDDLDP beim EMDS01) an eine der Sensorhälften auf die Probemasse wirkt (Newton)
- m: Probemasse des Sensors (kg)
- b: Dämpferkonstante des Sensors (kg/s). Es ist auch überkritische Dämpfung erlaubt.
- c: Federkonstante des Sensors (N/m)
- SenseInt2: Halbe Dauer der Auslenkungsabtast-Phase (Sekunden)
- Forcelnt: Dauer der Ablenkphase (Sekunden). Wird nur vom Betrachtungsprogramm FFT_SD02 benötigt und muß der Bedingung Forcelnt=SenseInt2 x Forcelntls genügen.
- Forcelntls: Dauer der Ablenkphase in Vielfachen von SenseInt2.
- SimZyklen: Anzahl der Sigma-Delta-Abtastzyklen, die simuliert werden. SimZyklen sollte durch 8 teilbar sein, damit im letzten Byte des Simulator-Ergebnisfiles SIMOUT.BIN keine ungültigen Bits enthalten sind.

- MessBeschl: Die als konstant angenommene Meßbeschleunigung
- R: Rauschfaktor. Der Auslenkungsabtastung wird in der Simulation in jedem Abtastzyklus ein zufälliger, zwischen $-R$ und $+R$ gleichverteilter Auslenkungsabtast-Fehler (Einheit: Meter) zugeschlagen.
- Hy: Hyteresefaktor. Der Auslenkungsabtastung wird ein Fehler von $+Hy$ oder $-Hy$ (Einheit: Meter) zugeschlagen, in Abhängigkeit von der Quantisiererentscheidung im vorangegangenen Abtastzyklus. Es ist sowohl $Hy > 0$ als auch $Hy < 0$ möglich.
- D: D-Anteil im zeitdiskreten Phasenschieber. Die Entscheidung des Quantisierers berechnet sich zu $-\text{sign}(x_{e,n} + D(x_{e,n} - x_{e,n-1}) + CI(\sum x_{e,n}))$, wobei $x_{e,n}$ der rausch- und hysteresebehaftete Auslenkungswert des aktuellen Abtastzyklus und $x_{e,n-1}$ der des vorangegangenen Abtastzyklus ist.
- CI: I-Anteil des zeitdiskreten Reglers (ab SIM604AI). Will man die Grenzfrequenz $f_{g,I}$ des I-Anteiles realisieren, so wählt man $CI = (2\pi f_{g,I}) / f_S$. Hierin ist f_S die Abtastfrequenz des Wandlers.
- DithFreq: Frequenz (Hz) des der Meßgröße überlagerten sinusförmigen Dither-Signales.
- DithAmpl: Amplitude (m/s^2) des Dither-Signales.
- DisplStop: Durch die mechanischen Anschläge bestimmte maximale Auslenkung (m) der Probemasse aus der Ruhelage.
- StartDefl: Anfangsauslenkung (m) der Probemasse.
- MaxPacketLenI: Anzahl gleich gerichteter Ausgangsbits, nach der der I-Anteil gelöscht und gesperrt wird (ab SIM604AI). Sinnvoller Bereich: 2...80
- LatencyI: Anzahl von Abtastzyklen, nach der der I-Anteil wieder aktiviert wird, wenn inzwischen keine Überschreitung von 'MaxPacketLenI' mehr eingetreten war (ab SIM604AI). Sinnvolle Zahl: 100

SIMOUT.BIN

Binärdatei, die den simulierten Ausgangsbitstrom des Sigma-Delta-Wandlers enthält.

FFTOUT.DAT

ASCII-Tabellendatei, die von FFT_SD02 erzeugt wird und das simulierte Rauschspektrum enthält (4096 Wertepaare, Datenfeldtrennzeichen: Komma, Datensatztrennzeichen: Return). Die Datei kann z.B. mit PlotIt Worksheet weiterbearbeitet werden.

VIEW SD1

Programm, das den im File SIMOUT.BIN abgelegten Bitstrom im Textmodus auf dem Bildschirm ausgibt. Gesetzte und nicht gesetzte Bits werden dabei durch zwei ASCII-Zeichen dargestellt. Abbruch mit Tastendruck möglich.

FFT SD02

Programm, das das Spektrum der Simulator-Ausgangsdaten aus SIMOUT.BIN berechnet. Die Konstante $sd_daten_ende=2^{(n-1)}$ legt die Punktezahl der FFT fest. Es sind bis zu 8192 FFT-Punkte möglich (Begrenzt durch die DOS-Speichersegmentierung). Dargestellt werden die ersten 512 Punkte der errechneten Spektralfunktion. Das Programm liest SIMCTRL.TXT ein und berechnet aus `Senselnt2` und `Forcelnt` die Abtastfrequenz und skaliert damit die Frequenzachse der Spektraldarstellung. Die äquivalente Rauschbandbreite des einzelnen Frequenz-Bins wird aus der Abtastrate für das verwendete Blackman-Fenster berechnet und angezeigt („NBW“), um eine Interpretation des Rauschuntergrundes zu ermöglichen. Ausserdem werden die FFT-Spektraldaten in eine ASCII-Tabellendatei FFTOUT.DAT geschrieben.

Das Programm benötigt den Grafiktreiber EGAVGA.BGI, der in dem Verzeichnis stehen muß, das im TurboPascal-Compiler angegeben wurde (z.B. \TP\BGI).

S.BAT

Batch-Datei, die die aktuelle Version des Simulators SIM_SDxx startet und anschließend die Simulationsergebnisse durch Aufruf von VIEW_SDx und FFT_SDxx anzeigt.

E.BAT

Batch-Datei, die den MS-DOS-Editor für die Datei SIMCTRL.TXT aufruft.

F.BAT

Batch-Datei, die FFT_SDxx aufruft, um das Spektrum der in SIMOUT.BIN abgelegten Simulationsdaten zu berechnen und anzuzeigen.

A.4 Software für den Datenlogger

A.4.1 80C165-Betriebsprogramm SW4.HEX für den Datenlogger

Das Programm steuert die Aufzeichnung von Beschleunigungsereignissen mit variablen Aufzeichnungsparametern, dezimiert die überabgetasteten Beschleunigungsdaten aus der ersten Dezimierungsstufe (Hardware) mittels eines Digitalfilters mit 750 Koeffizienten, verwaltet den Ereignis-Speicher und ermöglicht den PC-Dialogbetrieb.

Syntax der Steuerbefehle

Um die jeweilige Funktion auszulösen, müssen die untenstehend in () angegebenen Zeichen über die RS-232-Schnittstelle (9600baud, no parity, 8, 1) an den Datenlogger gesendet werden. Ein abschließendes <CR> ist NICHT notwendig.

Headers (H)

Zeigt die Ereignis-Header aller Ereignisse im Ereignisspeicher an. Format des Ereignis-Headers siehe [34].

Parameter-Download (P)

Bereitet den Datenlogger auf einen Parameter-Download durch das PC-Programm PDNL vor. Datenformat siehe Quelltext PDNL.PAS.

PC-Dialog beenden (X)

Beendet den PC-Dialog und bringt den Datenlogger in den Power-down-Modus.

Ereignis-Upload (Exx)

Leitet das Senden des durch die 2-byte Zahl xx (low byte first) spezifizierten Ereignisses vom Datenlogger zum PC ein.

Ereignisspeicher löschen (CLEAR)

Löscht ALLE Ereignisse aus dem Ereignisspeicher.

Ereignisanzahl ausgeben (N)

Leitet die Ausgabe der Ereignisanzahl als 2-byte Zahl (low byte first) vom Datenlogger an den PC ein.

Systemuhr stellen (Tjmmttssmmss)

Einstellen von Datum und Uhrzeit durch Übergabe eines Ziffernzeichens ('0'...'9') für jede Dezimalstelle von Jahr (jj), Monat (mm), Tag (tt), Stunden (ss), Minuten (mm),

Sekunden (ss).

Beispiel: Die Systemuhr soll auf 20:40:00 Uhr, 6.Feb. 1996 eingestellt werden. Die an den Datenlogger zu sendende Zeichenkette lautet: „T960206204000“.

Standard-Parameter einstellen (D)

Setzt die Sensorkopf- und Aufzeichnungsparameter auf eine Standardeinstellung.

Datum und Uhrzeit anzeigen (S)

Führt zu einer Ausgabe von Datum und Uhrzeit in der Form jj.mm.tt ss:mm:ss.

Ereignisaufzeichnung starten (R)

Startet die Aufzeichnung eines Ereignisses mit den aktuellen Sensorkopf- und Aufzeichnungsparametern.

Initialisieren (I)

Initialisiert den Sensorkopf und die Triggerlogik mit den aktuellen Parametern. Diese Initialisierung muß nach jeder Veränderung der aktuellen Parameter, siehe (P) und (D), durchgeführt werden.

Sonstige Hinweise

Ein Überlauf des Ereignisspeichers nach einer Gesamtaufzeichnungsdauer von ca. 11min (2MB Speicherausbau) ist bisher noch nicht abgefangen und muß vermieden werden, da sonst das Inhaltsverzeichnis des Ereignisspeichers überschrieben wird!

Mit dem Schalter *PC/Einsatz* am Datenlogger kann entschieden werden, ob der Datenlogger nach dem Einschalten in den PC-Dialog verzweigen soll oder ob sofort der triggerbereite Power-down-Modus eintreten soll.

A.4.2 80C165-Betriebsprogramm STATIC02.ASM

Dieses Betriebsprogramm dient der Untersuchung langsamer Änderungen bzw. Driften in den Meßwerten der drei Beschleunigungskanäle des Datenloggers. Die Steuerbefehle entsprechen denen des Betriebsprogramms SWx.ASM, bis auf folgende Ausnahmen:

Ereignisaufzeichnung starten (R)

Zeichnet ein Ereignis auf, das nur ein einziges Wertetripel enthält, das die Summen aller Abtastwerte des Ereignisses, getrennt nach den drei Kanälen X,Y und Z, enthält. Die Aufzeichnungsparameter haben die selbe Bedeutung wie in SWx.ASM. Allerdings wird nach der Aufzeichnung des Ereignisses keine Meldung ausgegeben, sondern nur der Datenlogger-Prompt.

Temperaturwert ausgeben (O)

Der aktuelle Temperaturwert wird ermittelt und als vierstellige Hex-Zahl ausgegeben.

A.4.3 PC-Programme für den Betrieb des Datenloggers

Solange nichts anderes angegeben ist, funktionieren die beschriebenen Programme in Verbindung mit dem Datenlogger-Betriebsprogramm SWx.HEX, wobei der Datenlogger über die COM2-Schnittstelle des PCs angeschlossen sein muß.

EUPL

Ereignis-Upload für Ereignisse mit max. 1024 Abtastwerten/Kanal. Liest ein durch seine Ereignisnummer spezifiziertes Ereignis aus dem Ereignisspeicher des Datenloggers in den PC ein und erzeugt die Ereignisdatei 3DATA.BIN, die mit FFT_DLxx ausgewertet werden kann.

EUPL_ASC

Wie EUPL, erzeugt aber ein dreispaltiges ASCII-Datenfile namens 3DATA.DAT, das ausschließlich die Beschleunigungsdaten der drei Kanäle X,Y und Z enthält (ohne Header).

EUPL_X

Wie EUPL, aber es werden nur die Daten des X-Kanales geladen, die Ereignisse dürfen dafür aber bis zu 8192 Abtastwerte enthalten. Die erzeugte Ereignisdatei XDATA.BIN hat ein besonderes Format (enthält nur die X-Daten in nur 16-bit-Genauigkeit) und kann nur mit FFT_X ausgewertet werden.

EUPL_Z

Wie EUPL_X, aber es werden die Daten des Z-Kanales geladen. Die erzeugte Ereignisdatei XDATA.BIN kann ebenfalls mit FFT_X ausgewertet werden.

PDNL

Parameter-Download. Übergibt die in der Datei PARAM.TXT angegebenen Sensorkopf- und Aufzeichnungsparameter an den Datenlogger. Die Parameter in PARAM.TXT haben folgende Bedeutung:

UnTrigSch:	Untere Triggerschwelle des RPCxx-Bausteins, siehe [34]
ObTrigSch:	Obere Triggerschwelle des RPCxx-Bausteins, siehe [34]
RPCKonfig:	Konfiguration des RPCxx-Bausteins, siehe [34]
EreigL:	Ereignislänge (Abtastwerte pro Kanal)
DACKonfig:	Konfiguration des Sensorkopf-DACs MAX528, muß auf 182 stehen
DACOUT0:	Konfigurationswort für Ablenkspannung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler für die X-Richtung, erste Sensorhälfte. Mit DACOUT0 = 256 + (0..255) wird der

Ablenkspannungsbereich von 0V bis zur vollen Referenzspannung des Sensorkopfes (10V) überstrichen.

DACOUT1: Konfigurationswort für Ablenkspannung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler für die X-Richtung, zweite Sensorhälfte. Mit $DACOUT1 = 512 + (0..255)$ wird der Ablenkspannungsbereich von 0V bis zur vollen Referenzspannung des Sensorkopfes (10V) überstrichen.

DACOUT2: Konfigurationswort für Ablenkspannung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler für die Y-Richtung, erste Sensorhälfte. Mit $DACOUT2 = 1024 + (0..255)$ wird der Ablenkspannungsbereich von 0V bis zur vollen Referenzspannung des Sensorkopfes (10V) überstrichen.

DACOUT3: Konfigurationswort für Ablenkspannung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler für die Y-Richtung, zweite Sensorhälfte. Mit $DACOUT3 = 2048 + (0..255)$ wird der Ablenkspannungsbereich von 0V bis zur vollen Referenzspannung des Sensorkopfes (10V) überstrichen.

DACOUT4: Konfigurationswort für Ablenkspannung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler für die Z-Richtung, erste Sensorhälfte. Mit $DACOUT4 = 4096 + (0..255)$ wird der Ablenkspannungsbereich von 0V bis zur vollen Referenzspannung des Sensorkopfes (10V) überstrichen.

DACOUT5: Konfigurationswort für Ablenkspannung des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler für die Z-Richtung, zweite Sensorhälfte. Mit $DACOUT5 = 8192 + (0..255)$ wird der Ablenkspannungsbereich von 0V bis zur vollen Referenzspannung des Sensorkopfes (10V) überstrichen.

Pretrig: Pretrigger-Zeit (in Abtastwerten)

PARAM.TXT

Textfile, in dem die Sensorkopf- und Aufzeichnungsparameter in der Form

<Parametername>=<Wert>

abgelegt sind. Die Werte der Parameter müssen dezimal angegeben werden. Kommentarzeilen können eingefügt werden. Sie sollten mit einem = beginnen.

FFT.BAT

Ruft die jeweils aktuelle Version von FFT_DLxx auf.

FFT_DL05

Spektral- und Zeitbereichsdarstellung des in der Datei 3DATA.BIN abgelegten Ereignisses. Erlaubt getrenntes Betrachten der drei Kanäle mit Zoom- und Offsetfunktionen. Die bei der Aufzeichnung gültigen Aufzeichnungsparameter werden ebenfalls angezeigt.

Die beim Verlassen des Programms eingestellten Betrachtungsparameter (Ausgewählter Kanal, Zoomfaktor, Offset) werden in der Datei FFT_DL.INI (kein Klartext) gesichert und beim Start des Programms auch von dort gelesen, falls diese Datei schon existiert.

Während von den erzeugten Spektraldaten 512 Punkte angezeigt werden, werden alle 1024 Punkte in der ASCII-Tabellendatei FFTOUT.DAT gespeichert und stehen so für andere Darstellungsprogramme (z.B. PlotIt) zur Verfügung.

Das Programm benötigt den Grafiktreiber EGAVGA.BGI, der in dem Verzeichnis stehen muß, das im TurboPascal-Compiler angegeben wurde (z.B. \TP\BGI).

FFT_X

Wie FFT_DL05, jedoch für 8192 Abtastwerte aus der mit EUPL_X oder EUPL_Z erzeugten Ereignisdatei XDATA.BIN, die nur die Daten des X-Kanales enthält und nur mit 16bit-Genauigkeit. FFT_X erzeugt die Spektraldatei XFFTOUT.DAT.

FFTOUT.DAT

ASCII-Datei, die das von FFT_DLxx berechnete Spektrum enthält.

XFFTOUT.DAT

ASCII-Datei, die das von FFT_X berechnete Spektrum enthält.

EPAR.BAT

Ruft den MS-DOS-Editor zur Modifikation der Parameterdatei PARAM.TXT auf.

INTERVAL

Programm zur Ansteuerung des Beschleunigungs-Datenloggers zur Aufzeichnung von Ereignissen in regelmäßigen Intervallen. Die Intervalldauer in Minuten wird nach dem Start des Programmes eingegeben.

MEUPL

Erlaubt den Upload mehrerer Ereignisse, wobei für jedes Ereignis eine Ereignisdatei namens 3DATAxxx.BIN erzeugt wird. Dabei ist xxx die jeweilige Ereignisnummer. Das erste zu ladende Ereignis sowie die Anzahl der zu ladenden Ereignisse müssen beim Start des Programms angegeben werden.

MEUPL AS

Wie MEUPL, jedoch haben die Ereignisdateien ASCII-Format und enthalten keinen Header. Sie tragen die Namen 3DATAxxx.DAT (s.a. EUPL_ASC).

MFFT_01

basierend auf FFT_DL05, jedoch Verarbeitung mehrerer Ereignisse aus den von MEUPL erzeugten Ereignisdateien 3DATAxxx.BIN. Das Programm erzeugt eine dreispaltigen ASCII-Datei MFFTOUT.DAT, die in den drei Spalten die Größen Frequenz (Hz), Ereignisnummer, Signalstärke (dB) enthält. Es werden nur die Daten des zuletzt in FFT_DLxx betrachteten Kanals (X, Y oder Z) verarbeitet. Auch der zuletzt in FFT_DLxx eingestellte Offset wird mit einbezogen. Beide Parameter (Kanalauswahl, Offset) entnimmt MFFT_01 der Datei FFT_DL.INI.

Die Ergebnisdatei MFFTOUT.DAT kann mit z.B. PlotIt-Worksheet in eine .SGF-Datei umgewandelt und mit PlotIt als 3D-Grafik dargestellt werden.

STAT02

Funktioniert nur in Verbindung mit dem Datenlogger-Betriebsprogramm STATICxx.HEX. Der Datenlogger wird in unmittelbarer Folge zur Aufnahme von Ereignissen mit den gültigen Aufzeichnungsparametern veranlaßt. Für jedes Ereignis wird direkt nach seiner Aufnahme ein Upload veranlaßt, bei dem neben dem Ereignis-Header (Datum, Zeit, Temperatur, etc.) ein einziges Wertetripel an den PC gesendet wird, das den Mittelwert aller Abtastwerte getrennt für die Kanäle X,Y und Z enthält. STAT02 erzeugt eine ASCII-Datei namens STATIC.DAT, die aus elf Spalten besteht, die für jedes Ereignis die Größen Jahr, Monat, Tag, Stunden, Minuten, Sekunden, Temperaturwert, Mittelwert X, Mittelwert Y und Mittelwert Z enthalten.

Auf diese Weise können Langzeitdriften, langsame Neigungsänderungen, etc. gemessen werden.

STUPL01

Mit diesem Programm können mehrere mit STATICxx.HEX aufgenommene Ereignisse (die neben dem Header jeweils nur ein einziges Mittelwert-Tripel enthalten) vom Datenlogger geladen werden. Die Ereignisdaten werden analog zu STATxx.PAS in eine ASCII-Datei STATIC.DAT geschrieben.

3DATA.BIN

Ereignisdatei, die von EUPL erzeugt wird. Datenformat siehe Quelltext EUPL.PAS.

A.5 Schaltbilder

A.5.1 Versuchsschaltung

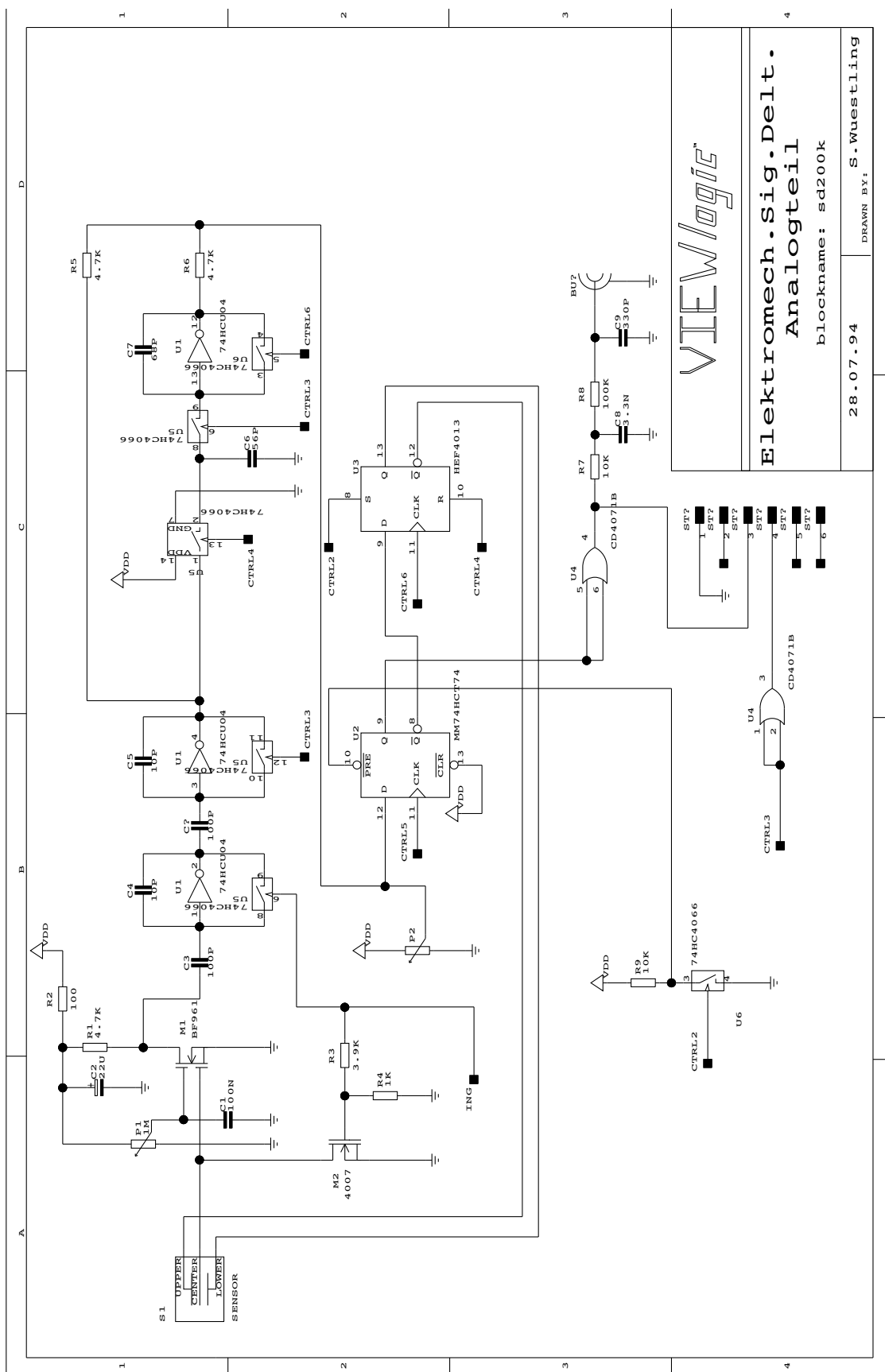
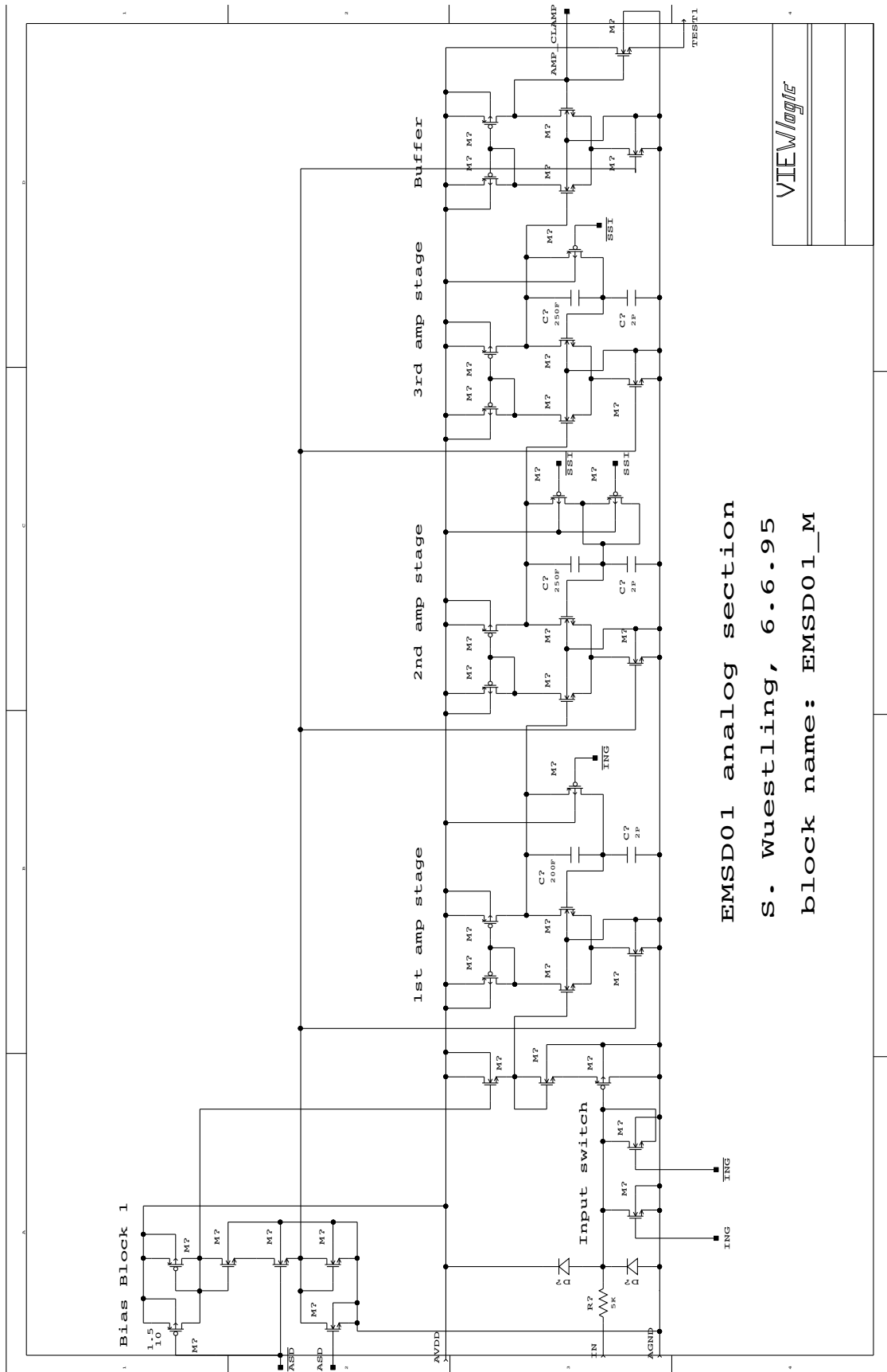


Abbildung A.5-1: Elektromechanischer Sigma-Delta-Wandler mit 200kHz Abtastrate

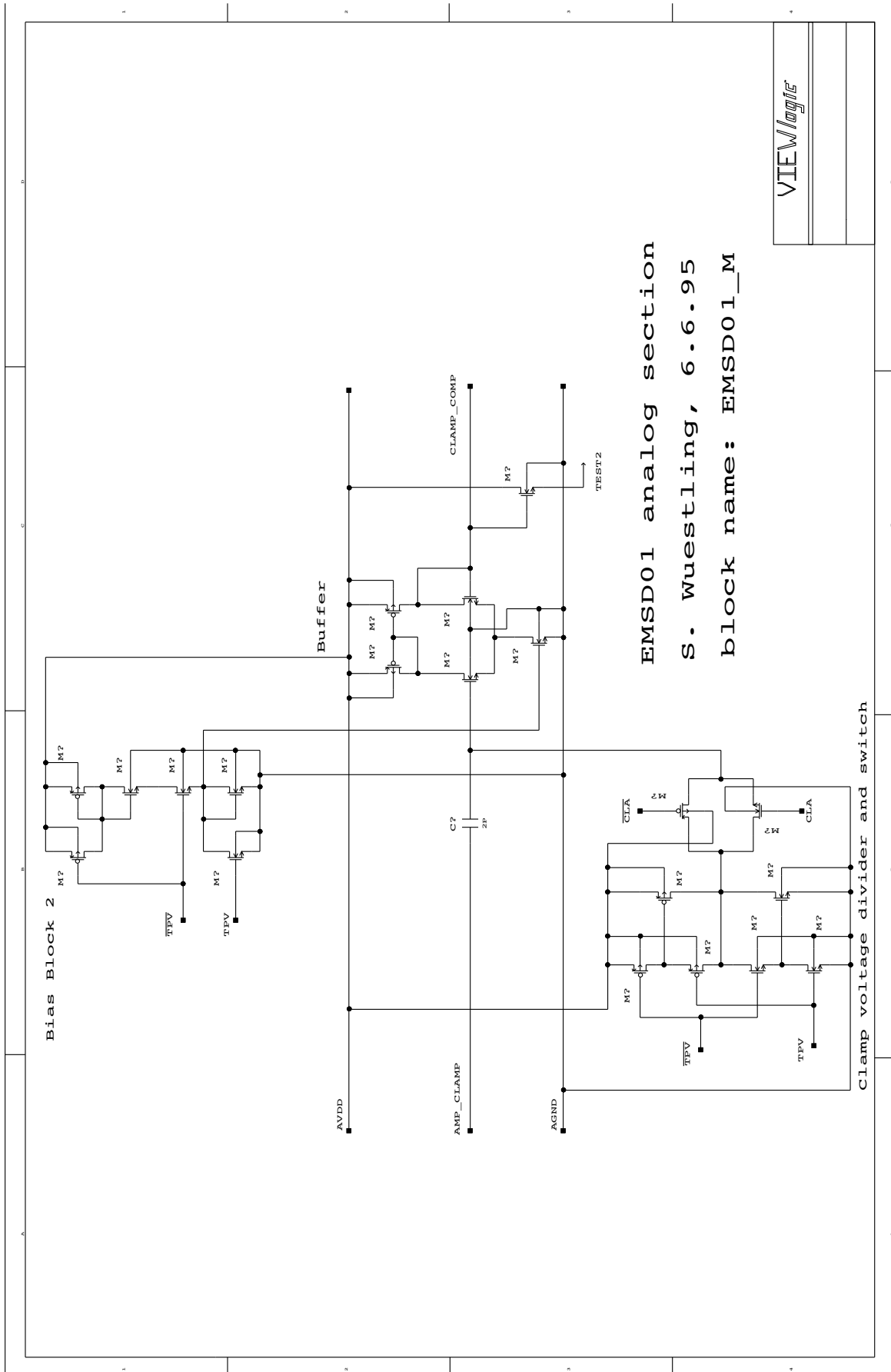
A.5.2 Schaltbilder EMSD01 Analogteil



EMSD01 analog section
 S. Wuestling, 6.6.95
 block name: EMSD01_M

VIEWlogfile

Abbildung A.5-2: Schaltbild des Auslenkungsabtastr-Verstärkers des EMSD01



EMSD01 analog section
 S. Wuestling, 6.6.95
 block name: EMSD01_M

VIE//logie

Abbildung A.5-3: Schaltbild des CDS-Blocks des EMSD01

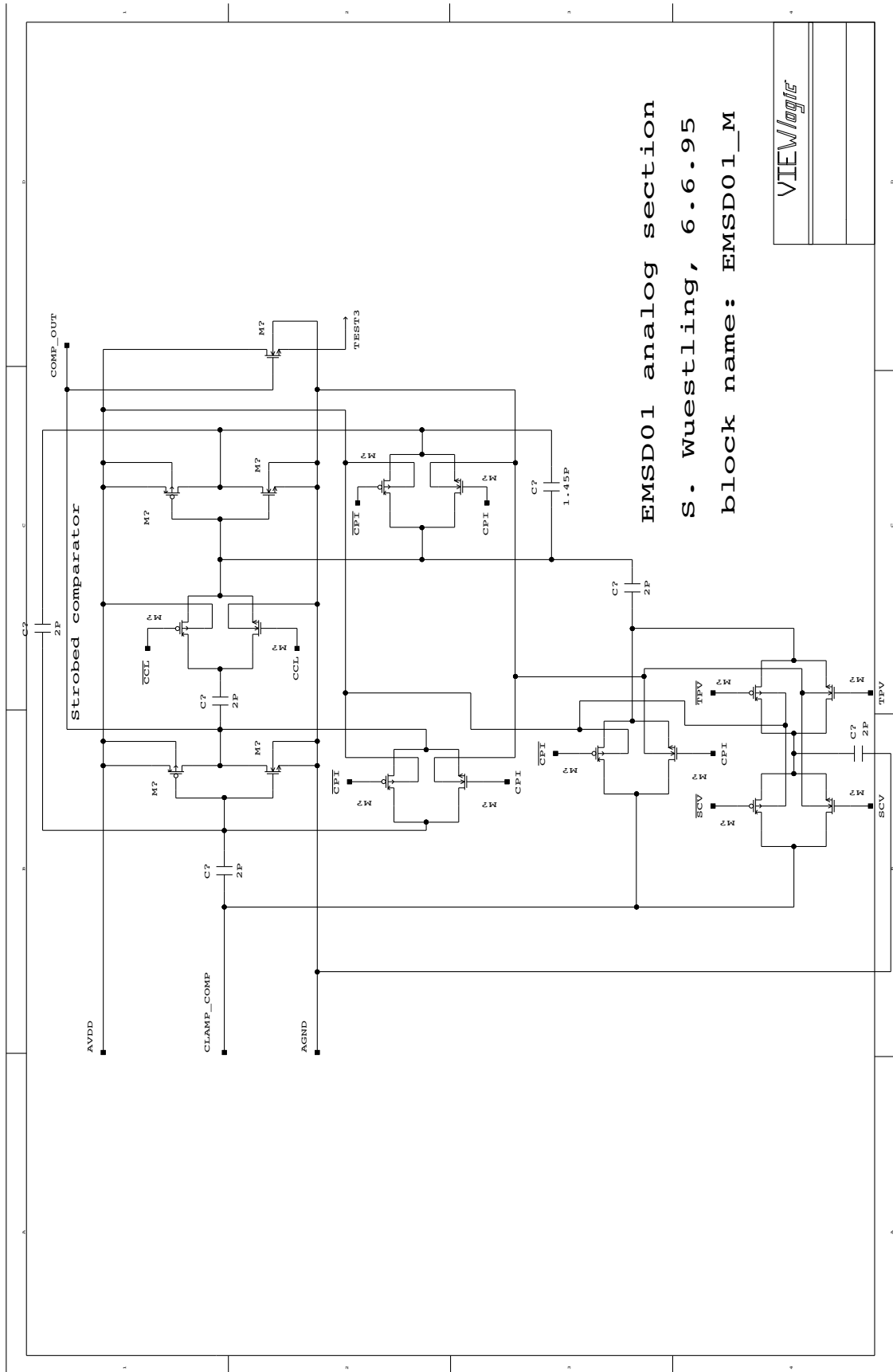


Abbildung A.5-4: Schaltbild des geschalteten Komparators des EMSD01

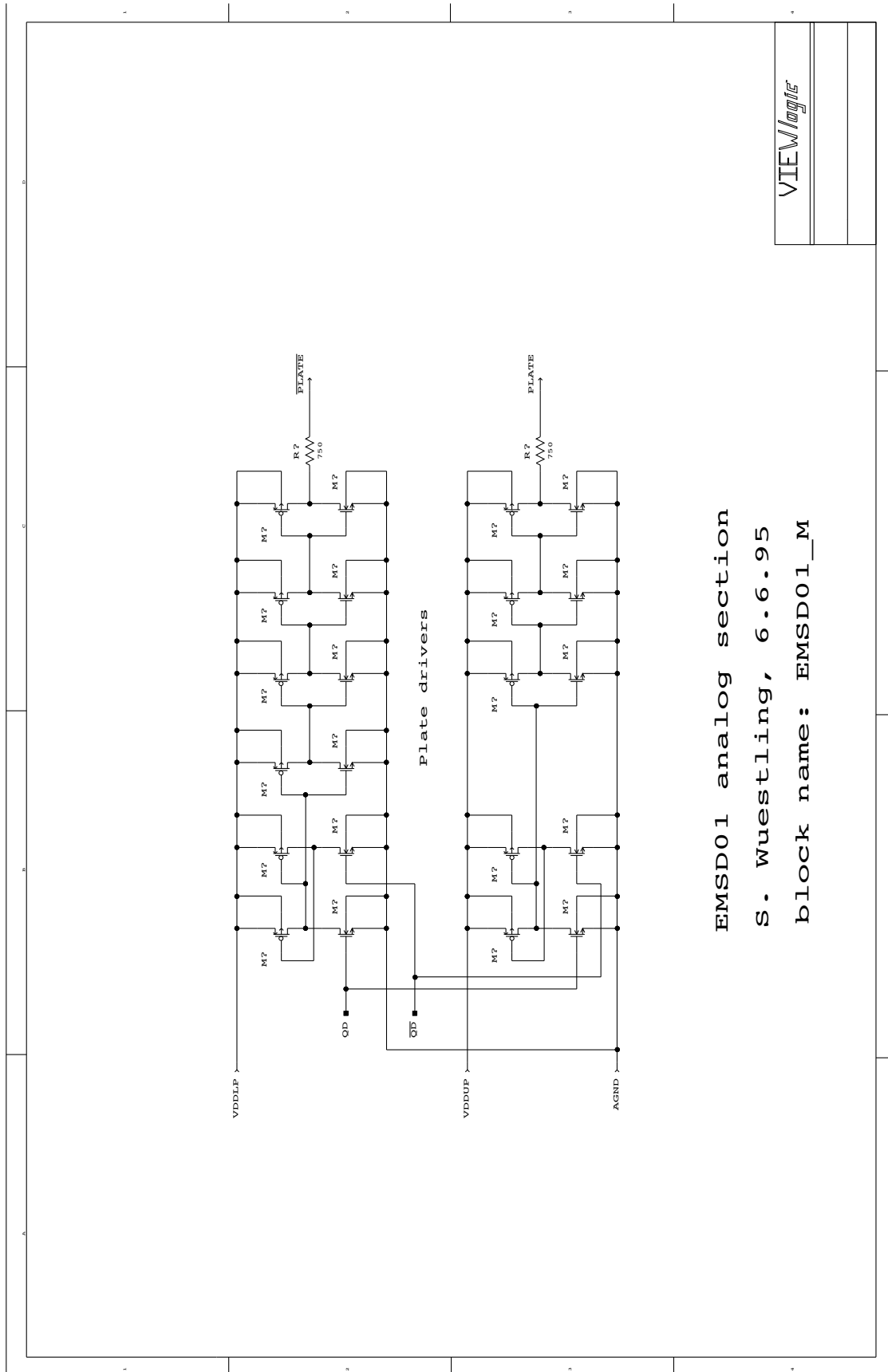
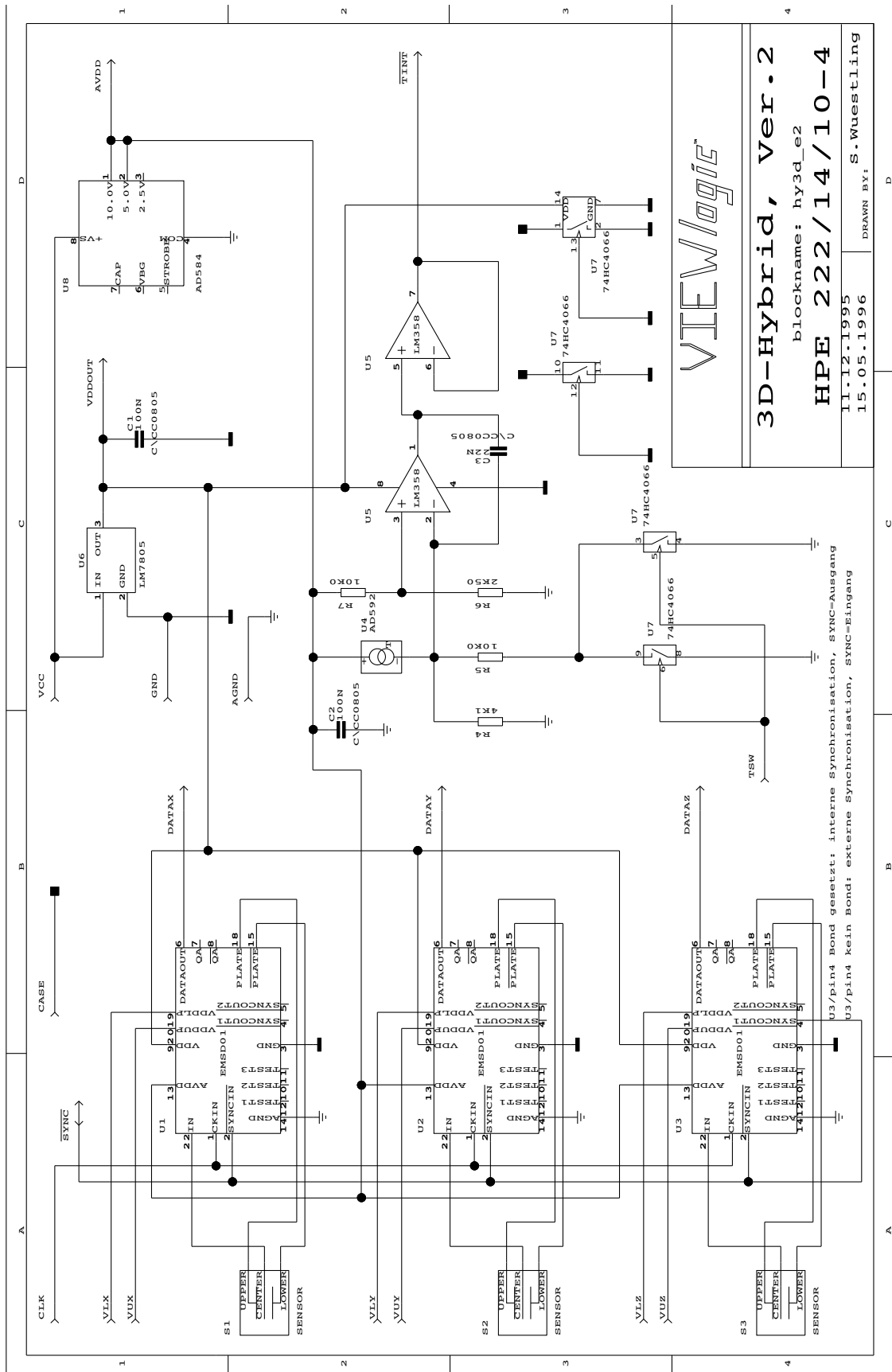


Abbildung A.5-5: Schaltbild der Sensor-Treiberstufen des EMSD01

A.5.3 Schaltbild HY3D_E2



VIEWlogic™

3D-Hybrid, Ver. 2
 blockname: hy3d_e2
HPE 222/14/10-4
 11.12.1995
 15.05.1996
 DRAWN BY: S.Wuestling

Abbildung A.5-6: Schaltbild des Sensor-Hybridbausteines

A.5.4 Schaltbild SPCB_E4

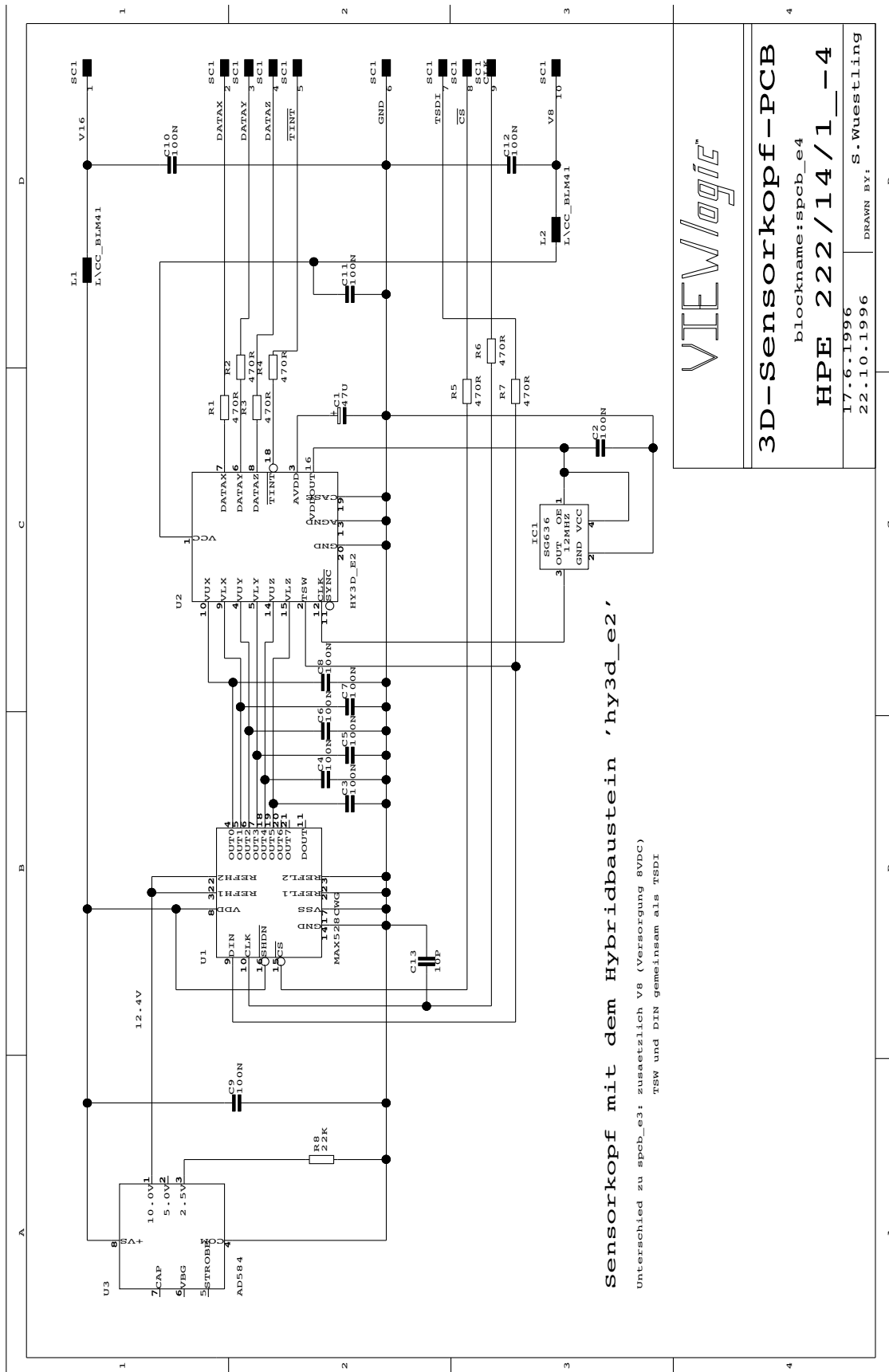


Abbildung A.5-7: Schaltbild des Sensorkopfes mit digitaler Schnittstelle

A.5.5 Schaltbild DFIMOD1

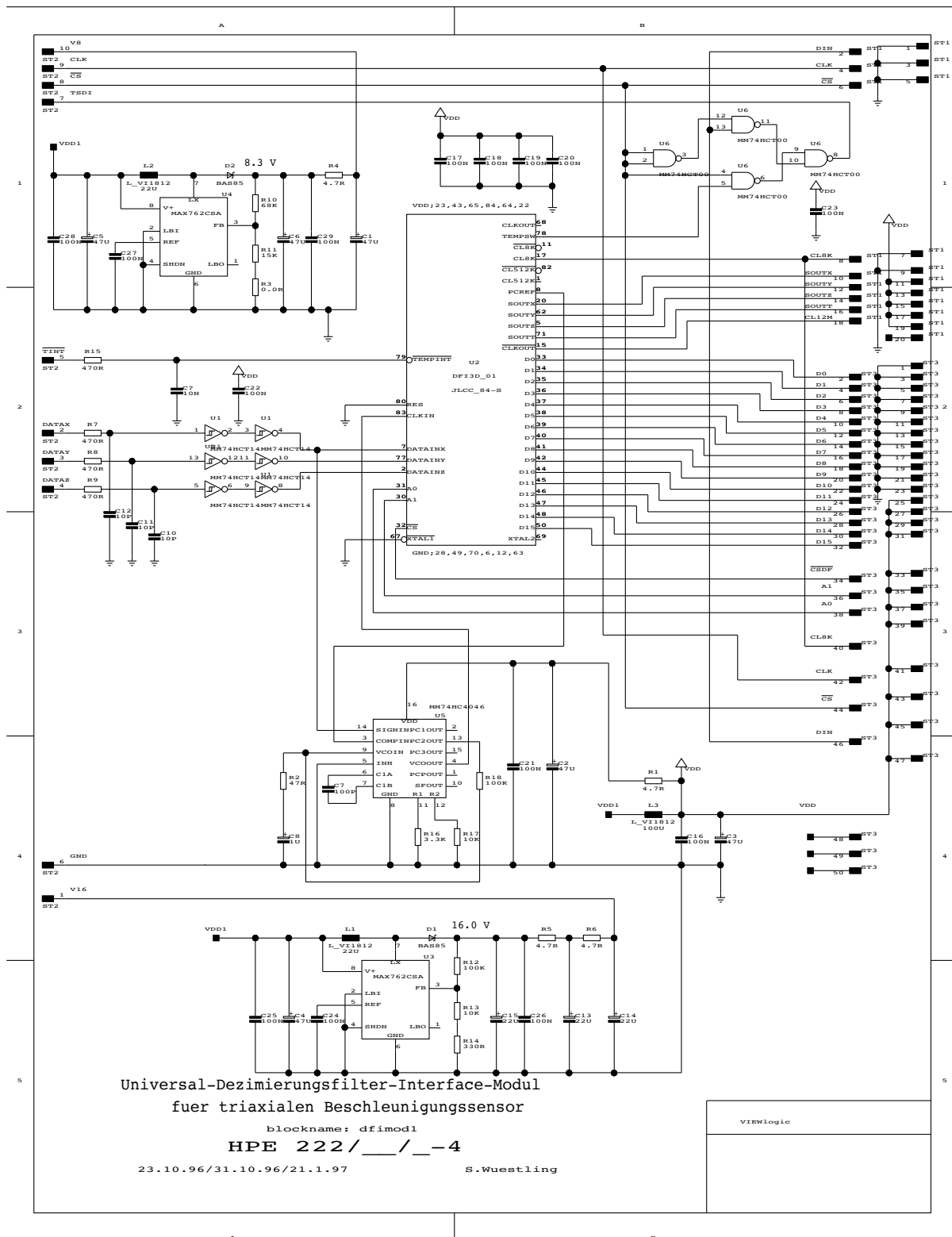


Abbildung A.5-8: Schaltbild eines universellen Dezimirungsfilter-/Interface-Moduls

A.6 Sensorkopf-ASIC HPE604

A.6.1 Übersicht VHDL-Quellcodes

Hierarchie-ebene	Entity-Name	Quelltext-Dateiname	Funktion
1	HPE3	HPE3_6.VHD	Digitalteil des HPE604
2	CI3	CI3B.VHD	Konfigurations-Interface

A.6.2 VHDL-Simulation

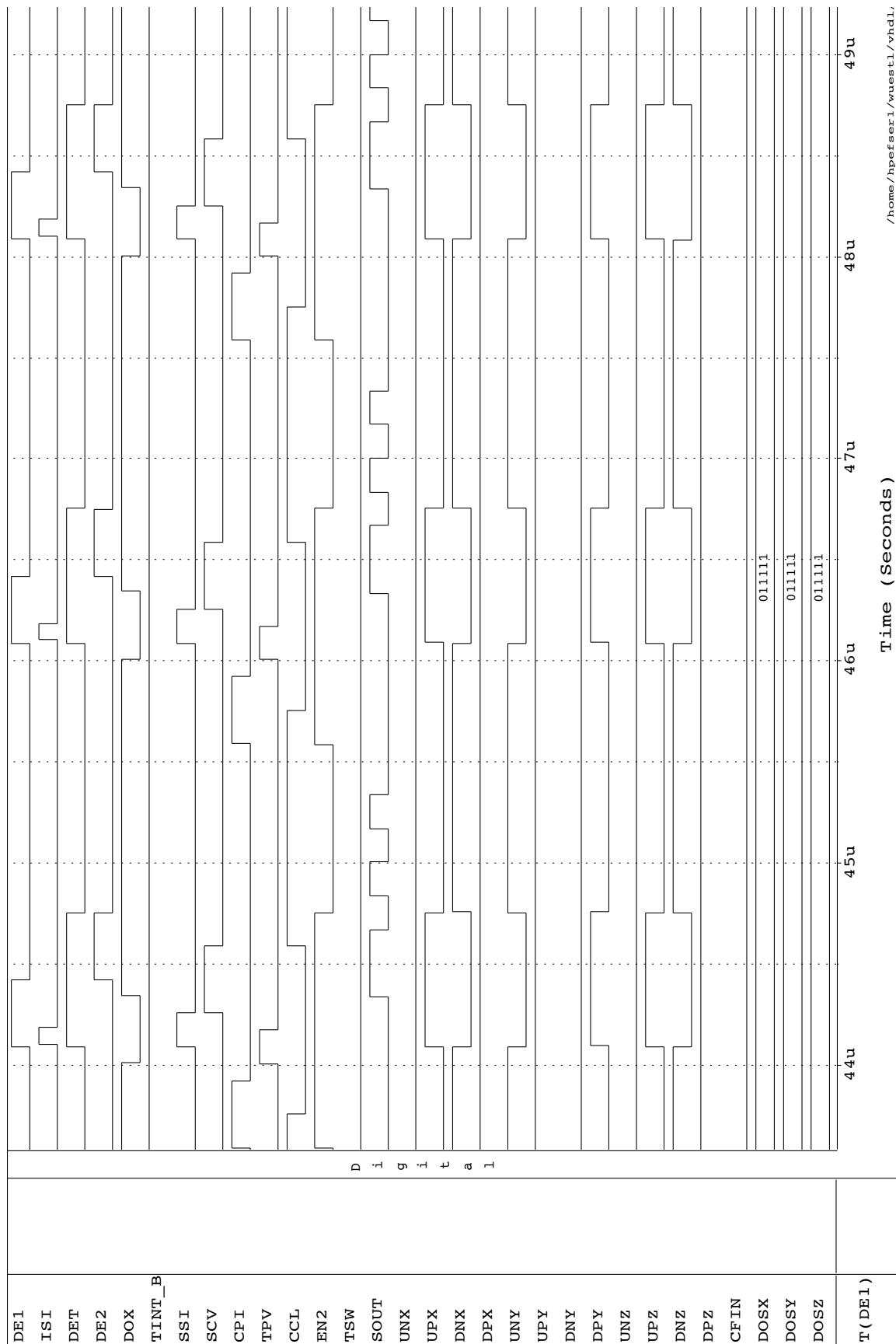


Abbildung A.6-1: Simulation des VHDL-Codes für das Steuerwerk des HPE604

A.7 Übersicht VHDL-Quelltexte zum HPE605

Hierarchieebene	Entity-Name	Quelltext-Dateiname	Funktion
1	TP_DF1	TP_DF1A.VHD	Top-level des Designs
2	SIN_DEC	SIN_DEC3.VHD	Eingangs-Demultiplexer
2	CTRL_A	CTRL_A8.VHD	Steuerwerk
2	NK_GEN	NK_GEN.VHD	N- und k-Erzeugung
2	COEF_GEN	COEF_GEN.VHD	Koeffizientenerzeugung
2	TMP_BLK	TMP_BLK1.VHD	Temperatur-Auswertung
2	FILTBLK1	FILTBLK1.VHD	Dezimirungsfilter-Block
2	DF_OIF2	DF_OIF2.VHD	Mikroprozessor-Interface
2	OMUX1	OMUX1.VHD	Ausgangsmultiplexer f. Parallelinterface
2	HD_CF16	HD_CF16A.VHD	Sensorkopf-Konfigurationsblock
3	ADDERCC	ADDERCC.VHD	Serieller Addierer
3	MULTBY2	MULTBY2.VHD	x2-Block
3	REG24SER	REG24SER.VHD	24-Bit-Schieberegister
3	CHSIGN	CHSIGN.VHD	Vorzeichenwechsel
3	REG24ENA	REG24ENA.VHD	24-Bit-Schieberegister mit Enable

B Nützliche Informationen

B.1 Verwendete Abkürzungen

ASIC	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung (Application specific integrated circuit)
CDS	Korrelierte Doppelabtastung (Correlated double sampling)
D (als Index an einer Zahl)	dezimal
DSP	Digitaler Signalprozessor
EDA	elektronische Designautomation
FPGA	Field-programmable gate array
FSM	Finite state machine
FZK	Forschungszentrum Karlsruhe
H (als Bit-Wert)	High-Pegel
H (als Index an einer Zahl)	hexadezimal
HPE	Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik des FZK
IC	Integrierte Schaltung (Integrated circuit)
IMT	Institut für Mikrostrukturtechnik des FZK
L (als Bit-Wert)	Low-Pegel
MKB	Mikromechanisches kapazitives Beschleunigungssensor-Element
MPW	Multi-project wafer
PC	Personal computer
PD-Glied	Übertragungsglied mit proportionalem und differenzierendem Anteil
PID-Glied	Übertragungsglied mit proportionalem, integrierendem und differenzierendem Anteil
PWM	Pulsweitenmodulation (pulse width modulation)

REM	Raster-Elektronenmikroskop
rms (als Index)	Effektivwert (Root mean square)
RTL	Register transfer level
SC-	Switched-capacitor-
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (Signal-to-noise ratio)
SSI	Synchrone serielle Schnittstelle (Synchronous serial interface)
VHDL	VHSIC (Very High Speed Integrated Circuit) Hardware Description Language, eine Hardware-Beschreibungssprache
VZ ₂ -Glied	Verzögerungsglied 2. Ordnung

B.2 Wichtige Formelzeichen

<u>Formelzeichen</u>	<u>Einheit</u>	<u>Größe</u>
$\tau=1/f_S$	s	Abtastperiodendauer
A	m ²	Fläche des Plattenkondensators
a	m/s ²	Beschleunigung
b	Ns/m	Dämpferkonstante
c	N/m	Federkonstante
d	1	Dämpfung des VZ ₂ -Gliedes
d	m	Kondensator-Spaltweite
f _S	Hz	Abtastfrequenz
m	kg	Masse der Probemasse
x	m	Auslenkung der Probemasse aus der Mittel-(Ruhe-)lage

B.3 Wichtige Konstanten

Absolute Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$
Längenausdehnungskoeffizient von monokristallinem Si	$\alpha_{\text{Si}} = 2,1...2,3 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
Längenausdehnungskoeffizient von galvanisiertem Ni	$\alpha_{\text{Ni}} = 13,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
Längenausdehnungskoeffizient von 99,5%-Aluminiumoxidkeramik	$\alpha_{\text{Al}_2\text{O}_3} = 8,1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
Boltzmannkonstante	$k = 1,380662 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

B.4 Wichtige Formeln

Kreisfrequenz der ungedämpften Eigenschwingung des Feder-Masse-Dämpfer-Systems

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m}}$$

Resonanzfrequenz des Feder-Masse-Dämpfer-Systems

$$\omega_r^2 = \omega_0^2 - \frac{b^2}{2m^2}$$

Güte des Feder-Masse-Dämpfer-Systems

$$Q = \frac{m\omega_0}{b} = \frac{\sqrt{m \cdot c}}{b}$$

Dämpfung des Feder-Masse-Dämpfer-Systems:

$$d = \frac{b}{2\sqrt{m \cdot c}} = \frac{1}{2Q}$$

Resonanzüberhöhung des Feder-Masse-Dämpfer-Systems ($d < 1/\sqrt{2}$)

$$\frac{1}{2d\sqrt{1-d^2}} \xrightarrow{d \ll 1} \frac{1}{2d} = Q$$

Beschleunigungs-Auslenkungs-Übertragungsfunktion
des Feder-Masse-Dämpfer-Systems

$$G(j\omega) = -\frac{1}{\frac{c}{m} + \frac{b}{m}j\omega - \omega^2}$$

$$G(s) = -\frac{1}{\frac{c}{m} + \frac{b}{m}s + s^2}$$

Elektrostatische Kraft in einem Plattenkondensator

$$F_{el} = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon A}{d^2} U^2, \quad \varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$$

$$\varepsilon_0 = 8,85419 \cdot 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$$

Kapazität eines Plattenkondensators

$$C = \frac{\varepsilon A}{d}$$

B.5 Bezugsquellen Sensorelemente

CSEM Centre Suisse d'Electronique et de Microtechnique SA
Rue de la Maladière 71
Case postale 41
CH-2007 Neuchâtel (Switzerland)
Phone +41 38 205 111 * Fax +41 38 205 617

VDO-Kienzle GmbH
Abt. 023.1 Sensorsysteme/Mikromechanik-Entwicklung
Heinrich-Hertz-Straße 45
D-78052 Villingen-Schwenningen
Tel. (07721) 67-2871 * Fax (07721) 67-3271

VTI Vaisala Technologies
c/o Hamlin Electronics GmbH
Friedberger Str. 124
61118 Bad Vilbel
Tel. (06101) 70 29 * Fax (06101) 24 23