

Modellierung und Realisierung eines digitalen
Trägerfrequenzmesssystems zur Messung von kapazitiven Sensoren im
Umfeld einer Ultrapräzisionsdrehmaschine

Vom Fachbereich Maschinenbau und Verfahrenstechnik
der Universität Kaiserslautern
zur Verleihung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.- Ing. Jonas Bluth aus Rutesheim

Tag der Einreichung: 13.03.2006

Tag der mündlichen Prüfung: 19.06.2006

Dekan: Prof. Dr.-Ing. J. Aurich

Promotionskommission:

Vorsitzender: Prof.-Dr.-Ing. R. Renz

Berichterstatter: Prof.-Dr.-Ing. R. Haberland

Prof.-Dr.-Ing. R. Tielert

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter bei Prof. Dr.-Ing. R. Haberland am Lehrstuhl für Feinwerktechnik der Universität Kaiserslautern.

Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Haberland sage ich meinen Dank für seine Betreuung und Förderung dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Tielert danke ich für die freundliche Übernahme des Koreferates.

Weiterhin danke ich Prof. Dr.-Ing. R. Renz für die Übernahme des Vorsitzes der Promotionskommission.

Herrn Manfred Bobertag sage ich meinen Dank für die Bereitstellung der Ultrapräzisionsdrehmaschine Maschine, ebenso Herrn Waldemar Schnabel für die Herstellung diverser mechanischer Teile.

R.U. Emrich und allen Mitarbeitern und Studenten gilt mein besonderer Dank für die Anregungen und Unterstützung.

Rutesheim, im Juni 2006

Jonas Bluth

Inhaltsverzeichnis

1	EINLEITUNG	1
2	STAND DER TECHNIK	3
2.1	Kapazitive Sensoren, konventionell.....	4
2.2	Kapazitive Sensoren, integriert oder hybrid	6
2.3	Moderne Anwendungsgebiete kapazitiver Messtechnik.....	8
3	THEORIE DER KAPAZITIVEN ABSTANDSMESSUNG	10
3.1	Fehler realer kapazitiver Sensoren.....	12
4	VERFAHREN ZUR MESSUNG VON KAPAZITÄTEN	21
4.1	Oszillatoren.....	21
4.1.1	Der LC Oszillator	22
4.1.2	Der RC-Oszillator	24
4.1.3	Kippschwingung, Relaxationsoszillator	25
4.2	Messung mit pseudozufälligen Signalen.....	26
4.2.1	Erzeugung von Pseudoräuschsignalen	27
4.3	TF-Messverfahren.....	29
4.3.1	Digitale Abtastung des modulierten Signals	36
5	KONZEPT FÜR EIN MESSSYSTEM	39
5.1	Modellbildung der C-Messelektronik.....	44
5.2	Übertragungsverhalten RC Netzwerk.....	46
5.3	Empfindlichkeitsbetrachtungen.....	51
5.4	Rauschverhalten	57
5.4.1	Verbesserung des Rauschverhaltens durch Filterung.....	59
5.5	Modulation der Trägerfrequenz	61
5.5.1	Modulation, Simulation mit pSpice.....	68
5.6	Dynamik des RC Netzwerkes	69
5.7	Betrachtungen zum Einfluss der Temperatur	71
5.7.1	Berechnung der Eigenerwärmung der Messbrücke	72
5.7.2	Temperaturmodell der Messbrücke	73
5.8	Auswertung der Messbrücke.....	76
5.8.1	Berechnung der Rauschspannung	78
5.8.2	Unterdrückung von Störgrößen (Der „Guard“ Verstärker)	81
5.8.3	Aufbau des „Guard“ Verstärkers.....	83

6	REALISIERUNG DES PROTOTYP	89
6.1	C-Messelektronik	90
6.2	AD-Wandler Elektronik	94
6.3	PCI Bus, Kolter Card	98
6.4	Digitaler Signalgenerator	99
6.5	Software zur Messwerterfassung.....	100
7	VERSUCHSEINRICHTUNG	101
7.1	Messaufbau	103
7.2	Messung mit FWT Sensor	108
7.3	Messung mit E+H Sensor	114
8	AUSBLICK	116
9	ZUSAMMENFASSUNG	118
10	LITERATURVERZEICHNIS	121

Nomenklatur

f :	Frequenz
f_{gA} :	open loop Frequenz Operationsverstärker
ω :	Kreisfrequenz
ω_0 :	Kreisfrequenz, Sinusgenerator, Trägerfrequenz
ω_{Mess} :	Kreisfrequenz, Messsignal
A :	Kondensator, Messfläche
ϵ_0 :	Dielektrizitätskonstante
ϵ_r :	relative Dielektrizitätskonstante
d_0 :	Grundabstand Kondensator Messelektroden
d_1 :	zusätzliche Änderung Grundabstand Messelektroden
A_d :	Differenzverstärkung Operationsverstärker
A_{d_k} :	komplexe Differenzverstärkung Operationsverstärker
U :	elektrische Spannung, allgemein
C :	Kapazität, allgemein
Q :	elektrische Ladung
\vec{D} :	vektorielle Verschiebungsstromdichte
\vec{E} :	vektorielle elektrische Feldstärke
ρ :	elektrische Ladungsdichte
\vec{s} :	vektorielle Weglänge
V :	Volumen
L :	Induktivität, allgemein
\underline{k} :	komplexer Rückkoppelungsfaktor
\underline{U}_a :	komplexe Ausgangsspannung
\underline{U}_e :	komplexe Eingangsspannung
b :	Bandbreite
Q :	Güte, elektrischer Filter
$x(t)$:	zeitliches Eingangssignal, allgemein
$y(t)$:	zeitliches Ausgangssignal, allgemein
$g(t)$:	Gewichtsfunktion
$\Phi_{xx}(\tau)$:	Autokorrelationsfunktion
$\sigma(t)$:	Einheitssprungfunktion
ω_T :	Trägerfrequenz
ω_g :	Grenzfrequenz, allgemein
P_e :	Quantisierungsrauschleistung
$e(t)$:	Quantisierungsfehler
Δs :	Schrittweite, AD-Wandler

Abstract

This dissertation addresses the modeling and realization of a distance measurement system for capacitive displacement sensors at simultaneously high resolution and high dynamics. For the verification of the theoretical models and for inspection of the correct function of the prototype, the prototype was installed on an Ultrahigh precision turning machine of the department for microengineering in order to measure data in a realistic and practice measurement environment.

Capacitive sensors are capable to remodel the most diverse physical sizes e.g. distance, acceleration or humidity into an electrically measurable size. Only the capacitive distance measurement will be of interest within the scope of this work.

Basically, capacitive sensors can be divided into two categories. On the one hand, the sensors constructed with micromechanic technologie that are used especially in the high volume market like consumer electronics or the automotive sector, on the other hand, the sensors for the process technology or precision measurement technology. These sensors are typically produced with conventional methods like turning or milling machines. The sensors for the high volume market are usually carried out monolithically integrated sensors since a favorable unit price can only be achieved with a high integration. The requirements in the precision measurement technology are very different to those of the high volume market, since here costs are being considered less important, rather than the exact adaptation of the measurement system to the outstanding measurement task.

In the literature [1, 3], different approaches and solutions can be found for capacitive distance probes and part solutions for measurement systems. However, no approach can be found for the integrated view of a complete measurement system in a measurement environment for a capacitive displacement measurement. Therefore, it was the goal of this work to develop an integrated model for a capacitive system, with which a distance measurement with high dynamics ($f_g=100\text{kHz}$) can be performed in the range of micrometers. Simultaneously, it shall be possible to process, visualize and store the measured data. For this, a complete capacitive distance measurement system has been modeled and realized as a prototype afterwards. The single modules were subject of a detailed theoretical examination and optimization of its specific parameters. In parallel, possible error sources and influential factors were analyzed and evaluated.

As a basic principle for the analysis of a capacitive sensor, the carrier frequency measurement procedure was selected. The TF-procedure had to be modified significantly. The basic procedures for a demodulation like the synchronic demodulation or the envelope demodulation are unsuitable since they shift analogous modulated signal into the baseband first and make the output signal for further processing available afterwards.

This interim step is especially susceptible for most deceased types of interferences. In order to avoid this, the demodulation results directly through the scanning of the modulated signal using a very fast AD-converter. Herewith, the modulated signal becomes directly convoluted into the baseband.

Since the modulated signal is a bandpass signal, the sampling rate of the AD-converter can be adapted to the bandwidth of the modulated signal a so called undersampling takes place. Disadvantageous is hereby that the highfrequency parts of the thermal noise become back convoluted through the undersampling into the baseband and deteriorate the signal-noise ratio. The usage of a lownoise sensor electronic and the optimization of the measurement bridges parameters compensated this disadvantage.

The modulation of the carrier oscillation results from the variation of the capacity of the capacitive sensor. Based on the low capacity of these sensors, different calculations and models were generated for an optimal analysis of these sensors. Using these models, the optimal working point was able to be calculated for the sensor. In this working point, the maximal sensitivity of the sensor is achieved. The calculated values have been transferred to the prototype.

Capacitive sensors have only a size of a few Picofarad, therefore, a detailed analysis of the influence of parasitical effects has been performed. During the investigation of these parasitical effects, it was shown that the influence of a parasitical capacity which was exemplarily assumed, is relatively low on the sensitivity and can therefore be neglected. In contrast to that, the negative influence of the temperature behavior of this parasitical capacity can not be neglected. It clearly negatively influences the sensor capacity and must be avoided by countermeasures. As countermeasures, the guard shielding has been implemented in order to suppress parasitical capacities along with a low capacity setup of the circuit.

The active shielding of the sensitive signal leading wires on the printed circuit board, as well as the sensors and the connecting cable provide an effective protection against the negative influence of parasitical capacities. The influence of this active shielding with respect to noise and amplification errors on the Performance of the measurement system was valued. The amplification error and the noise voltage were evaluated and quantified with models.

Besides these main disturbances, the influence of the temperature has been investigated. By the power-loss of passive and active components, variably warm areas are being generated on the board. The consequential deviations of the component parameters from their's nominal values was minimized by suitable dimensioning of component values and component shapes.

The prototype is controlled by an off the shelf personal-computer. In this PC, an optimized PCI-BUS plug-in card is used, which establishes the interface between the PCI bus of the PC and the converter circuitry of the prototype. Through this interface, it is possible to store the big amount of data during a measurement session on a PC harddisk. The PC is operated with software developed specially for this use. This software takes over the control on operating system level and blocks unintentional interrupts caused by different tasks running on a PC. Simultaneously, the software shows the measured data in a suitable manner on a screen.

The setup of the complete measurement system and the concluding investigations were performed on an ultra precision turning machine. Here, it was shown that besides the deterministic disturbances a multitude of further unpredictable interferences can have a negative influence on the overall performance of the system. These disturbances, e.g. power interferences, were clearly improved by different measures of shielding.

Potential for improvement was identified in the interaction of the single components of the measurement system as well as in the construction of the machine. For instance, the noise reduction can be improved by suitable filtering on electronic side, as well as the solution and accuracy can be increased by an optimization of the carrier frequency generator. In spite of that, the performed measurements and investigations confirmed the theoretical characteristics of the measurement system.

1 Einleitung

Die elektrische Ladung auf der Fingerkuppe einer menschlichen Hand kann leicht die gleiche Größe annehmen wie die Ladung eines kapazitiven Abstandssensors. Dies verdeutlicht wie leicht ein kapazitiver Sensor durch Fremdeinfluss gestört werden kann. Daher ist für die technische Realisierung eines kapazitiven Meßsystems zur Abstandsmessung, trotz des einfachen kapazitiven Grundprinzips, ein hohes Maß an technischem Aufwand erforderlich um die unerwünschten Störungen erfolgreich zu unterdrücken.

Kapazitive Sensoren zur Abstandsmessung [1, 3, 5, 13, 33] können sehr kleine Abstände sehr genau messen, die typische Kapazität eines Messkondensators zur Abstandsmessung beträgt dabei nur wenige Pikofarad. Bei integrierten Sensoren [7] liegt sie sogar noch weit darunter. In Zukunft werden die Messflächen der Sensoren noch weiter schrumpfen. Zusätzlich werden immer geringere Messzeiten gefordert, bei gleichzeitig sinkenden Systemkosten.

Motiviert durch die tägliche Arbeit am Lehrstuhl für Feinwerktechnik im Bereich der Luftlagertechnik und Präzisionsbearbeitung kam immer wieder die Forderung nach einem schnellen und genauen Abstandsmeßsystem auf. So lassen sich doch gerade mit einem kapazitiven Abstandsmeßsystemen die Eigenschaften z.B. eines Luftlagers [4] hinsichtlich Steifigkeit und Rundschlags besonders gut vermessen. So kann prinzipiell der Rotor mit dem Gehäuse einen Abstandssensor bilden. Aber nicht nur bei der Untersuchung fertiger Maschinenelemente kann der Einsatz von Interesse sein, sondern auch direkt während der Herstellung eines präzisen Maschinenelements oder bei Erforschung einer Bearbeitungsmaschine selbst.

Hier kann ein schnelles Abstandsmesssystem, an der richtigen Stelle eingesetzt, weiterführende Aussagen über Funktion und das Systemverhalten der Maschine, bzw. eines Prozessschrittes machen. So bietet doch gerade die kapazitive Abstandsmessung die Möglichkeit berührungslos und kräftefrei zu messen und somit auch ohne Schädigung von Maschine und Werkstück.

In der Literatur [1, 3] sind verschiedenen Ansätze und unterschiedliche Lösungen für kapazitive Abstandssonden und Teillösungen für Messsysteme zu finden. Es lässt sich allerdings kein Ansatz für die ganzheitliche Betrachtung eines kompletten Messsystems in einer Messumgebung für eine kapazitive Abstandsmessung finden, obwohl doch gerade erst das perfekte Zusammenspiel einzelner Schaltungsteile eine optimale Performance eines gesamten Messsystems ermöglicht. Zudem sind die bisher entwickelten Verfahren zur Auswertung und Weiterverarbeitung eines kapazitiven Sensors teilweise in Zeiten entstanden in denen keine leistungsfähige Datenverarbeitung zur Verfügung stand, oder aber sie wurden nur unter Einzelgesichtspunkten wie z.B. hohe Auflösung entwickelt.

Daher ist es das Ziel dieser Arbeit ein Messsystem zu entwickeln mit welchem eine Abstandsmessung mit hoher Dynamik ($f_g=100\text{kHz}$) im Mikrometerbereich durchgeführt werden kann. Gleichzeitig sollen die gewonnen Daten verarbeitet, visualisiert und gespeichert werden können.

So wird in der vorliegenden Arbeit zunächst ein Ansatz für ein komplettes kapazitives Abstandsmesssystem entwickelt und vorgestellt. Anschließend werden die einzelnen Komponenten, beginnend bei der Sensorelektronik bis hin zur Auswertesoftware einer eingehenden theoretische Betrachtung und Optimierung ihrer spezifischer Parameter unterzogen. Ebenso werden mögliche Fehlerquellen und Einflussfaktoren analysiert und bewertet.

Im Anschluss an die theoretischen Untersuchungen wurde ein Prototyp realisiert und auf einer Ultrapräzisionsdrehmaschine des Lehrstuhls für Feinwerktechnik [2] installiert. Diese Maschine bildet die Basis für die praktischen Untersuchungen und Messungen. Denn nur mit einer realistischen Konfiguration von Messelektronik und Messumfeld kann die Problematik untersucht werden, die bei dieser Kombination entsteht. Denn die Einflüsse der Maschine auf die Sensorelektronik sind hierbei nicht zu unterschätzen und daher darf dieser Aspekt bei einer Gesamtsystembetrachtung nicht fehlen.

2 Stand der Technik

Kapazitive Sensoren werden schon seit über 100 Jahren zur Messung von verschiedenen physikalischen Größen eingesetzt (1867, Lord Kelvin). Seit der genauen Definition der Kapazität durch Maxwell (1873) als Teil seiner Feldtheorie und durch die Fortschritte in der Halbleiter und Computertechnik, sowie in der Materialforschung in den letzten Jahren, gewinnt der kapazitive Sensor zunehmend an Bedeutung. Kapazitive Sensoren werden in der Prozessmesstechnik, bei der Waferherstellung und in der Qualitätsüberwachung eingesetzt. Kapazitive Sensoren können zur Drehzahlüberwachung an Turboladern oder Turbinen verwendet werden, ebenso wie für die Messung der Beschleunigung an Fahrzeug- oder Maschinenteilen, Fertigungsrobotern oder in Navigationssteuerungen für Satelliten [66]. Sie sind dabei auch für den Einsatz unter besonderen Umweltbedingungen, wie extreme Temperaturen oder hohe magnetische Feldstärken geeignet. Durch den steigenden Kostendruck z.B. bei der Halbleiterherstellung ist eine hohe Ausbeute der Chips aus einem Wafer bei der Herstellung ebenso notwendig, wie ein hoher Durchsatz in der Halbleiterfertigung. Zur Überwachung der Prozessparameter und der damit möglichen Auswertung nach modernen Qualitätsmethoden, wie z.B. Six-Sigma¹, werden vermehrt kapazitive Sensoren in der Fertigung eingesetzt. Das Spektrum der Anwendungen reicht dabei von einfachen Nahrungsschaltern und Abstandssensoren für die Prozessmesstechnik über Füllstandssensoren bis hinzu monolithisch aufgebauten Beschleunigungssensoren [16, 24, 68, 69].

Ein kapazitiver Sensor kann zunächst auf das recht einfache Grundmodell des Plattenkondensators zurückgeführt werden, so wie in Bild 2.1 vereinfacht dargestellt.

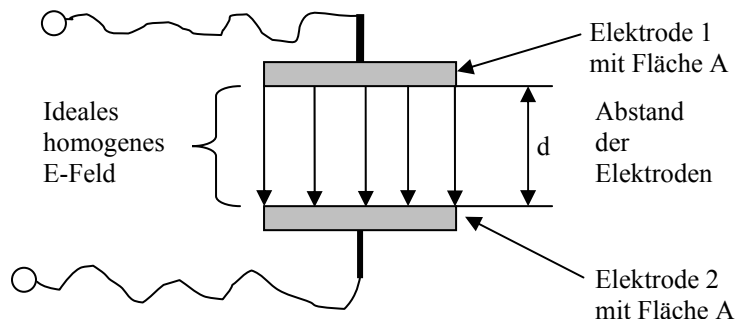


Bild 2.1: Schematische Darstellung des idealen Plattenkondensators

Dieses Grundprinzip liegt prinzipiell allen kapazitiven Sensoren zugrunde. Die zur Realisierung verwendete Technologie kann dabei aber sehr unterschiedlich ausfallen und wird durch verschiedene Faktoren getrieben, wie Art der Messaufgabe, Zielkosten, Auflösung oder Temperaturbereich, um nur einige Faktoren zu nennen. Besonders im Massenmarkt bei hohen Stückzahlen spielt natürlich der Kostenfaktor eine große Rolle. Je nach Messaufgabe unterscheiden sich die eingesetzte Technologie sowie auch die konstruktive Realisierung deutlich. Zu unterschiedlich sind die zu lösenden Messaufgaben und die Einsatzmöglichkeiten für kapazitive Sensoren, als dass eine Standardlösung existieren könnte.

¹ Von Motorola erfundener Ansatz zur Steigerung der Produktqualität durch Vermeidung von Fehlern im Vorfeld einer Produktentwicklung. Eine hohe Produktqualität führt letztendlich zu einer Verringerung der Beanstandungskosten und zu einer besseren Marktposition eines Unternehmens. Das Ziel ist eine 99,9997% prozentige Fehlerfreiheit zu erreichen, dies entspricht einer Fehlerrate von ca. 3ppm.

Technologisch gesehen, d.h. die Art und Weise wie ein Sensor gefertigt wird, kann man die Ausführung von kapazitiven Sensoren in zwei Kategorien einteilen. Die eine Kategorie von Sensoren ist an den klassischen Maschinenbau angelehnt und wird konventionell aus einzelnen Maschinenelementen, wie Dreh- oder Frästeilen [4, 5, 17] hergestellt. Diese Teile werden dann durch weitere Montageschritte und Fertigungsprozesse, wie z.B. Kleben oder Pressen, zusammengefügt. Die zweite Kategorie ist der integrierte Ansatz, hierbei werden ein oder mehreren Halbleiterchips in einem IC Gehäuse integriert und zu einem Sensor zusammengeführt. Dabei kann der eigentliche kapazitive Sensor sowohl direkt mit der Auswertelektronik auf einem Halbleiterchip integriert werden, wie auch separat aufgebaut werden, dann spricht man von einem hybriden Aufbau.

Einen kleinen Überblick über die wichtigsten Kenngrößen für die zwei unterschiedlichen Sensortypen wird in Tabelle 2.1 gezeigt. In der mittleren Spalte sind typische Werte für konventionelle kapazitive Sensoren dargestellt. Von diesen Werten weichen die Daten der integrierten Bausteine teilweise deutlich ab, besonders die Kapazität des Sensorelements liegt auf Grund der geringen Baugröße deutlich unter dem Wert für konventionelle Sensoren. Daher versucht man durch geeignete Halbleiterstrukturen diesen Wert auf praktikable Werte zu erhöhen. So eine Struktur ist in Bild 2.6 dargestellt. Mit Hilfe dieser Strukturen werden eine größere Anzahl von einzelnen kapazitiven Sensoren erzeugt die dann durch Parallelschaltung zu einer insgesamt größeren Kapazität verkoppelt werden. Diese Parallelschaltung kann dann durch die Auswerteschaltung besser ausgewertet werden.

	Typischer Wert	Ausnahme (integrierte Sensoren)
Kapazität	1..10pF	0,1pF
Messfläche	10..100mm ²	1mm ²
Messabstand	0,1mm	10..50nm
Messbereich	0..5kHz	100kHz

Tabelle 2.1: Typische Sensordaten

2.1 Kapazitive Sensoren, konventionell

Ein aktuelles Beispiel für den konventionellen Aufbau von einem kapazitiven Sensor zeigt die die am Lehrstuhl für Feinwerktechnik im Rahmen einer Messung zur Mikrodehnung [17] von Aluminium entstandene Konstruktion in Bild 2.2.



Bild 2.2: Kapazitiver Abstandssensor, konstruiert und gefertigt am Lehrstuhl für Feinwerktechnik

Diese Konstruktion ist ein typischer Vertreter für die Zylinderbauform, eine recht häufig anzutreffende Bauform für kapazitive Abstandssensoren. Dabei kann sowohl die Stirnfläche als auch die Zylinderhülle die Sensorelektrode bilden. Je nach Anwendung wird der Sensor aus unterschiedlichen elektrisch leitenden Materialien wie z.B. Aluminium oder Edelstahl etc. gefertigt. Die zylindrische Bauform des Sensors bietet hinsichtlich Funktionalität und Herstellung einige wichtige Vorteile. Durch den rotations-symmetrischen Aufbau ist eine sehr präzise und dennoch relativ einfache und somit kostengünstige Herstellung des Sensors und seines Gehäuses möglich.

Zudem sind die elektrischen Eigenschaften im Vergleich zu anderen Bauformen recht günstig, da das weitgehende Fehlen von Ecken und Kanten ein relativ homogenes elektrisches Feld im Luftspalt zwischen den Elektroden ergibt. Dennoch existieren in der Realität immer Streufelder und eine Inhomogenität des elektrischen Feldes, die sich mit keiner Bauform komplett eliminieren lässt. Daher müssen diese Streufelder durch passive oder aktive Gegenmaßnahmen unterdrückt werden. So wird in der Literatur [66, 70, 71] auf verschiedene Verfahren zur Unterdrückung von unerwünschten parasitären Effekten hingewiesen. Da dies auch Thema im Rahmen dieser Arbeit ist wird dazu in Kapitel 0 noch näher darauf eingegangen.

Ein weiteres Beispiel für die Konstruktion einen kapazitiven Abstandssensor in Zylinderbauform zeigt Bild 2.3. Hierbei handelt es sich um einen Durchmesserensensor zur Vermessung von Bohrlochern in metallischen Werkstücken. Bei diesem Sensor wird die Zylinderhülle als Elektrode verwendet, besser ausgedrückt Segmente der Zylinderhülle. Als Träger für die Elektroden wurde hier ein Glaszylinder gewählt, auf welchen die Elektroden aufgesputtert wurden. Über den Umfang wurden 4-Elektroden verteilt. Somit ergeben sich 4 unabhängige einzelne Abstandssensoren. Die Wand der Bohrung bildet die Gegenelektrode. Dabei muss die Bohrung im elektrisch leitenden Material ausgeführt sein und sie muss auf Massepotential gelegt werden können.



Bild 2.3: Durchmesser Sensor der FWT

So wird in [67] ein ähnliches Messsystem zur Messung von Bohrdurchmessern beschrieben, dabei wird berichtet, dass unter einem bestimmten Verhältnis von Bohrloch zu Sensordurchmesser eine exzentrische Ausrichtung des Sensors im Bohrloch vernachlässigt werden kann. Ist dieses Verhältnis nicht mehr gegeben, so kann diese Exzentrizität zu einem Fehler im Messergebnis führen. Wird nun diese Bedingung verletzt, z.B. weil der Sensor einen größeren Messbereich abdecken soll, so muss eine korrekte Orientierung des Sensors in der Bohrung erfolgen.

Durch die Unterteilung der Messfläche über den Umfang ist es möglich den Sensor in der Bohrung zentrisch auszurichten indem man auf einen Maximalwert des Messwertes zunächst abgleicht und dann die Messung durchführt. Die Auswertung der kapazitiven Sensoren erfolgt mittels einer einfachen Elektronik die nach dem Prinzip des Relaxationsoszillators Kapitel 4.1.3 arbeitet. Aufgrund

des geringen Schaltungsumfanges dieses Prinzips konnte die notwendige Elektronik direkt im Sensorgehäuse untergebracht werden.

Meistens wird bei kapazitiven Sensoren jedoch die Stirnfläche als Elektrode verwendet [18, 19, 20]. Der Durchmesser der Stirnfläche beträgt dabei oft nur wenige Millimeter, typische Werte sind hier 6 und 10mm Durchmesser. Der Abstand der Elektroden liegt deutlich unter diesem Wert, er beläuft sich auf nur wenige zehntel Millimeter, vereinzelt gibt es Anwendungen bei denen der Abstand sogar weit darunter liegt. Dieser relativ geringe Durchmesser hat mehrere Gründe, obwohl sich aus der geringen Fläche der Elektroden und der daraus resultierenden Kapazität von nur wenigen Pikofarad zum Teil erhebliche technische Herausforderungen ergeben. Kommerzielle Sensoren werden dabei sehr oft so dimensioniert, dass ihre Nennkapazität im Grundabstand der Elektroden 10pF beträgt [23, 24]. Für eine möglichst geringe Baugröße der Elektroden bzw. des kapazitiven Sensors sprechen folgende Gründe:

- gute lokale Auflösung durch kleinen Messfleck
- geringes Gewicht
- beschränkter Platz am Einbauort

2.2 Kapazitive Sensoren, integriert oder hybrid

Neben der erwähnten konventionellen Herstellung gewinnt die integrierte Halbleiterlösung zunehmend an Bedeutung, d.h. man integriert den Sensor inklusive Auswertelektronik auf einem Halbleiterchip oder in einem IC-Gehäuse. So werden inzwischen nahezu alle Beschleunigungssensoren in integrierter Halbleiterbauweise [7, 59] hergestellt und verdrängen so die konventionellen Beschleunigungssensoren immer weiter in Richtung besondere Anwendungsbereiche. Es handelt sich hier um Anwendungsgebiete für die die integrierten Sensoren aufgrund ihrer Beschaffenheit oder technischen Spezifikationen wie z.B. Auflösung oder Temperaturbereich nicht geeignet sind. Hier kann die wissenschaftliche Messtechnik oder die Prozessmesstechnik genannt werden.

Integrierte Sensoren, sei es für Beschleunigung, Kraft oder auch Druck lassen sich durch monolithische Herstellungsverfahren in großer Stückzahl inzwischen sehr kostengünstig produzieren. Ohne die kostengünstigen Herstellungsverfahren wäre ein millionenfacher Einsatz wie z.B. in PKW Airbags oder Stabilitätssystemen wie ESP² [59] kaum vorstellbar. Selbst die Überwachung des Blutdrucks oder des Reifendrucks durch kleine leistungsfähige Sensoren ist heute möglich. Bild 2.4 zeigt einen monolithisch integrierten Beschleunigungssensor der Firma *Analog Devices*.

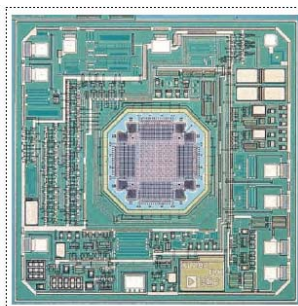


Bild 2.4: Monolithischer Beschleunigungssensor von *Analog Devices*

² ESP: Elektronisches Stabilitätsprogramm der Robert BOSCH GmbH. Beschleunigungssensoren nehmen Quer- und Längsbeschleunigungen des Fahrzeugs auf, die Elektronik errechnet daraus in kritischen Fahrzuständen einen geeigneten Eingriff in den Antriebsstrang um das Fahrzeug zu stabilisieren.

Neben den monolithisch integrierten Sensoren existieren auch hybride Varianten von kapazitiven Beschleunigungssensoren. Beim hybriden Aufbau wird der eigentliche Sensor von der Auswerteelektronik getrennt aufgebaut, aber im gleichen Gehäuse verbaut. Die Verdrahtung der beiden Schaltungsteile erfolgt dann über einen Bondprozess. Im Gegensatz zum monolithisch integrierten Sensor ist hier ein zusätzlicher Fertigungsschritt notwendig. Nachteilig ist auch, dass durch die zusätzlichen Bonddrähte parasitäre Kapazitäten entstehen, die die Eigenschaften des Systems insgesamt negativ beeinflussen können. Als Vorteil kann hier genannt werden, dass der zur Herstellung der Schaltungsteile jeweils optimale Fertigungsprozess verwendet werden kann. Daraus ergibt sich eine bessere Ausbeute bei der Waferfertigung und somit eine kostengünstigere Herstellung. Zusätzlich ist bei dieser Art der Sensoren ein relativ einfacher Austausch eines der Schaltungsteile möglich. Ist z.B. eine Anpassung des Messbereiches erforderlich oder es findet eine Verbesserung eines der Schaltungsteile statt, so muss nicht der gesamten Sensor neu entwickelt werden, sondern nur Teile davon. Oder es gibt mehrere Varianten eines Sensors, z.B. mit unterschiedlichen Messbereichen, bei denen nur der passive Sensor ausgetauscht werden muss, die Auswerteschaltung aber kann gleich bleiben.

Bild 2.5 zeigt einen typischen Vertreter dieser hybriden Sensoren, es handelt sich hierbei um einen Drehratensensor, wie er z.B. in Fahrstabilitätsprogrammen zu finden ist. Der Sensor liefert die notwendige Information über Drehwinkelbeschleunigung an die Fahrzeugelektronik, diese berechnet dann die entsprechenden Gegenmaßnahmen um ein Ausbrechen oder gar Schleudern eines Fahrzeuges im Grenzbereich zu unterbinden.

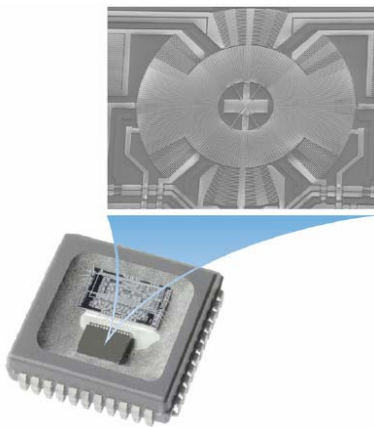


Bild 2.5: Hybrider Drehratensensor der *Robert BOSCH GmbH*

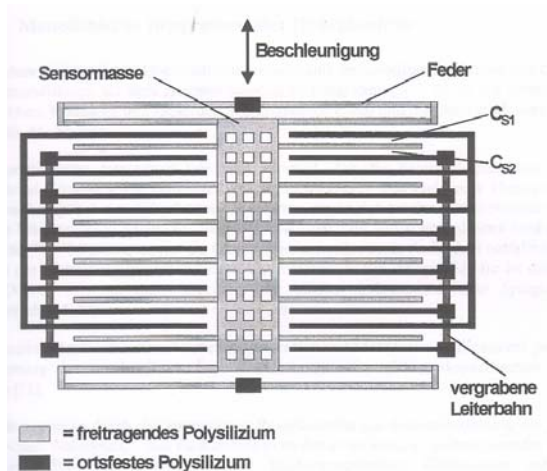


Bild 2.6: Fingerstruktur eines integrierten Beschleunigungssensors in Polysilizium

2.3 Moderne Anwendungsgebiete kapazitiver Messtechnik

Obwohl die integrierten Sensoren inzwischen weit verbreitet sind und an Stückzahl deutlich zu genommen haben und ihre Fertigung inzwischen Stand der Technik in vielen Bereichen ist, so gibt es doch etliche Messaufgaben die nicht mit integrierten Sensoren gelöst werden können. In [1, 4, 17] werden einige Messungen und Untersuchungen beschrieben die diesen Themenkomplex beleuchten. Bei diesen Untersuchungen ist es durch die Problemstellung zwingend notwendig eine Kondensatorelektrode auf Masse Potential legen zu können. Diese Rahmenbedingung ist immer dann gegeben, wenn ein Teil einer Bearbeitungs- oder Fertigungsmaschine oder ein Messaufbau selbst die Gegenelektrode bilden muss, denn in den allermeisten Fällen ist die gesamte Maschine durch Erdung auf Massepotential gelegt. Eine elektrische Isolierung der Elektrode ist somit konstruktiv oft gar nicht oder nur mit extremem Aufwand möglich und daher meistens nicht sinnvoll.

Für diese Anwendungen sind integrierte kapazitive Sensoren nicht geeignet, da sie aufgrund ihres Aufbaus keinen direkten Zugriff auf ihre Messelektroden erlauben. So beschränkt sich die Anwendung für integrierte Sensoren auf Messgrößen bei denen die Messelektroden komplett im Chipgehäuse gekapselt werden können und dadurch keine direkte Verbindung mit der Außenwelt existieren muss.

Der Themenkomplex der integrierten kapazitiven Sensoren wird aus diesem Grund im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter vertieft, es sei auf weiterführende Arbeiten verwiesen [7].

So ist ein typischer Anwendungsbereich für den Einsatz eines konventionellen kapazitiven Sensors die Radial- oder Axialschlagmessung an rotierenden Körpern, beispielhaft an einer rotierenden Bremsscheibe auf einem Prüfstands Aufbau gezeigt. Hierbei wird der Axialschlag einer rotierenden und glühenden Bremsscheibe vermessen. Die axiale Verformung der Bremsscheibe durch die auftretenden Kräfte und thermischen Verspannungen wird durch die Änderung des Abstandes d zwischen Sensor und Bremsscheibe detektiert. Besonders wichtig bei dieser Art des Aufbaus ist eine präzise Justage des Sensors zum Prüfling. Denn eine Schiefstellung der Elektroden kann zu einem unerwünschten Messfehler führen und somit ein unbrauchbares Messergebnis liefern. Der Zusammenhang zwischen Fehler und Schiefstellung wird in [14] dargestellt.

Dies wird umso kritischer je größer das Verhältnis von Durchmesser zu Abstand des Sensors ist. Da dieser Zusammenhang auch im Kontext dieser Arbeit eine wichtige Rolle spielt, wird hierauf noch mal in Kapitel 0 näher eingegangen.

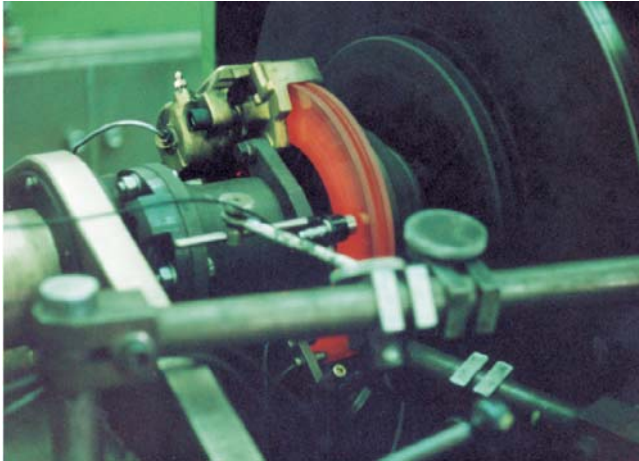
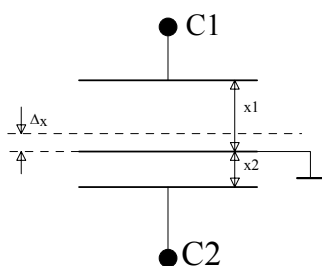


Bild 2.7: Axialschlagmessung mit einem kapazitiven Sensor an einer rotierenden und glühenden Bremsscheibe

Anhand dieser Anwendung lassen sich sehr gut die Anforderungen an ein kapazitives Messsystem definieren. Die Anforderungen an den Sensor bzw. das Messsystem sind dabei hohe Dynamik bei gleichzeitig guter Auflösung und hoher Temperaturbeständigkeit bzw. Unempfindlichkeit gegen Temperatureinflüsse. Vereinfacht gesagt schließen sich diese Forderungen prinzipiell gegenseitig aus, d.h. es wird sich kein Optimum für alle Parameter gleichzeitig finden lassen, dennoch oder gerade deswegen sind in den letzten Jahren eine Vielzahl von Untersuchungen [3, 5, 7, 25] zu dieser Thematik durchgeführt worden. Wo immer möglich versucht man eine Messung auf eine Differenzanordnung zu optimieren um Fehler oder Störeinflüsse durch Differenzbildung zu minimieren. Hierbei wird der Differenzkondensator prinzipiell so aufgebaut, dass man eine bewegliche Elektrode zwischen zwei festen Elektroden platziert. Verlagert sich die Elektrode durch Einwirkung einer physikalischen Messgröße in eine bestimmte Richtung, so vergrößert sich der Abstand des einen Kondensators während sich gleichzeitig der Abstand des anderen Kondensators um den gleichen Betrag verringert. Durch Differenzbildung kann nun auf die Messgröße geschlossen werden.



T_1 =Periodendauer Messkapazität C1

T_2 =Periodendauer Messkapazität C2

$$\frac{\Delta x}{x_0} = \frac{x_1 - x_2}{x_1 + x_2} = \frac{T_2 - T_1}{T_2 + T_1}$$

Bild 2.8: Schema eines kapazitiven Differenzsensors

3 Theorie der kapazitiven Abstandsmessung

Werden zwei elektrische Leiter, wie in Bild 3.1 dargestellt, durch ein Dielektrikum getrennt, entsteht ein elektrischer Kondensator.

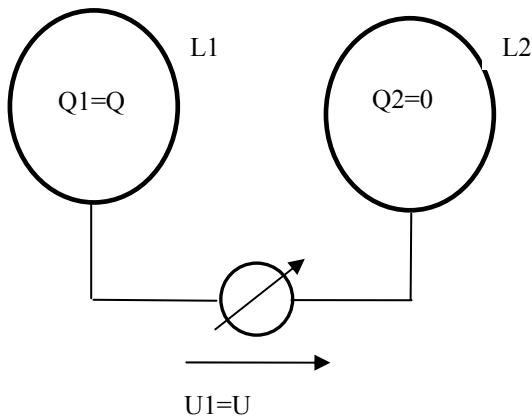


Bild 3.1: Schematischer Aufbau eines Kondensators

Trägt der Leiter L1 eine elektrische Ladung Q_1 , während der andere Leiter L2 ungeladen ist, so stellt sich zwischen den Leitern eine Spannung U_1 ein. Nach Maxwell gilt für die Ladung und die Spannung das Prinzip der linearen Superposition [9, 10].

Somit führt ein Erhöhen der Ladung auf das m -fache ($Q_1' = m \cdot Q_1$) zu einer m -fach größeren Spannung ($U_1' = m \cdot U_1$). Dieser in Gleichung $C = Q/U$ dargestellte, proportionale Zusammenhang zwischen einer Ladung Q und der sich am Kondensator einstellenden Spannung U wird als elektrische Kapazität C bezeichnet.

$$C = \frac{Q}{U} \quad (3.1)$$

Die gesetzliche Einheit der Kapazität ist die abgeleitete SI-Einheit Farad. Sie ist definiert als die Kapazität eines Kondensators, der durch die elektrische Ladung 1 As auf die Spannung 1 V geladen wird.

Einen Ansatz zur Berechnung elektrischer Kapazitäten bietet Maxwells Gleichung zur Beschreibung der Quellen elektrischer Felder in unbewegten Systemen [10, 12].

Hiernach kann die elektrische Ladungsdichte ρ gemäß Gleichung (3.2) als Divergenz der Verschiebungsstromdichte \vec{D} angegeben werden.

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (3.2)$$

Die Integration von Gleichung (3.2) über ein Volumen V ergibt, unter Verwendung des Integralsatzes von Gauß [11], die Gleichung (3.3). Sie besagt, dass die Ladung innerhalb eines Volumens V gleich dem Verschiebungsstrom durch dessen Oberfläche A ist.

$$\oiint_A \vec{D} d\vec{A} = \iiint_V \rho dV \quad (3.3)$$

In den hier betrachteten kapazitiven Sensoren werden üblicherweise isotrope Dielektrika verwendet. Daher kann in der Materialgleichung (3.4) die Dielektrizitätszahl ε als skalare Größe eingesetzt werden. Die Verschiebungsstromdichte \vec{D} kann somit als Produkt aus der elektrischen Feldstärke \vec{E} und ε angegeben werden.

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (3.4)$$

Die in Gleichung (3.4) verwendete Dielektrizitätszahl ε ergibt sich als Produkt der Dielektrizitätskonstante des Vakuums ε_0 und einer materialabhängigen, relativen, auf das Vakuum bezogenen Dielektrizitätszahl ε_r .

Das Einsetzen in Gleichung (3.4) in Gleichung (3.3) führt zu Gleichung (3.5). Für die hier betrachteten kapazitiven Sensoren kann das Dielektrikum bezüglich ε als homogen betrachtet werden. Daher kann in Gleichung (3.5) die Dielektrizitätszahl als Konstante vor das Integral geschrieben werden.

$$\varepsilon \oiint_A \vec{E} d\vec{A} = \iiint_V \rho dV \quad (3.5)$$

Die Leitfähigkeit des Dielektrikums wird vernachlässigt, so dass es als ladungsfrei betrachtet werden kann. Wählt man das Volumen V , über welches in Gleichung (3.5) zu integrieren ist so, dass es den gesamten Leiter $L1$ umschließt, ergibt sich gemäß Gleichung (3.6) die auf diesem Leiter befindliche Ladung Q als Ergebnis des Volumenintegrals.

$$\iiint_V \rho dV = Q \quad (3.6)$$

Ein Einsetzen von Gleichung (3.6) in Gleichung (3.5) führt zu Gleichung (3.7).

$$\oiint_A \vec{E} d\vec{A} = \frac{Q}{\varepsilon} \quad (3.7)$$

Wie Gleichung (3.7) zeigt, kann die elektrische Feldstärke E gemäß Gleichung (3.8) aus dem Quotienten Q/ε und einer Funktion $f(x, y, z)$ berechnet werden. Hierbei beschreibt $f(x, y, z)$ ausschließlich geometrische Eigenschaften.

$$\vec{E} = \frac{Q}{\varepsilon} \vec{f}(x, y, z) \quad (3.8)$$

Aufgrund der oben angeführten Anwendbarkeit einer linearen Superposition kann die Gegenelektrode $L2$ ohne Beschränkung der Allgemeinheit als ladungsfrei angenommen werden.

Wegen ihrer hinreichend großen Leitfähigkeit können die Leiter als Äquipotentialflächen angesehen werden. Daher kann die Spannung U zwischen den beiden Leitern als Integral über die elektrische Feldstärke E entlang einer beliebigen Linie s , die von einen zur anderen Elektrode verläuft, berechnet werden. Dieser Zusammenhang ist in Gleichung (3.9) dargestellt.

$$U = \int \vec{E} d\vec{s} \quad (3.9)$$

Setzt man Gleichung (3.8) in Gleichung (3.9) ein, so ergibt sich die Gleichung (3.10) für die Berechnung der Spannung.

$$U = \frac{Q}{\epsilon} \int \vec{f}(x, y, z) d\vec{s} \quad (3.10)$$

Aus einem Vergleich der Gleichung (3.10) mit Gleichung (3.1) folgt die Berechnungsgleichung (3.11) für die Kapazität zwischen den Leitern L1 und L2.

$$C = \frac{\epsilon}{\int \vec{f}(x, y, z) d\vec{s}} \quad (3.11)$$

Wie Gleichung (3.11) zeigt, hängt die Kapazität C eines Kondensators ausschließlich von der Dielektrizitätszahl ϵ und der geometrischen Anordnung und Form seiner Elektroden ab. Über diesen Zusammenhang und unter Umformung der Gleichung (3.11) gelangt man zu der Formel (3.12). Diese Gleichung beschreibt den idealen Plattenkondensator nach Bild 3.1.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{x} \quad (3.12)$$

Die Formel 3.12 bildet die Grundlage für die meisten Anwendungen von kapazitiven Sensoren zur Abstandsmessung, so auch in dieser Arbeit. Die Kapazität ist im Idealfall nur eine Funktion des Abstandes x der beiden Messflächen, dazu muss aber durch konstruktive Maßnahmen sichergestellt sein, dass kein Streufeld auftritt und sich das elektrische Feld homogen zwischen den Kondensatorelektroden ausbreitet.

Ist dies nicht gegeben, dann verliert Gleichung 3.12 ihre Gültigkeit und ein erweiterter mathematischer Zusammenhang muss hergestellt werden.

3.1 Fehler realer kapazitiver Sensoren

Die Gleichung 3.11 zeigt, dass die Größe eines Kondensators von seiner Form und der Dielektrizitätszahl ϵ abhängt. So können bei der Umsetzung einer Messgröße in eine Kapazität Fehler entstehen. Daher versucht man auch das Kapazitätsnormal nach Thompson und Lampard durch ein auf Quanteneffekten beruhendes SI Kapazitätsnormal zu ersetzen, so wie schon 1990 die Spannung und der Widerstand durch elektrische Quantennormale ins SI System integriert wurden. Da heute bereits einzelne Elektronen experimentell gezählt werden können, kann beim Ladevorgang einer Kapazität die Gesamtladung exakt über die Anzahl der gezählten Elementarladungen bestimmt werden. Wird der Quotient aus Gesamtladung und Änderung der Spannung gebildet, lässt sich der Wert der Kapazität maximal so genau messen, wie die elektrische Spannung an der Kapazität. Die Messung der Spannung kann mit der Johnson Apparatur gemessen werden. Hierbei können Spannungen mit einer relativen

Unsicherheit von $1:10^{10}$ gemessen werden. Ob dieses Verfahren in ferner Zukunft eine Methode ist kapazitive Sensoren auszuwerten ist heute noch nicht abzusehen.

Im Idealfall hat ein Kondensator eine rein imaginäre Impedanz Z , dies erfordert eine rein reale relative Dielektrizitätszahl, aber selbst in einem isotropen und homogenen Dielektrikum ist davon auszugehen, dass es sich bei der Dielektrizitätszahl um komplexe Größe handelt. So ergibt sich für die Impedanz Z eines Kondensators [25] die Gleichung

$$\underline{Z} = \frac{(\varepsilon_i - j\varepsilon) \cdot \int \vec{f}(x, y, z) d\vec{s}}{\omega \cdot (\varepsilon^2 + \varepsilon_i^2)} \quad (3.13)$$

Der imaginäre Anteil der Dielektrizitätszahl sorgt für einen Realteil der Impedanz Z des Kondensators, dieser Realteil verursacht Verluste im Dielektrikum. Die Größe der Verluste ist stark vom verwendeten Material, sowie von Frequenz und Temperatur abhängig. Bei üblichen Kondensatoren steigen die Verluste überproportional mit steigender Frequenz, daher sollte die Frequenz der Messsignale in einem unkritischen Bereich des verwendeten Dielektrikums liegen. So wird Gleichung 3.12 zu Gleichung 3.14.

$$\underline{Z}(j\omega) = \frac{d}{\omega \cdot A \cdot \varepsilon_0 \cdot (\varepsilon_i^2 + \varepsilon^2)} \cdot (\varepsilon_i - j \cdot \varepsilon) \quad (3.14)$$

Neben den Verlusten aufgrund einer komplexen Dielektrizitätszahl zeigen reale Kondensatoren Wiederaufladungseffekte, dieses Phänomen wird in der Literatur als dielektrische Absorption bezeichnet. In [51] wird beispielsweise beschrieben wie sich dieses Phänomen, bei Verwendung von Kondensatoren mit verschiedenen Dielektrika, auf analoge Signale am Eingang von Sample and Hold Schaltungen auswirkt und welche Gegenmaßnahmen getroffen werden können. So ergeben sich z.B. für Styroflexkondensatoren Wiederaufladungen im Bereich von 0.05% der Ladespannung, dies entspricht 500ppm, zwar gilt dies nur für sehr langsame Vorgänge, da sich der Wiederaufladungseffekt bei kürzeren Zeiten abschwächt, dennoch macht dieses Beispiel deutlich, dass hier durchaus unerwünschte Fehler durch die dielektrische Absorption auftreten können. Zur Verdeutlich des Effektes kann ein Ersatzschaltbild, dargestellt in Bild 3.2, für die dielektrische Absorption herangezogen werden. Legt man z.B. eine Spannung von 10V für 1min an das Ersatzschaltbild an, so ist der $0,006\mu\text{F}$ Kondensator nahezu vollständig aufgeladen, aber während einer 6 Sekunden andauernden Entladung wird der Kondensator nur teilweise entladen. Anschließend wird der $1,0\mu\text{F}$ Kondensator durch den $0,006\mu\text{F}$ Kondensator auf eine Spannung von einigen Millivolt aufgeladen.

Die dielektrische Absorption tritt hauptsächlich bei festen Stoffen auf. Bei Verwendung von Luft oder Vakuum als Dielektrikum kann dieser Effekt vernachlässigt werden. Die meisten kapazitiven Abstandssensoren haben ein Dielektrikum aus Luft, seltener Vakuum, daher sind sie nicht so anfällig für den Effekt der dielektrischen Absorption. Dennoch ist bei der Konstruktion [17] eines kapazitiven Abstandssensors zu bedenken, dass das Verbindungsmaterial zwischen den Gehäuseteilen häufig ein Kleber in Form eines Epoxydharzes oder ähnlichen Stoffen sein kann, dieser Kleber zeigt dann unter Umständen den Effekt der dielektrischen Absorption.

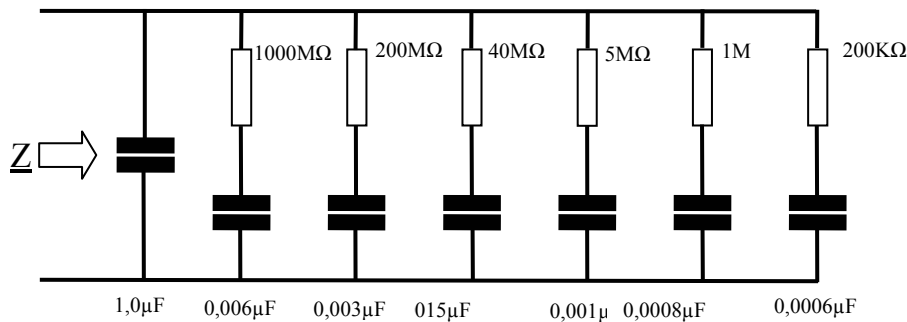


Bild 3.2: Ersatzschaltbild für den Effekt der dielektrischen Absorption

Neben dem Dielektrikum kann der geometrische Aufbau des Kondensators zu Fehlern bei der Berechnung einer zu messenden Größe aus dem Kapazitätswert führen. Diese Fehler können durch verschiedene mechanische Phänomene entstehen, hierbei sind zu nennen, Randfehler des elektrischen Feldes, unzureichende mechanische Präzision bei der Herstellung, Verkippung der Sensorelektroden.

So wird beispielsweise ein kapazitiver Abstandsensor in vielen Anwendungen mit zwei parallel zu einander ausgerichteten Elektroden konstruiert um so über den Zusammenhang nach Gleichung 3.12 von der Größe der gemessenen Kapazität auf den Abstand schließen zu können. Die Elektroden sind so gelagert und angeordnet, dass eine Veränderung des Abstandes der beiden Elektroden durch die interessierende physikalische Messgröße (z.B. Abstand, Druck etc.) erfolgt kann. Hierbei werden die Elektroden parallel zu einander verschoben. Erfolgt nun diese Verschiebung nicht mehr parallel, so entsteht eine Verkippung der Elektroden und es kann nicht mehr über Gleichung 3.12 auf den Abstand geschlossen werden.

In Bild 3.3 ist das Prinzip dargestellt wie ein Verkippungsfehler zustande kommen kann. In dieser schematischen Zeichnung sind die zwei Kondensator Elektroden dargestellt, wobei die eine Elektrode gegenüber der anderen um einen Winkel Θ verkippt ist.

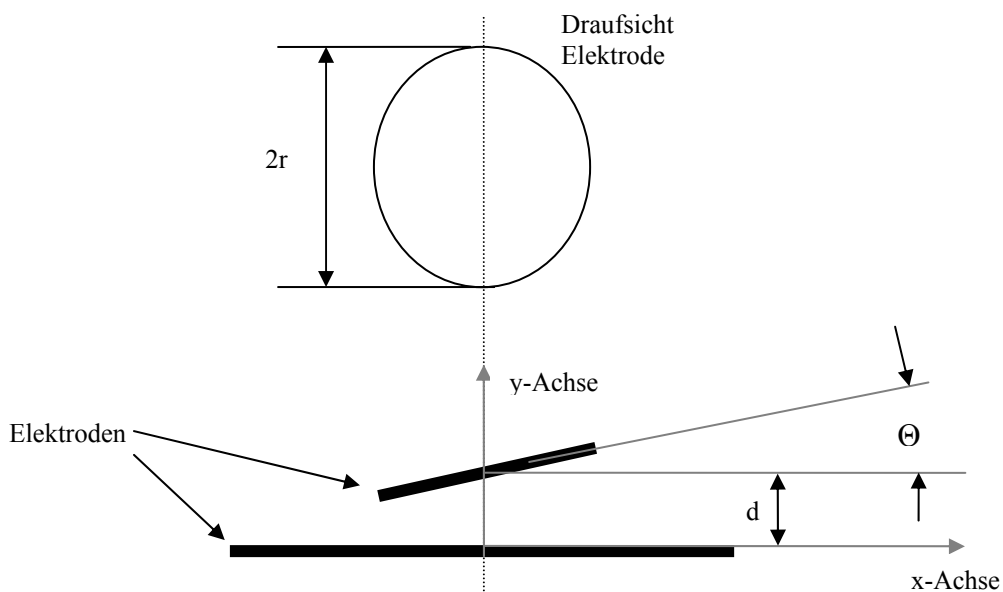


Bild 3.3: Verkippung der Kondensator Elektroden gegeneinander

In [14] wird ein Lösungsansatz zur Berechnung und Quantifizierung der Größe des Fehlers dargestellt. Unter der gegebenen Randbedingung, dass für hinreichend kleine Winkel die Einflüsse des Streufeldes vernachlässigt werden können gilt folgende Formel für die Größe der Kapazität.

$$C = 2\varepsilon \int_{-r \cos \theta}^{r \cos \theta} \frac{\left(r^2 - \left(\frac{x}{\cos \theta} \right)^2 \right)^{0.5}}{d + x \tan \theta} dx \quad (3.15)$$

wird Gleichung 3.15 weiter aufgelöst erhält man

$$C = \frac{2\pi\varepsilon r^2 \cos \theta}{d} \left[\frac{1 - (1 - k^2)^{0.5}}{k^2} \right] \quad (3.16)$$

$r/d=100$

$$\text{als Abkürzung gilt: } k = \frac{r \cos \theta \sin \theta}{d} = \frac{r \sin 2\theta}{2d} \quad (3.17)$$

Weitere Formel aus dieser Abhandlung

$$C = \frac{\varepsilon\pi r^2 \cos \theta}{d} \left[1 + \frac{k^2}{4} + \frac{k^4}{8} + \frac{5k^6}{64} + \dots \right] \quad (3.18)$$

$$\text{error} = \frac{C - C_0}{C_0} = \cos \theta \left[1 + \frac{k^2}{4} + \frac{k^4}{8} + \frac{5k^6}{64} + \dots \right] - 1 \quad (3.19)$$

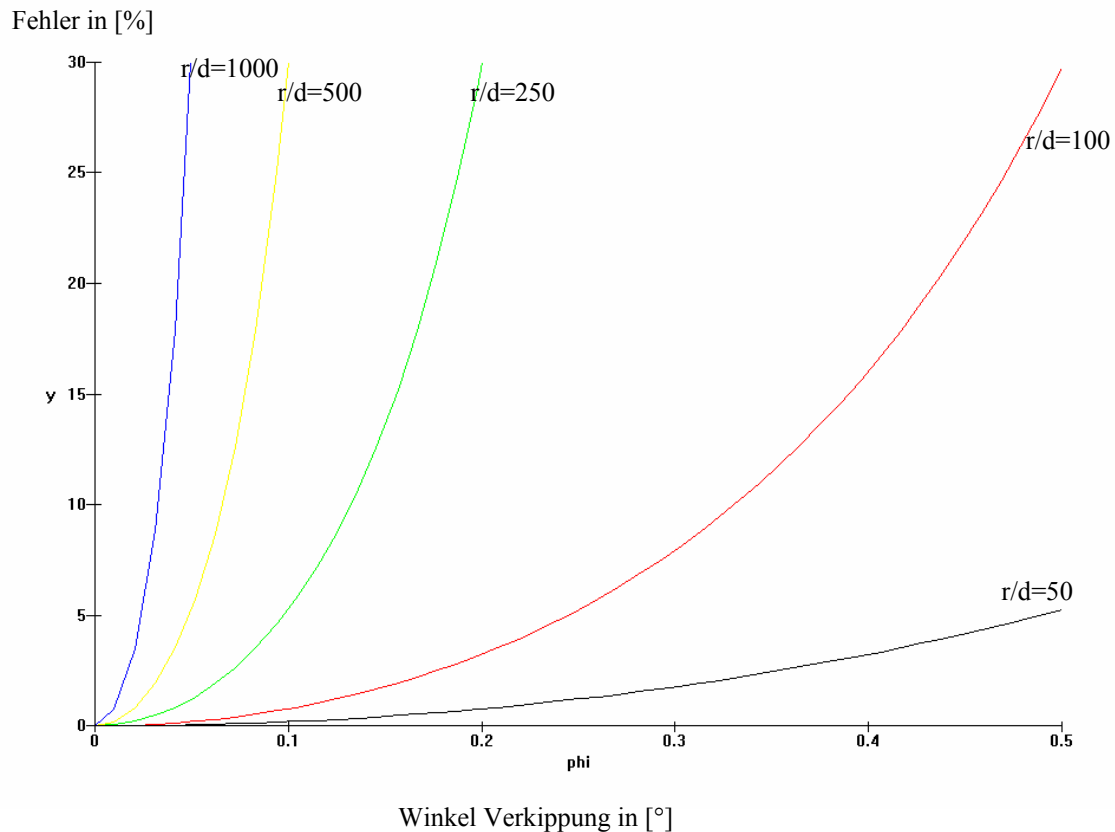


Bild 3.4: Fehler durch Verkippung in Abhängigkeit des Radius zum Abstandsverhältnis

Neben der Verkippung kann ein weiterer Fehler durch die mechanische Bearbeitung eines Sensors bei der Herstellung entstehen. Bei der Fertigung eines realen Sensors können durch den Bearbeitungsprozess Rauheiten auf der Messoberfläche entstehen und so zu einem inhomogenen Feldverlauf führen. Dieser inhomogene Feldverlauf ist umso ausgeprägter je schlechter die Qualität der Oberfläche ist. Daher wird die Oberfläche der Messelektroden durch Polieren oder Läppen bearbeitet um eine möglichst geringe Rautiefe und damit eine sehr glatte Oberfläche zu bekommen. Dadurch kann die Entstehung von rauheitsbedingten Nichtlinearitäten verringert werden. Eine leicht übertriebene Darstellung dieses Sachverhaltes wird in Bild 3.5 gezeigt. Diese Form des Fehlers lässt sich aber durch entsprechend gute Fertigung ausschließen. Setzt man allerdings einen kapazitiven Abstandssensor ein so kann sich die Problematik ergeben, dass die Gegenmessfläche durch ein Teil einer Maschine gebildet wird und man so eventuell keinen Einfluss auf die Qualität der Oberfläche nehmen kann. Hier kann dann unter Umständen mit einer Verschlechterung der Messergebnisse gerechnet werden.

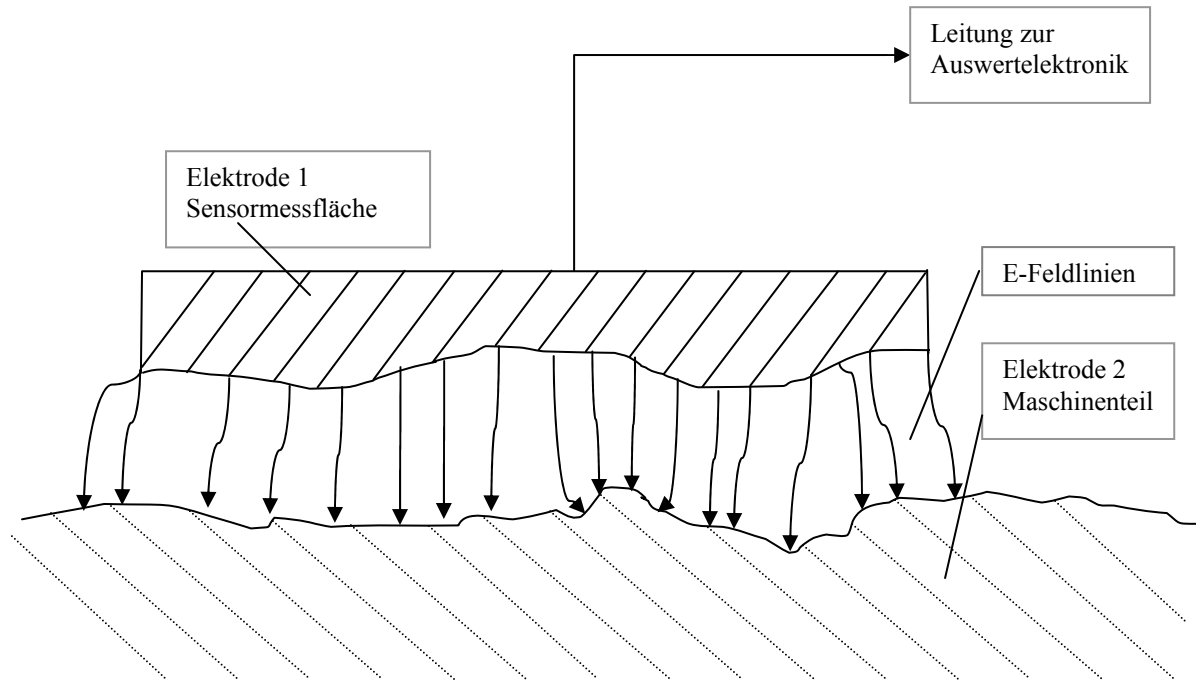


Bild 3.5: Oberflächenrauigkeit mit Feldverlauf, schematische Darstellung

Bedingt durch das kapazitive Messprinzip existiert bei vielen kapazitiven Abstandssensoren immer ein Luftspalt zwischen den Elektroden. Bei der Abstandsmessung wird in aller Regel nur Luft als Dielektrikum verwendet. Dringen Fremdkörper mit einer anderen Dielektrizitätszahl als Luft in den Spalt ein, erfolgt nach Gleichung 3.12 eine Änderung der Kapazität obwohl der Plattenabstand nicht verändert wurde. Im besonderen Falle des Abstandssensors ist eine Änderung der Kapazität aber ausschließlich durch eine Veränderung des Plattenabstandes erwünscht.

Bei den Verunreinigungen kann es sich um verschiedenste Materialien aus der Umgebung der Drehmaschine oder des Fertigungsautomaten handeln. Die bei einem Drehprozess entstehenden Späne, aber auch Kühlmittel und Schmierstoffe, können in den Luftspalt gelangen und so die Kapazität verändern. Im schlimmsten Fall sorgen Metallspäne für einen Kurzschluss zwischen den beiden Elektroden und somit zu einem Totalausfall des Messsystems. Am einfachsten ist es natürlich, wenn der Abstandssensor so platziert werden kann, dass eine Verunreinigung ausgeschlossen ist. Da dies aber nicht immer sichergestellt werden kann muss durch geeignete Gegenmaßnahmen ein Eindringen von Fremdkörpern verhindert werden. So können z.B. Fremdkörper mit Hilfe einer Luftdüse vom Luftspalt abgehalten oder entfernt werden. Dabei darf die Luftströmung die Elektroden aber nicht soweit herunter kühlen, dass sich Feuchtigkeit darauf niederschlagen kann. Auch darf die Luft selbst keine Feuchtigkeit mitführen, da dies auch zu einer Änderung der Kapazität führen kann. Dies kann ein Trocknen der Luft vor Gebrauch notwendig machen. Denkbar ist auch die Luftdüse so geschickt anzubringen, dass sie quasi eine Art Luftvorhang bilden und damit die Fremdkörper vom Sensor abhält, dies hat den Vorteil, dass der Sensor nicht mit einer Luftströmung gestört wird.

Der geometrische Aufbau der Kapazität kann zu einem weiteren Fehler führen. An den Enden der Elektroden verläuft das elektrische Feld nicht mehr homogen, es entstehen Randverzerrungen des elektrischen Feldes. Dies führt zu weiteren Nichtlinearitäten bei der Messung der Größe der Kapazität.

Würde sich eine solche Bauweise eines Sensors in der Nähe weiterer Leitender Objekte, wie z.B. Maschinenteile befinden, so könnten sich weitere Feldlinien gegen diese Objekte ausbreiten und somit den inhomogenen Anteil des elektrischen Feldes vergrößern. Die Größe der daraus resultierenden Gesamtkapazität (Streukapazität) ist von vielen Faktoren abhängig und kann oft nur grob abgeschätzt werden. Somit verhindert das Streufeld den in Kapitel 3.1 hergeleiteten Zusammenhang für einen Kondensator nach Gleichung 3.12. Es kann nicht mehr vom der Größe der Kapazität auf die Messgröße (z.B. Abstand) geschlossen werden.

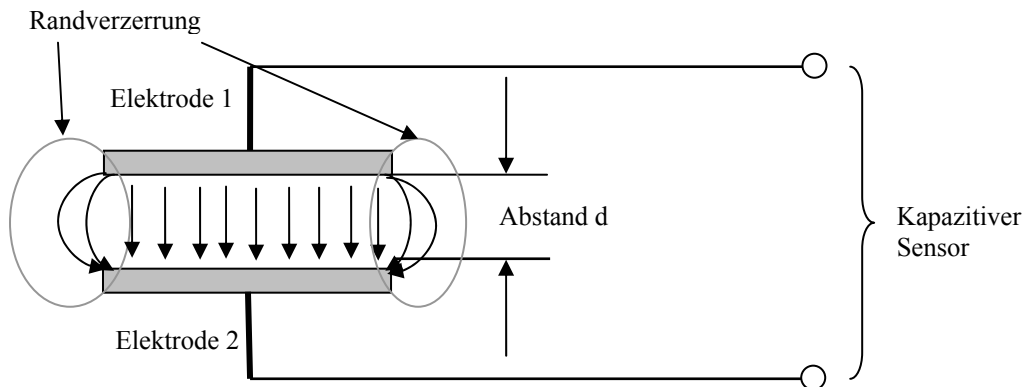


Bild 3.6: Randverzerrung, schematische Darstellung an einem Plattenkondensator

Bei der Konstruktion eines kapazitiven Sensors müssen durch geeignete Maßnahmen unerwünschte Verzerrungen des elektrischen Feldes am Rande des Sensors vermieden werden. Legt man um die Elektrode 1 des Sensors eine zusätzliche Elektrode als Schutzring (=Guardring) und treibt diesen Schutzring mit Hilfe eines Verstärkers auf das gleiche Potential wie die Elektrode 1, so werden die Streufelder zwischen den beiden Messelektroden wirksam unterdrückt. Das elektrische Feld zwischen Schutzring und Elektrode 2 beeinflusst die Kapazität nicht, wenn die Nachführung des Schutzringpotentials gut genug erfolgt.

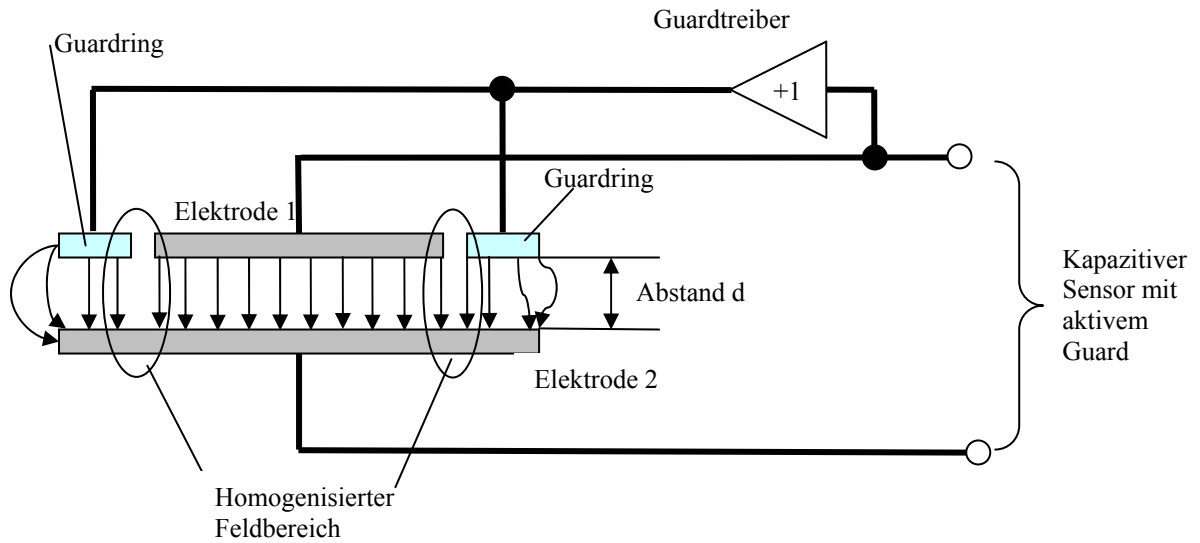


Bild 3.7: Kondensator mit aktiv getriebenem Schutzring zur Randfeld Unterdrückung

Verbindet man einen kapazitiven Sensor über eine Koaxialleitung mit einer Auswerteelektronik so kann der Schirm auch mit dem Schutzring verbunden werden und wieder durch einen Verstärker auf das gleiche Potential wie die Messelektrode getrieben werden. Dadurch erreicht man nicht nur eine Unterdrückung der Randverzerrungen am Messkondensator, sondern man erreicht auch eine vollständige Unterdrückung der Kabelkapazität C_k , solange der Verstärker ideal arbeitet. Das Prinzip ist in Bild 3.8 dargestellt.

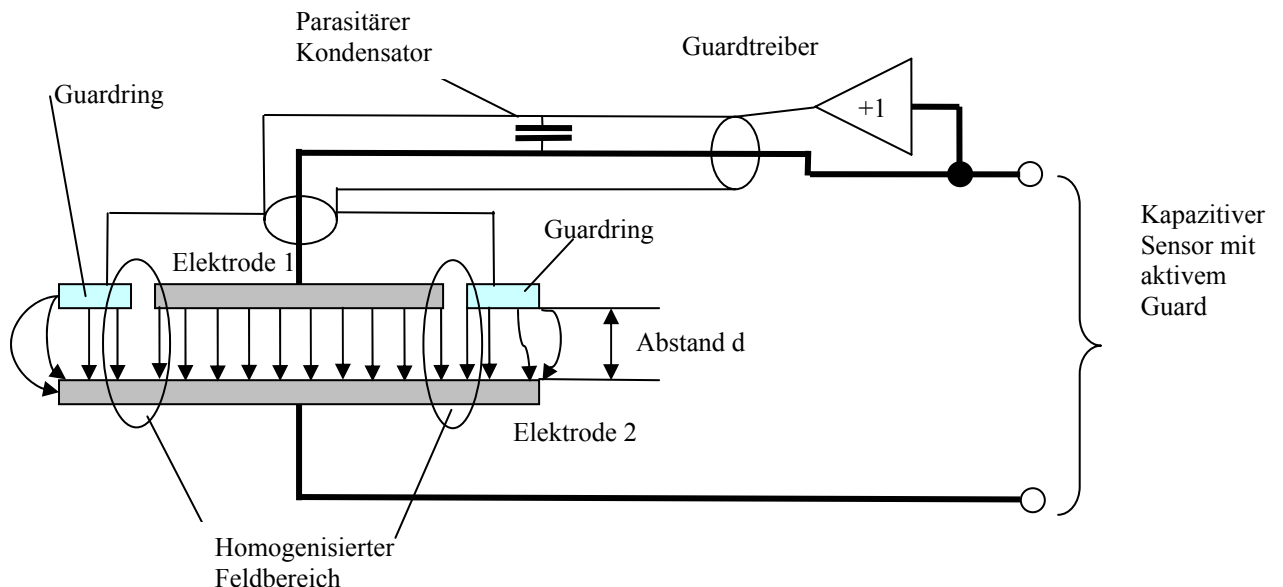


Bild 3.8: Kondensator mit aktiv getriebenem Schutzring zur Randfeld Unterdrückung und zusätzlicher Unterdrückung der Kapazität einer Koaxialleitung

In der Praxis wird mit Hilfe des zusätzlichen Schutzschirms nicht nur die gesamte Zuleitung von Sensor zum Eingang der Sensorelektronik abgeschirmt, sondern auch ein Grossteil des Sensorkopf selbst, davon ausgenommen ist natürlich die Messfläche, Bild 3.8 zeigt die prinzipielle Funktion der Guardtechnik. Für die optimale Wirksamkeit ist es ganz entscheidend, dass mittels der Guardtechnik nicht nur ein Teil der Signal führenden Leitungen abgeschirmt wird, sondern soweit als möglich der gesamte Signalverlauf bis zu der Auswerteelektronik.

Anhand eines einfachen Modells kann man klar machen wie wichtig der Einsatz der Guardtechnik bei der Realisierung eines kapazitiven Abstandssensors ist. Verbindet man den kapazitiven Sensor über eine Koaxialleitung mit der Sensorelektronik, so liegt die Kapazität dieser Leitung, wie in Bild 3.8 dargestellt, direkt parallel zur Sensorkapazität. Die Kabelkapazität kann man noch mit weiteren parasitären Kapazitäten, wie z.B. der Steckerkapazität, zu einer parasitären Gesamtkapazität zusammenfassen.

Ohne Guardtechnik liegt diese Gesamtkapazität direkt parallel zu Messkapazität und verringert die Empfindlichkeit des Sensors erheblich. Vergegenwärtigt man sich, dass typische Kapazitäten dieser Art von Kabeln in der Größenordnung von 30..100pF pro Meter Kabellänge liegen und die Sensorkapazität nur wenige Pikofarad beträgt, so wird der unzulässige Einfluss dieser Kapazität auf die Messkapazität schnell deutlich. In Kapitel 5.8.3 wird dieses Thema noch weiter vorgestellt, da es im Rahmen dieser Arbeit auch eingesetzt wurde.

4 Verfahren zur Messung von Kapazitäten

Um einen kapazitiven Sensor auswerten zu können stehen einige unterschiedliche Prinzipien und Schaltungstechniken zur Verfügung. Man kann die Auswerteschaltungen ganz grob in zwei Kategorien einteilen, die erste Kategorie ist der Bereich der Oszillatoren und die zweite Kategorie ist der Bereich der Impedanz bestimmenden Auswerteverfahren. Jedes dieser Verfahren hat seine spezifischen Vor- und Nachteile. So sind oszillierende Schaltungen (Schwingkreise) besonders für langsame und genaue Messungen geeignet, da durch eine geeignete hohe Güte des Schwingkreises die erzielbare Messdynamik sich verringert, aber die Stabilität und mit ihr die Genauigkeit gesteigert werden kann.

4.1 Oszillatoren

Als Oszillatoren bezeichnet man im Allgemeinen jedes schwingende Gebilde. Voraussetzung für die Schwingungserzeugung ist das Vorhandensein zweier Energiespeicher, zwischen denen die Energie periodisch hin- und herwechselt. Elektrische Schwingungen entstehen, wenn man einer schwingfähigen Schaltung (z.B. Parallelschwingkreis aus Induktivität und Kapazität nach Bild 4.2 (LC Schwingkreis) Energie zuführt. Wegen unvermeidlicher Verluste in technischen Bauelementen bedarf es zur Aufrechterhaltung der Schwingungen einer Energiezuführung. Eine elektrische Schwingung wird durch Frequenz, die Amplitude und die Kurvenform gekennzeichnet. Bei dem Einsatz für die kapazitive Messtechnik sind insbesondere die Frequenz oder ihr Reziprokwert von Interesse, sowie in Einzelfällen auch die Amplitude.

Bei einem Schwingkreise wird die Messkapazität als ein Frequenz bestimmendes Bauelement eingesetzt. Durch Veränderung dieser Kapazität erfolgt eine Änderung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises und somit seiner Schwingfrequenz.

So kann die Formel 4.1 als Schwingbedingung angegeben werden, wobei \underline{V} die komplexe Verstärkung und \underline{K} der komplexe Rückkoppelfaktor ist. Das Produkt $\underline{V} \cdot \underline{K}$ wird als Schleifenverstärkung bezeichnet. Der Phasenwinkel φ_{ges} aus Gleichung 4.2 gibt die notwendige Phasenbedingung für eine Mitkopplung an. Da die Schleifenverstärkung eine komplexe Größe ist lässt sie sich in Betrag und Phase zerlegen. Damit ein Gebilde schwingen kann ist es allein notwendig diese Bedingung nach Gleichung 4.1 und 4.2 zu erfüllen.

$$|\underline{K} \cdot \underline{V}| \geq 1 \quad (4.1)$$

$$\varphi_{ges} = 0, 2\pi, 4\pi \dots \quad (4.2)$$

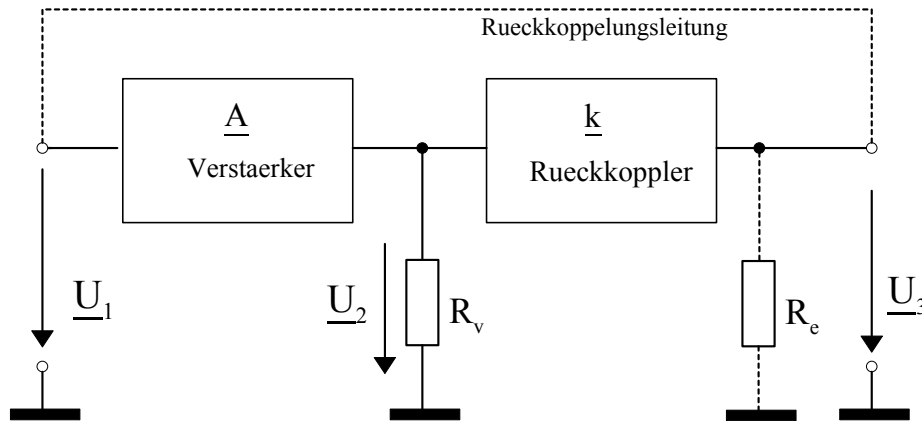


Bild 4.1: Prinzipielle Anordnung eines Oszillators

4.1.1 Der LC Oszillator

Ein wichtiger Vertreter von Oszillatoren, ist der LC Oszillator. Der LC Oszillator ist weit verbreitet und wird in den unterschiedlichsten Schaltungsvarianten eingesetzt. Eine Sammlung verschiedener Bauformen findet sich in [53, 54, 55]. Ein wesentliches Kennzeichen dieses Schwingkreises ist seine Resonanzfrequenz ω_0 , diese ergibt sich aus Gleichung 4.3.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}} \quad (4.3)$$

Der Resonanzkreis besteht aus einer Reihen- oder Parallelschaltung einer Induktivität L und einem Kondensator C. Das Grundprinzip eines LC Oszillators kann mit Bild 4.2 gezeigt werden. Dabei bilden L und C einen Parallelschwingkreis, R steht für die ohmschen Verluste und der Verstärker dient zum Ausgleich der Verluste und zur Aufrechterhaltung der Schwingung. In der Praxis muss häufig noch eine zusätzliche Amplitudenregelung integriert werden, da bei konstantem Verstärkungsfaktor zwar die Schwingbedingung nach Gleichung 4.1 und 4.2 erfüllt ist, aber der Schwingkreis nicht beginnt zu oszillieren³, daher wird zum Startzeitpunkt die Verstärkung erhöht um sie dann nach dem Einschwingen auf einen konstanten Wert herunter zuregeln um die Schwingung dann aufrecht zu erhalten. Der LC Oszillator wird über einen weiten Frequenzbereich eingesetzt, allerdings ist er weniger für tiefe Frequenzen geeignet, da hier die Induktivitäten zu groß und damit unhandlich werden, daher wird für tiefe Frequenzen eine andere Schaltungsvariante wie z.B. der RC Oszillatoren als Wienbrücke eingesetzt. Die Eigenschaften eines LC-Oszillators werden maßgeblich durch die Güte seines Schwingkreises bestimmt, die Güte wird angegeben als Quotient aus Resonanzfrequenz ω_0 und Bandbreite b.

$$Q = \frac{\omega_0}{b} \quad (4.4)$$

³ In der Praxis wird ein LC Oszillator durch einen Einschaltvorgang oder durch das vorhandene Rauschen zum Oszillieren angeregt.

Um eine hohe Frequenzstabilität zu erzielen, muss der Schwingkreis eine hohe Güte und eine ausreichend große Phasensteilheit im Punkt der Resonanzfrequenz besitzen. Oft ist die Frequenzstabilität eines LC Oszillators nicht ausreichend, da die Schwingfrequenz von den Temperaturkoeffizienten der Schwingkreiskapazität und Induktivität abhängt. Benötigt man eine Festfrequenz mit hoher Frequenzstabilität so kann man den Schwingkreis durch einen Schwingquarz [8, 56] ersetzen. Dieser Schwingkreis besitzt eine sehr hohe Güte und Phasensteilheit und erreicht so eine sehr hohe Frequenzstabilität. Diese Bauform des Schwingkreises wird in den meisten Fällen als Festfrequenzoszillator eingesetzt, das sich die Resonanzfrequenz des verwendeten Schwingquarzes nur sehr schwer über einen größeren Bereich verstimmen lässt und somit nicht für einen einstellbaren Frequenzoszillator geeignet ist. Ein spezielles Beispiel für einen veränderlichen Quarzoszillator findet sich in [57], dabei wird ein Quarz so in seinen spezifischen Eigenschaften verändert, dass über die Änderung seiner Resonanzfrequenz die gewünschte Information erhalten werden kann. Hierbei wird der Quarz zu einem mechanischen Taster erweitert. Hierzu wird eine Tastsonde mit einem Quarz mechanisch verbunden, berührt nun die Tastspitze einen Gegenstand, so wird die Impedanz des Quarzes geringfügig verändert. Diese Änderung der Impedanz kann mit einer elektrischen Auswertschaltung detektiert werden.

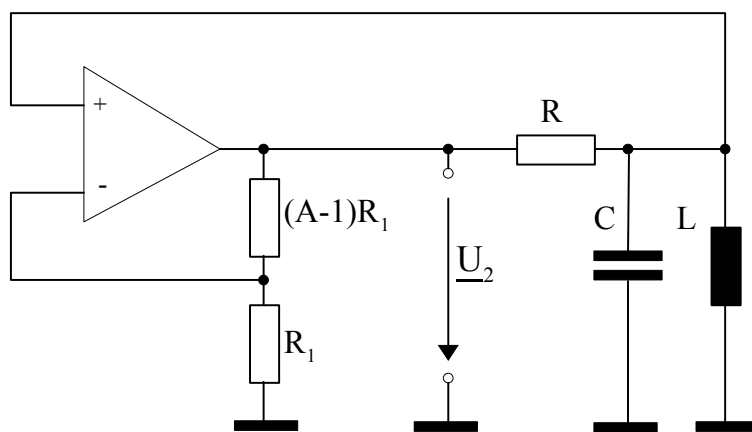


Bild 4.2: Prinzip eines LC-Oszillators

Der LC-Oszillator kann auch für die kapazitive Messtechnik angewandt werden. Ersetzt man die Kapazität C durch einen Messkondensator z.B. durch einen Abstandssensor [5], so erhält man ein System zur Abstandsmessung. Wird die Kapazität des Messkondensators verändert, so ändert sich auch die Resonanzfrequenz des Schwingkreises entsprechend und somit auch die resultierende Ausgangsfrequenz. Ein entscheidender Nachteil eines LC Oszillators ist seine Induktivität. Verwendet man ein Ferritmaterial für den Spulenkern, so stellen sich Hystereseverluste ein, welche starke Abhängigkeiten von der Amplitude und der Frequenz des Magnetfeldes haben, daher sollte eine Luftspule verwendet werden. Allerdings können mit Luftspulen nur relativ geringe Induktivitäten erreicht werden. Dies führt wiederum in Kombination mit typischen Werten für kapazitive Abstandssensoren zu hohen Resonanzfrequenzen. Dies wiederum führt zu Skineffekten in den Wicklungen und so zu weiteren frequenzabhängigen Wicklungsverlusten und daraus resultierenden Nichtlinearitäten.

Zusätzlich ist zu beachten, dass sich im Bereich der Induktivität keine weiteren elektrischen Leiter befinden, da diese zu beträchtlichen Feldverlusten durch Wirbelströme führen können. Um die Wicklungskapazitäten zwischen den einzelnen Windungen gering zu halten muss man eine einlagige Spule verwenden, dies führt dann zu einer geschätzten Induktivität von wenigen Mikrohenry, daraus

resultiert mit einer typischen Kapazität eines Abstandssensors von 10pF eine Resonanzfrequenz von einigen Megahertz.

Bei so hohen Frequenzen steigen wiederum die Verluste im Dielektrikum, so kann nicht von einer stabilen und linearen Messung kleiner Kapazitäten ausgegangen werden. Hinzu kommt ein praktischer Aspekt, die Messkapazität wird in geringer Entfernung von der Sensorelektronik eingesetzt, daher ist die Verwendung eines Anschlusskabels und einer Schutzschirmtechnik notwendig. Dies führt zu weiteren Schwierigkeiten, da bei hohen Frequenzen die aktive Schirmung nur noch unvollkommen erfolgen kann.

4.1.2 Der RC-Oszillator

Neben den LC Oszillatoren haben RC Oszillatoren [8, 53] eine große praktische Bedeutung. Zu diesem Typ Oszillator zählt beispielsweise auch die Wien Brücke. Diese Form des Oszillators hat eine große Bedeutung bei der Erzeugung niedere Frequenzen ($f < 10\text{kHz}$), da die notwendigen L und C bei einem LC Oszillator sehr groß werden. Besonders große L Werte sind sehr ungünstig hinsichtlich Platzbedarf und Kosten. Daher wird für hohe Frequenzen ein LC Oszillator oder besser ein Quarzoszillator eingesetzt.

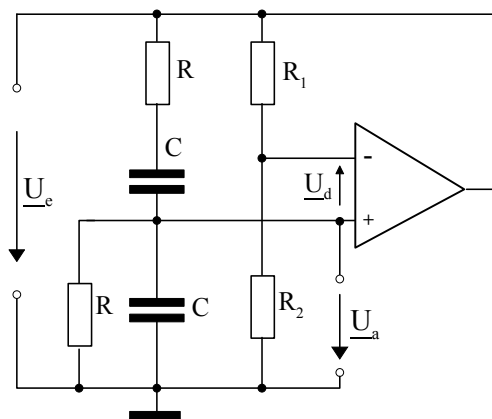


Bild 4.3: Wien Robinson Oszillator in Brückenschaltung

Die Schwingbedingung war in Kapitel (4.1) aus dem Vorhandensein zweier verschiedener Energiespeicher (L, C) erklärt worden. Die Schwingbedingungen erfordern aber nur die Erfüllung der Betrags- und Phasenbeziehung, für harmonische Oszillatoren muss außerdem die Frequenzwahl gesichert sein. Bei RC Oszillatoren werden deshalb als Rückkopplungsschaltung Vierpole mit Resonanzcharakter eingesetzt. Die Wien Robinson Brücke verhält sich ähnlich einem LC Parallelschwingkreis. Als Nachteil ist allerdings ihre recht geringe Resonanzschärfe (Güte) zu nennen, so dass auch ihre Phasensteilheit relativ gering ist. Daraus resultiert eine geringere Frequenzstabilität gegenüber einem LC Oszillator. Daher ist ein RC Oszillator nicht geeignet die in dieser Arbeit geforderten Daten hinsichtlich Auflösung und Dynamik zu erreichen, somit spielt er für weitere Untersuchungen keine Rolle.

4.1.3 Kippschwingung, Relaxationsoszillator

Als Kippschwingungen (Relaxationsschwingungen) bezeichnet man periodische Vorgänge, in deren Verlauf oder deren ersten Ableitung nach der Zeit Sprungstellen vorhanden sind. Im Unterschied zum Sinusoszillator wird in der Koppelschaltung kein Frequenz bestimmendes Glied mit Resonanzcharakter verwendet. Die Schwingbedingung kann dennoch erfüllt werden. Der Kondensator C wird durch den Widerstand R geladen und nach Erreichen der oberen Triggerschwellen wieder entladen, dabei ergibt sich der Signalverlauf nach Bild 4.4

Da der Schaltungsaufwand für die Grundschialtung sehr gering ist, kann auch der benötigte Bauraum sehr klein gehalten werden. Dies ist besonders günstig, wenn die Schaltung direkt im Sensor montiert werden soll. Aufgrund des geringen Schaltungsaufwandes und der verwendbaren Standardbauteile sind die Kosten für eine solche Schaltung fast zu vernachlässigen. Im einfachsten Fall besteht der Kippschwinger aus einem Gatter und zwei passiven Bauelementen. Somit kann durch ein einfaches Verstimmen der Kapazität eine Änderung der Frequenz herbeigeführt werden.

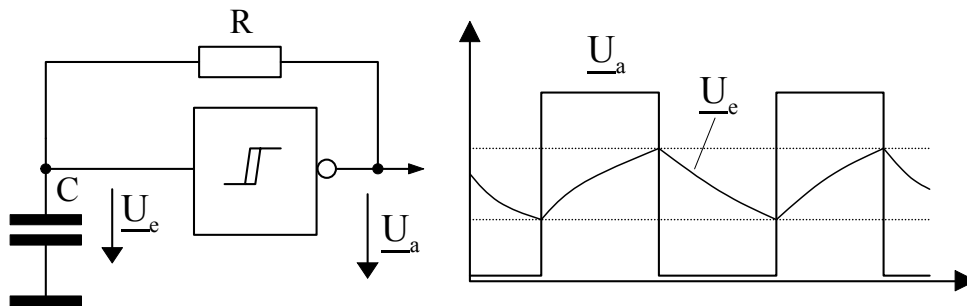


Bild 4.4: Darstellung Grundschialtung RC Oszillator

Der RC-Oszillator hat bedingt durch seinen einfachen Aufbau verschiedene Nachteile, die ihn in dieser einfachen Form für genaue Messungen zunächst ungeeignet erscheinen lassen. So gehen die Temperaturabhängigkeiten der Bauteile direkt in die Frequenz der Ausgangsspannung ein. Ebenso wirkt sich die Temperaturabhängigkeit der Triggerschwellen des Gatters voll auf die Frequenzstabilität des Ausgangssignals aus.

Aber nicht nur die Temperaturschwankungen sorgen für eine Änderung der Frequenz, sondern auch die den Triggerschwellen überlagerte Rauschspannung verursacht eine Änderung der Frequenz. In [57] wird gezeigt, dass sich je nach Art und Größe des überlagerten Rauschens auf den Triggerschwellen der Zeitpunkt der Triggerung durch die Lade- oder Entladefunktion verändert, d.h. die Ausgangsfrequenz jitters.

Erst durch eine anschließende Filterung des Ausgangssignals z.B. durch Frequenzteilung und Mittelwertbildung kann man vernünftige Werte hinsichtlich Stabilität und Genauigkeit erreichen. Allerdings sinkt durch die Filterung die Dynamik der Messung deutlich, d.h. selbst bei einer relativ hohen Frequenz des Oszillators wird nur eine geringe Dynamik bei guter Auflösung erreicht. Deutlich besser wird die Schaltung wenn sie in einem Differenzkondensator eingesetzt wird.

4.2 Messung mit pseudozufälligen Signalen

Dieses Messverfahren ermöglicht eine Messung passiver elektrischer Elemente unter Verwendung pseudozufälliger Signale. Im Gegensatz zu frequenzselektiven Verfahren wie Oszillatoren oder Messbrücken, stellt dieses Verfahren eine weitere Möglichkeit zur Auswertung von kapazitiven Sensoren zur Verfügung. Eine exakte Beschreibung und Herleitung für dieses Verfahren findet sich in [25].

Mit den Methoden der Systemidentifikation wird über die Gewichtsfunktion einer Kapazität auf die Größe der Kapazität zurück geschlossen. Dabei wird die Kapazität mit einem pseudozufälligen Signal beaufschlagt dessen Signaleigenschaften bekannt sind. So kann über eine geeignete Umrechnung die Größe der Kapazität dargestellt werden.

Zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens linearer, zeitinvarianter Systeme wird häufig die Gewichtsfunktion $g(t)$ oder deren Fouriertransformierte $G(f)$, verwendet.

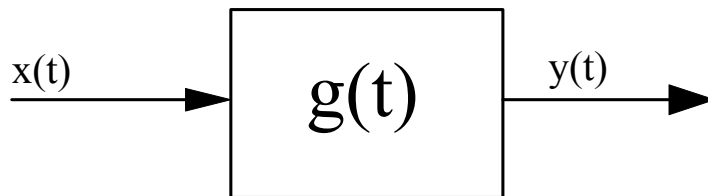


Bild 4.5: Prinzipdarstellung eines Systems mit der Gewichtsfunktion $g(t)$

Wie in Bild 4.5 dargestellt ist, ergibt sich ein Ausgangssignal $y(t)$ durch die Wirkung eines Eingangssignals $x(t)$ auf ein kausales System mit der Gewichtsfunktion $g(t)$. Zur Ermittlung der Systemeigenschaften kann ein Signal $x(t)$ an den Eingang des zu beschreibenden Objektes gelegt werden. Das Ausgangssignal ergibt sich dann aus dem in Gleichung 4.5 beschriebenen Faltungintegral.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(v) \cdot x(t-v) dv \quad (4.5)$$

Verwendet man hierbei ein Eingangssignal $x(t)$ mit einem diracförmigem Zeitverlauf, so ergibt sich gemäß Gleichung 4.6 am Ausgang die Gewichtsfunktion $g(t)$.

$$y(t) = \int g(v) \cdot \delta(t-v) dv = g(t) \quad (4.6)$$

Da ideale diracförmige Eingangssignale technisch nicht realisierbar sind, muss die Gewichtsfunktion auf andere Weise bestimmt werden. Über weitere Umformungen lässt sich zeigen [25], dass die technische Realisierung eines diracförmigen Eingangssignals umgangen werden kann, wenn die Autokorrelationsfunktion des Eingangssignals $x(t)$ die Form eines Dirac Impulses anstrebt. Ist diese Bedingung erfüllt, so kann die Entfaltung der Formel 4.6 durch eine Division erfolgen. Aus [52] sind Pseudozufallsfolgen bekannt deren Autokorrelationsfunktion unter bestimmten Voraussetzungen gegen einen Dirac Impuls streben.

4.2.1 Erzeugung von Pseudoräuschsignalen

Pseudoräuschsignale sind digitale und deterministische Signale. Diese Signale können mit geringen Aufwand und großer Stabilität erzeugt werden. Mit Hilfe von Schieberegistern können sie relativ einfach generiert werden. Hierbei kann durch Verschaltung von Schieberegistern eine Pseudoräuschfolge mit maximaler Länge generiert werden, näheres kann der Literatur entnommen werden [52]. In [25] wird gezeigt, dass besonders Pseudoräuschsignale nach Bild 4.6 geeignet sind, da sie besondere Eigenschaften haben, die den Einsatz in Systemidentifikationssystem sinnvoll machen.

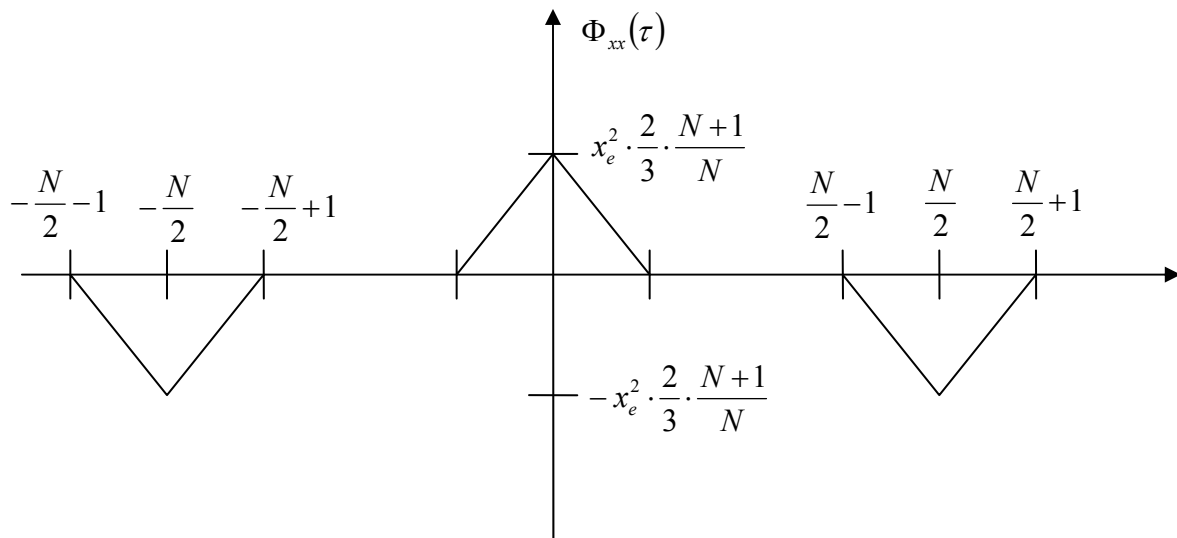


Bild 4.6: Autokorrelationsfunktion ternärer Pseudoräuschsignale

Legt man nun an einen Kondensator eine Spannung mit pseudozufälligem Zeitverlauf an, so ist als Ausgangsgröße $y(t)$ der in den Kondensator fließende Strom zu messen. Aufgrund der Schaltvorgänge bei der Kondensatorspannung ergeben sich im Idealfall diracförmige Zeitverläufe für den Kondensatorstrom. Daher ist die Verwendung einer Spannung als Eingangssignal nicht sinnvoll. Deswegen wird ein Strom $i(t)$ in den Kondensator eingepreßt, hierbei ist $g_c(t)$ die Gewichtsfunktion des Kondensators.

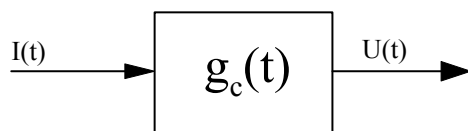


Bild 4.7: Gewichtsfunktion kapazitive Messung

Die Gewichtsfunktion des Kondensators berechnet sich als dem Quotient aus der Einheitssprungfunktion $\sigma(t)$ und dem Kapazitätswert C .

$$g_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \sigma(t) \quad (4.7)$$

Da die Struktur der Gewichtsfunktion $g_c(t)$ gemäß Gleichung 4.7 bekannt ist und die Form des Eingangsstroms $I(t)$ ebenfalls bekannt, ergibt sich für der Zeitverlauf von $U(t)$ nach Gleichung 4.8.

$$U(t) = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t I(\nu) d\nu \quad (4.8)$$

Der Verlauf der Spannung $U(t)$ kann aus den Messwerten nach jedem Stromimpuls vollständig rekonstruiert werden, daher ist es nicht notwendig das Abtasttheorem zu beachten. Somit kann der Aufwand für die Analog/Digital Umsetzung reduziert werden. Dies ist besonders günstig, da eine hohe Abtastrate bei gleichzeitig hoher Bit Auflösung einen hohen technischen Aufwand erfordert.

4.3 TF-Messverfahren

Ein weiteres Verfahren zur Auswertung von unterschiedlichen passiven Sensoren ist das Trägerfrequenzmessverfahren [26, 28, 44]. Es wird besonders häufig für die Auswertung von resistiven Sensoren, wie z.B. Dehnmessstreifen angewandt. Aufgrund seiner Flexibilität kann dieses Messverfahren auch für die Auswertung von kapazitiven Sensoren optimiert werden. Das Grundprinzip des Trägerfrequenzmessverfahrens wurde aufgrund seiner Flexibilität als Grundlage für diese Arbeit ausgewählt. Da es in dieser Arbeit auch später in dem Prototypen realisiert und angewandt wird, soll an dieser Stelle etwas ausführlicher darauf eingegangen werden. Der typische Aufbau eines TF- Messsystems ist Bild 4.8 dargestellt.

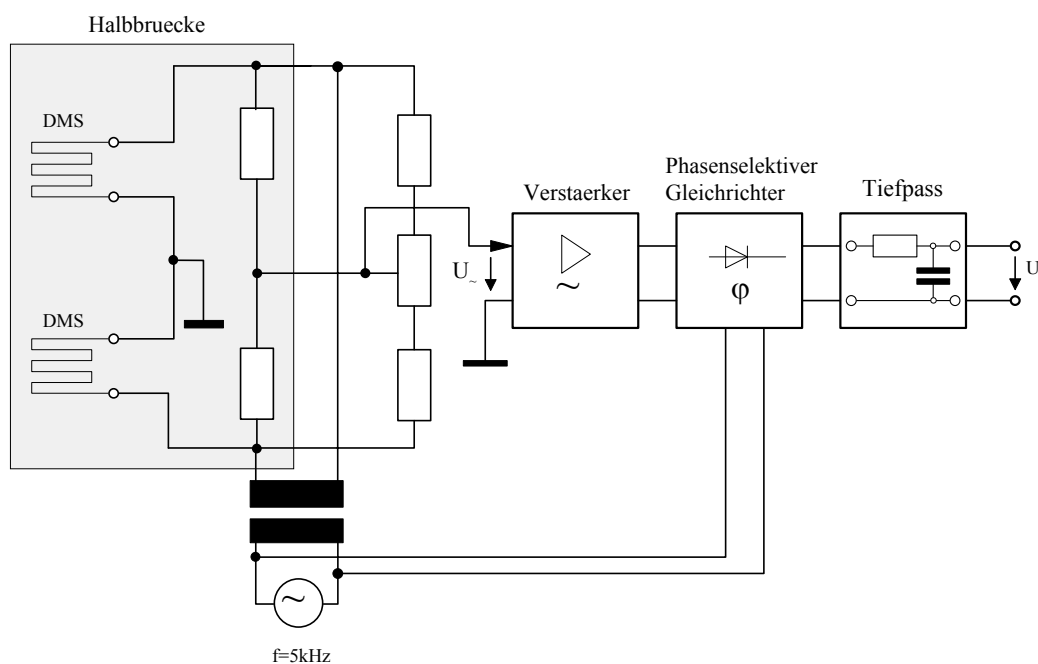


Bild 4.8: Prinzipielles Trägerfrequenzmessverfahren

Bei dem Trägerfrequenzverfahren wird eine Messbrücke mit einer Wechselspannung oder einem eingepprägten Wechselstrom der Frequenz ω_T gespeist. Im Ruhezustand befindet sich die Messbrücke in einem definierten Grundzustand, meistens wird dabei die Differenzspannung zwischen den beiden Messzweigen zu Null abgeglichen. Wird nun ein Zweig der Messbrücke verändert, so ändert sich auch die Differenzspannung. Durch die zeitliche Veränderung eines Zweiges der Messbrücke mit der so genannten Zeichenschwingung wird die Trägerschwingung moduliert.

Durch diese Modulation wird die Zeichenschwingung aus ihrer Basisbandlage in eine zur Übertragung besser geeignete Übertragungsbandlage verschoben. Gleiches gilt dabei nicht nur für eine einzelne Frequenz, sondern auch für ein ganzes Frequenzspektrum. Hierbei ist besonders wichtig, dass die Form des Spektrums durch die Verschiebung nicht verändert wird, wie in [28] gezeigt wird. Nach erfolgter Modulation und Übertragung erfolgt empfängerseitig wieder die Demodulation. Die Demodulation erfolgt durch die Multiplikation mit der Trägerfrequenz (Mischung) oder durch einen phasenselektiven Gleichrichter. Da dieser Teil des Messverfahrens besonders kritisch ist und zudem nicht für die Anwendung in dieser Arbeit geeignet ist, wird ein anderer Ansatz zur Demodulation verfolgt, doch dazu etwas später mehr.

Als Grundlage für die Modulation gilt die Formel 4.9 für die lineare Amplitudenmodulation [27, 28]. Hierbei ergibt sich die modulierte Trägerschwingung $U_{\text{mod}}(t)$ aus der Multiplikation der Trägerschwingung $U_T(t)$ mit der Zeichenschwingung $U_{\text{Mess}}(t)$.

$$U_{\text{mod}}(t) = \hat{U}_{\text{Mess}} \cdot \cos(\omega_{\text{Mess}} \cdot t) \cdot \hat{U}_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t) \quad (4.9)$$

Wenn $\underline{U}(j\omega)$ das bandbegrenzte Spektrum der allgemeinen Zeichenschwingung $u(t)$ ist, dann ist $\underline{U}_{\text{BP}}(j\omega)$ das Spektrum der modulierten Funktion

$$\underline{U}_{\text{BP}}(j\omega) = \underline{U}(j\omega) * \left(\frac{1}{2} \delta(\omega + \omega_T) + \frac{1}{2} \delta(\omega - \omega_T) \right) \quad (4.10)$$

Es wird also das Basisbandspektrum um die Frequenz ω_T auf der Frequenzachse verschoben.

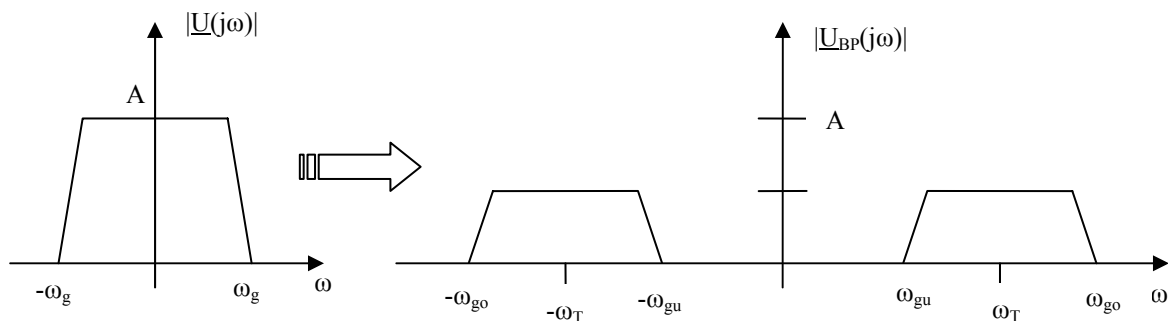


Bild 4.9: Original Spektrum und durch Modulation verschobenes Spektrum

Um nach der Modulation und der Übertragung des Signals wieder die originale Zeichenschwingung zurück zu erhalten muss das Signal demoduliert werden. Dies erfolgt durch nochmalige Multiplikation des Signals mit der Trägerschwingung.

$$U_{\text{demod}}(t) = U_{\text{mod}}(t) \cdot \cos(\omega_T \cdot t) \quad (4.11)$$

Durch die Demodulation wird das frequenzverschobene Spektrum aus der Übertragungsbandlage wieder in die Basisbandlage zurück verschoben. Bei der Demodulation entstehen zusätzlich zu dem Originalspektrum noch weitere Spektren bei doppelter Trägerfrequenz, da diese in aller Regel unerwünscht sind müssen sie durch eine nachfolgende Tiefpassfilterung entfernt werden.

$$\underline{U}_{\text{demod}}(j\omega) = \underline{U}(j\omega) * \left(\delta(j\omega) + \frac{1}{2} \delta(j\omega + 2 \cdot j\omega_T) + \frac{1}{2} \delta(j\omega - 2 \cdot j\omega_T) \right) \quad (4.12)$$

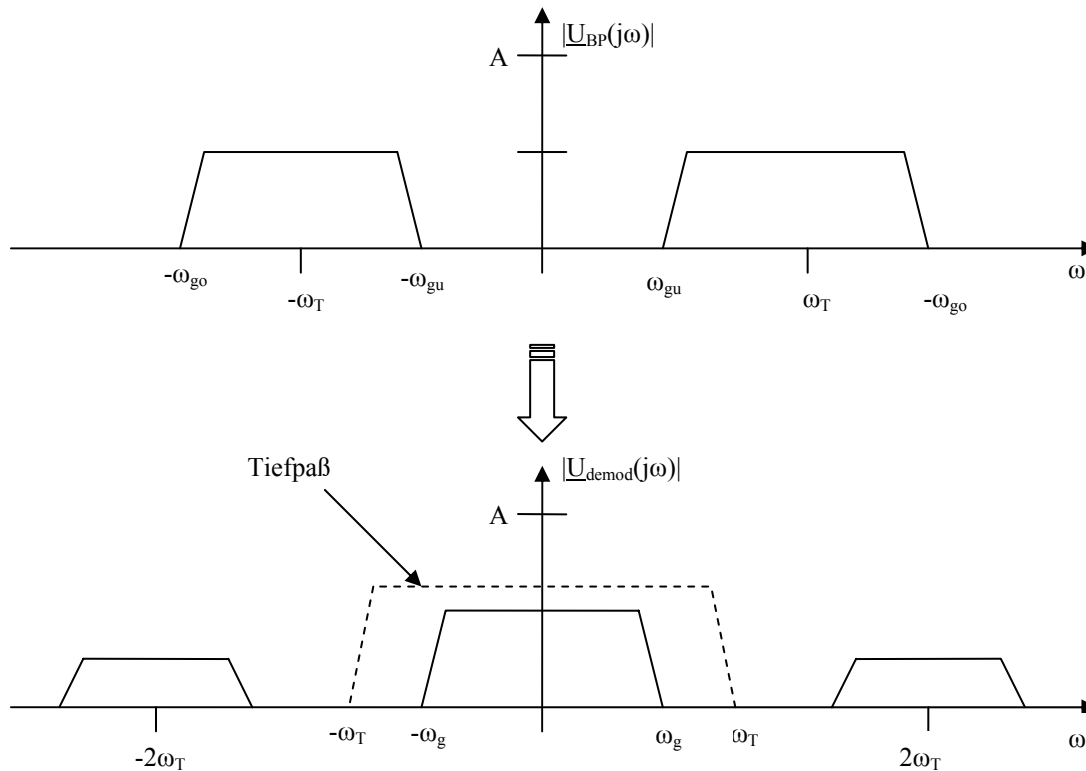


Bild 4.10: Rückgewinnung der Zeichenschwingung durch Demodulation

Bei der Demodulation ist die Phasenbeziehung zwischen der Trägerschwingung auf der Modulationsseite zum einen und der Trägerschwingung auf der Demodulationsseite zum anderen besonders wichtig, denn treten hier Phasenschwankungen zwischen den beiden Schwingungen auf, so äußert sich das in Pegelschwankungen der Ausgangsspannung und führt so zu einer Verfälschung des Messsignals. Dies ist besonders dann kritisch wenn die Trägerschwingungen auf Sender- und Empfängerseite mit verschiedenen Frequenzgeneratoren erzeugt werden und somit nicht phasenstarr miteinander gekoppelt sind. Die Frequenzgeneratoren driften sowohl in Frequenz wie auch in der Phase unweigerlich auseinander und führen so zu Phasenschwankungen und somit zu einer Verfälschung des Messwertes. Um dies dennoch bei getrennten Generatoren vermeiden zu können gibt es in der Literatur [65] verschiedene Ansätze um diese Problem zu umgehen, wie z.B. die Übertragung eines Trägerrestes zur Synchronisation. In dieser Arbeit spielt dieses Problem keine Rolle, da sowohl auf Empfängerseite, wie auch auf Senderseite derselbe Signalgenerator zur Verfügung steht und somit eine phasenstarre und exakt definierte Relation zwischen Sender- und Empfängerfrequenz besteht.

Die wohl wichtigste Aufgabe der Modulation ist es eine Zeichenschwingung oder ein Zeichenspektrum in eine zur Übertragung z.B. durch Antennen, günstigere Übertragungsbandlage zu verschieben und diesen Übertragungsweg besonders effektiv auszunutzen.

Typischerweise wählt man die Trägerfrequenz so, dass man einen besonders günstigen und störungsarmen Übertragungsweg erhält, d.h. die auf dem Übertragungsweg vorkommenden möglichen Störungen am wirkungsvollsten unterdrückt werden. Dies ist vor allem in der drahtlosen Übertragungstechnik, wie z.B. Radio oder Fernsehen von Bedeutung. In der Messtechnik liegt das Hauptaugenmerk eher auf der Unterdrückung von Störgrößen aus dem Messumfeld, damit das oft sehr kleine Messsignal nicht durch äußere Störeinflüsse negativ beeinflusst wird.

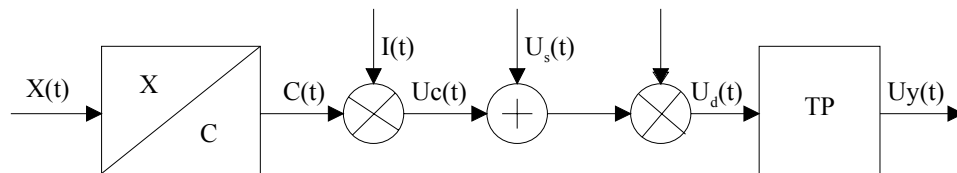


Bild 4.11: Störungseinfluss auf Trägerfrequenzmesssystem

Die Unterdrückung von Störungen ist somit die Hauptaufgabe des Trägerfrequenzmessverfahrens. Wirkt nun eine Störung $U_s(t)$ auf den Signalweg ein, so wie in Bild 4.11 gezeigt, so kann durch die Demodulation der modulierten Messsignals die Störung so günstig im Frequenzspektrum verschoben werden, dass durch die anschließende Tiefpassfilterung diese Störung eliminiert wird [25].

Ist diese Störunterdrückung noch nicht ausreichend, so kann ein zusätzliches Bandpassfilter nach der Modulation für eine verbesserte Störunterdrückung sorgen. Hierbei kann dieses Filter gleichzeitig als Anti-Aliasing Filter eingesetzt werden, um die notwendige Bandbegrenzung des modulierten Signals für die nachfolgende digitale Abtastung sicher zu stellen.

Diese Art der Störunterdrückung wird auch in der vorliegenden Arbeit angewandt. Zunächst wird aber vorausgesetzt, dass die Messsignale bandbegrenzt sind. Dies ist dadurch gegeben, dass zum einen die Trägerschwingung im Signalgenerator fest eingestellt ist und im Signalgenerator durch ein entsprechendes Bandpassfilter schon geeignet gefiltert wird. Die Trägerschwingung ist somit frei von unerwünschten spektralen Frequenzanteilen. Die Begrenzung des Messsignals selbst auf maximal 100kHz ist durch einen mechanischen Tiefpass im Versuchsaufbau gegeben, der aus dem Versuchsaufbau selbst resultiert. Somit kann auf eine Bandpassfilterung zwischen C-Messelektronik und AD Wandlerkarte zunächst verzichtet werden. Durch einen Versuch mit zwischengeschaltetem Bandpassfilter konnte keine Verbesserung erzielt werden. Dennoch kann im Einzelfall dieses Bandpassfilter notwendig sein.

Dann ist aber zu beachten, dass durch die Bandpassfilterung keine Verschlechterung der Signalqualität erfolgen darf. Die Tiefpassfilterung nach der Demodulation erfolgt softwareseitig mit einem geeigneten digitalen Tiefpassfilter. Die Wirkung der Störunterdrückungsmaßnahmen konnte durch die praktischen Messungen bestätigt werden, siehe Kapitel 7.

Es wurde schon erwähnt, dass die Demodulation mittels Multiplikation mit der Trägerschwingung erfolgt, dies ist nicht zwingend notwendig, da es noch weitere Methoden zur Rückgewinnung der Zeichenschwingung gibt. Um das Messsignal im Computer weiterverarbeiten zu können ist eine Digitalisierung des Messsignals in jedem Fall notwendig. Tastet man das modulierte Signal nun in geeigneter Weise mit einem Analog Digital Wandler ab, so kann man sich die Nachteile der rein analogen Demodulation sparen und man hat direkt die digitalen Werte für die anschließende digitale Weiterverarbeitung zur Verfügung, hierauf wird noch näher in Kapitel 4.3.1 eingegangen.

Um das modulierte Signal, unter Beachtung des Shannon-Theorems [25] abtasten zu können benötigt man einen geeigneten AD-Wandler mit entsprechend hoher Abtastrate. Die hohe Abtastrate stellt auch an die nachfolgende Signalverarbeitung hohe Anforderungen, da sie die hohe Datenmenge, resultierend aus der hohen Abtastfrequenz weiter zu verarbeiten hat. Nach Shannon muss die Bedingung 4.13 erfüllt sein, damit das Signal durch ein Rekonstruktionsfilter ausgangsseitig fehlerfrei wiederhergestellt werden kann.

$$f_{\text{Sampling}} > 2 \cdot f_{\text{Max}} \quad (4.13)$$

Der Vorgang der Abtastung kann mittels Bild 4.12 symbolisiert werden, dabei wird das Signal $s(t)$ zeitdiskret abgetastet. Der Vorgang der diskreten digitalen Abtastung kann mathematisch mit der Kammfunktion 4.14 dargestellt werden. Die Kammfunktion ist eine Folge von äquidistanten Dirac Impulsen.

Diese Folge wird nun mit dem analogen Signal $S(t)$ multipliziert, dadurch erhält man das diskrete Signal $S_{\text{sampling}}(t)$.

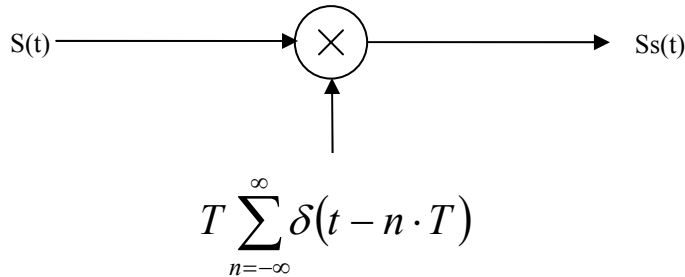


Bild 4.12: Modell des idealen Abtaster

Tastet man ein beliebiges Signal $S(t)$ mit der Kammfunktion 4.14 ab, so erhält man für die abgetastete Funktion $S(t)$ die Funktion $S_{\text{sampling}}(t)$, Gleichung 4.15.

$$\text{III}_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T) \quad (4.14)$$

$$s_{\text{sampling}}(t) = s(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} T \cdot \delta(t - n \cdot T) \quad (4.15)$$

Mit der Fouriertransformation erhält man das Frequenzspektrum der Funktion

$$S_{\text{sampling}}(f) = S(f) * \text{III}_{\frac{1}{T}}(f) = S(f) * \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right] \quad (4.16)$$

Durch Umformen erhält man

$$S_{\text{sampling}}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(f) * \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (4.17)$$

Die Abtastung eines kontinuierlichen Signals hat eine Periodisierung des Frequenzspektrums zur Folge.

$$S_{\text{sampling}}(f) = \sum S(f - n \cdot f_{\text{sampling}}), \text{ mit } f_{\text{sampling}}=1/T \quad (4.18)$$

Um nun den Nachteil der hohen Abtastrate⁴ bei hochfrequenten Signalen umgehen zu können kann man zu einem anderen Ansatz greifen.

Bei modulierten Signalen handelt es sich nahezu immer um bandbegrenzte Signale mit einer Bandbreite die meistens sehr viel kleiner ist als die Trägerfrequenz. Um dennoch ein moduliertes Signal korrekt, d.h. ohne Informationsverlust abtasten zu können, reicht es wenn die Abtastrate die Bedingung nach Gleichung 4.19 erfüllt, hierbei spricht man von Unterabtastung. Durch die Unterabtastung kann die Abtastrate des AD Wandlers drastisch auf praktikable Werte reduziert werden, da nur noch mit einer Abtastrate die größer ist als die zweifache Differenz von oberen und unterem Grenzwert des modulierten Signals abgetastet werden muss und nicht mehr mit der mehr als zweifachen höchsten vorkommenden Frequenz. Dadurch werden die Anforderungen an den AD Wandler und an die nachfolgende Signalverarbeitung deutlich reduziert.

$$f_{\text{Sampling}} > 2 \cdot (f_{\text{Max}} - f_{\text{Min}}) \quad (4.19)$$

Durch eine diskrete Abtastung des Signals mit dem Frequenzspektrum $S(f)$ (Bild 4.13, zeigt das bandbegrenzte Spektrum des modulierten Signals mit der Trägerfrequenz f_T) entsteht eine Periodisierung des Spektrums $S(f)$, wie in Bild 4.14. Besonders wichtig dabei ist, dass die Form des Spektrums nicht verändert wird.

Die Abtastrate kann so gewählt werden, dass eines der periodisch fortgesetzten Faltungsprodukte aus Abtastrate und Trägerfrequenz genau im gewünschten Basisband zum liegen kommt. Kommen durch eine ungeschickte Wahl der Abtastfrequenz die Faltungsprodukte nicht deckungsgleich mit dem Spektrum des Signals daher, sondern sind gegeneinander verschoben, so addieren sich die Spektren und erzeugen einen Aliasingfehler der nicht rückgängig gemacht werden kann.

Um diesen Aliasingfehler zu vermeiden muss die periodische Fortsetzung des Basisbandsignals wieder mit dem Trägersignal zusammenfallen. Im Bild 4.15 ist der allgemeine Fall dargestellt, wobei die Mittenfrequenz nicht die Nulllage ist. Hier muss noch durch eine nachfolgende Hilberttransformation das gewünschte Spektrum auf die Nulllage gefaltet werden.

Da die Hilberttransformation nur bei gleichanteilmfreien Signalen angewandt werden darf, muss hier die Abtastrate so gewählt werden, dass das Spektrum direkt in der Nulllage zum liegen kommt und keiner weiteren Berechnung unterzogen werden muss. Über die Wahl der Abtastrate kann auch eingestellt werden, ob das Trägersignal in Normal- oder in Kehrlage ins Basisband gefaltet wird. Durch die anschließende Tiefpassfilterung erhält man das richtige Ausgangssignal.

⁴ Die Abtastrate des AD-Wandler muss nach Shannon mindestens doppelt so hoch sein wie die höchste im Signal vorkommende Frequenz. Dies wird in der Praxis nicht realisiert, da die Flankensteilheit der notwendigen Anti-Aliasing Filter extrem hoch sein müsste und dies nur schwer oder gar nicht zu bewerkstelligen ist. Daher wählt man in Praxis eine 5-fache bis 10-fach höhere Abtastfrequenz des AD-Wandlers um eine relativ geringe Flankensteilheit der Filter einsetzen zu können.

Mit Formel 4.20⁵ kann die geeignete Abtastrate für die Unterabtastung ermittelt werden.

$$f_{\text{Samplingrate}} = \frac{2 \cdot \left(f_T + \frac{B}{2} \right)}{\text{trunc} \left[\frac{f_T + \frac{B}{2}}{B} \right]} \quad (4.20)$$

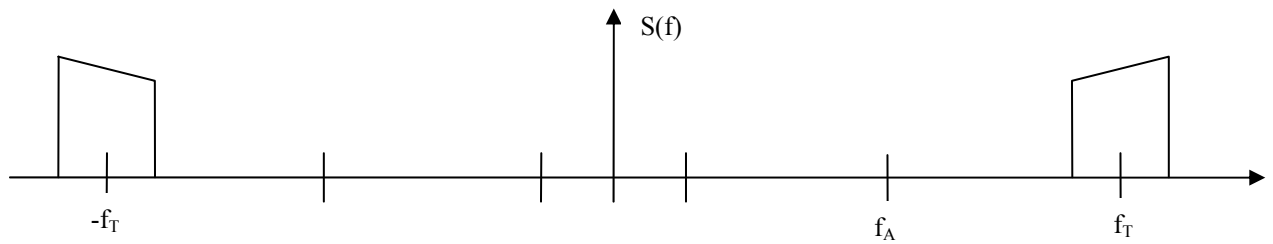


Bild 4.13: Spektrum des modulierten Signals

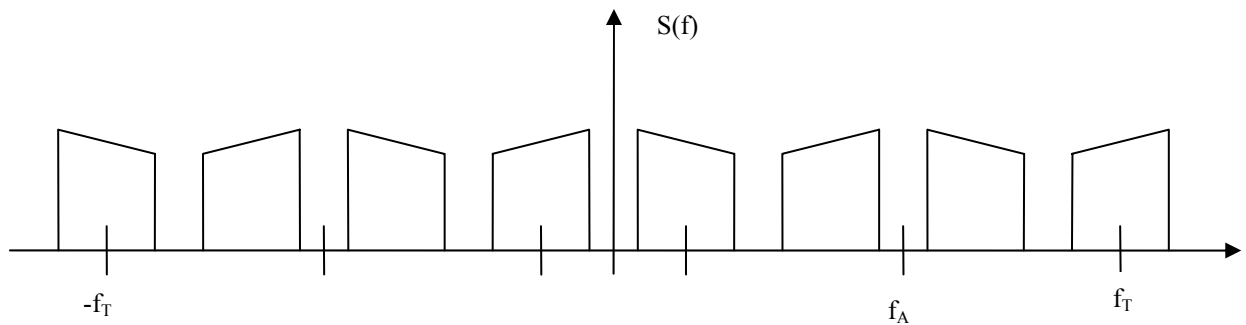


Bild 4.14: Spektrum nach Unterabtastung

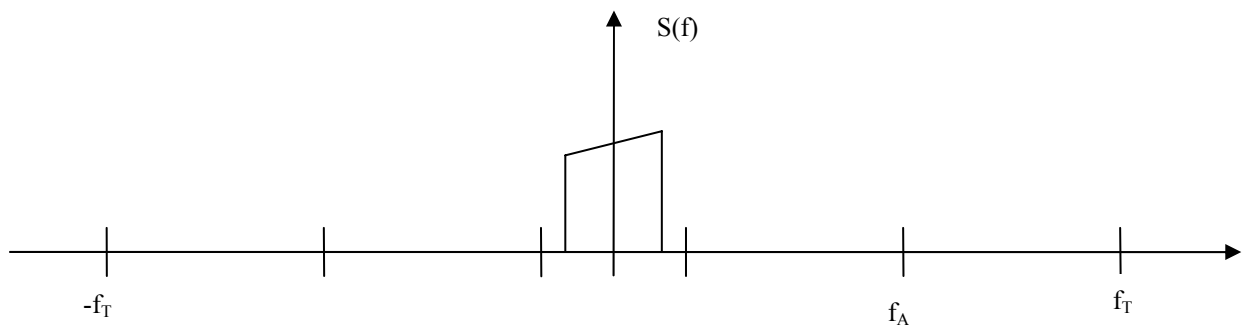


Bild 4.15: Spektrum nach Modulation (Hilbert-Transformation) und Tiefpassfilterung

⁵ Funktion $\text{trunc}(x)$ schneidet Nachkommastellen von x ab.

4.3.1 Digitale Abtastung des modulierten Signals

Um aus dem modulierten Zeichensignal wieder die originale Zeichenschwingung rekonstruieren zu können wird die digitale Unterabtastung eingesetzt. Durch die Unterabtastung kann bei geeigneter Wahl der Abtastfrequenz die modulierte Zeichenschwingung wieder zurück ins Basisband gefaltet werden. Hierdurch spart man sich den Umweg über die analoge Demodulation (Abwärts-Mischung durch wiederholte Multiplikation mit der Trägerschwingung) und erhält dadurch noch eine Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses, da die analogen Schaltungsteile entfallen und mit ihnen auch deren Rauschteile.

Durch die Digitalisierung eines analogen Messsignals erfolgt neben der Zeitdiskretisierung auch eine Wertediskretisierung. Durch diese Wertediskretisierung entsteht ein Quantisierungsfehler. Im Gegensatz zur Zeitdiskretisierung kann der Fehler durch die Wertediskretisierung nicht mehr rückgängig gemacht werden.

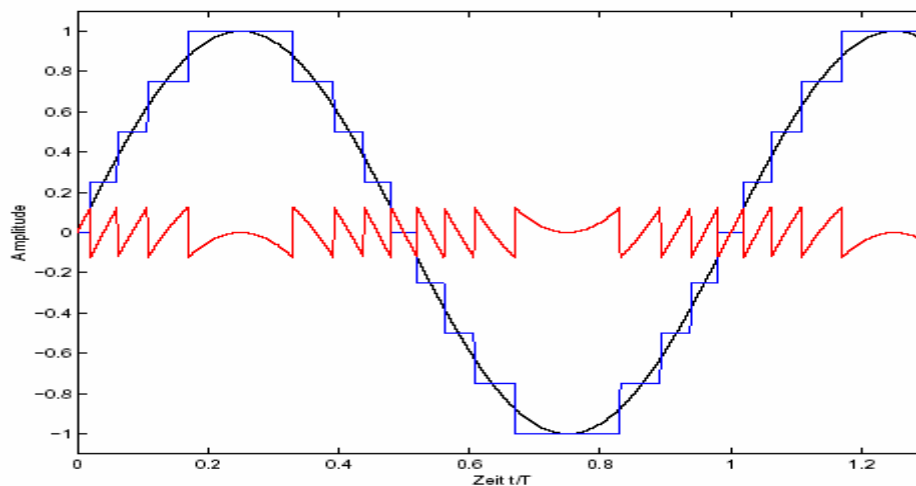


Bild 4.16: Beispielhafte Quantisierung eines Sinussignals mit dazugehörigem Quantisierungsfehlersignal

Dementsprechend ist die Auflösung des AD Wandlers so zu wählen, dass durch die Wertequantisierung des Signals der entstehende Fehler klein genug ist um nicht die Auflösung des Signals zu gefährden.

Durch die Quantisierung wird eine weitere Rauschquelle hervorgerufen, die eine Rauschleistung $P_e(t)$ erzeugt. Diese Rauschleistung addiert sich zu den anderen Rauschquellen, wie z.B. dem Widerstandsrauschen hinzu und verringert das Signal/Rauschverhältnis. Im Bild 4.16 ist das Nutzsinal in Form einer Sinusschwingung dargestellt, tastet man nun dieses Signal mit einem diskreten Abtaster ab, so erhält man den als rote Linie dargestellten Fehler. Dieser Fehler kann, im Gegensatz zur zeitlich diskreten Abtastung des Signals nicht durch Filterung oder ähnliche Maßnahmen korrigiert werden. Daher ist der Fehler der durch eine Wertediskretisierung entsteht besonders zu berücksichtigen und entsprechend klein zu halten. Dies wird durch die verfügbaren AD Wandler begrenzt, hier ist auf eine ausreichend hohe Anzahl von Quantisierungsstufen zu achten.

Die Quantisierungsrauschleistung $P_e(t)$ ist von der Größe des Quantisierungsfehlers $e(t)$ abhängig und umso stärker ausgeprägt, je kleiner die Anzahl der Quantisierungsstufen ist. Dieses durch die Quantisierung hervorgerufene Rauschen kann unter bestimmten Voraussetzungen⁶ als weißes Rauschen mit konstanter Rauschleistungsdichte $N(f)$ (Bild 4.17) im Bereich $[-f_s/2; f_s/2]$ betrachtet werden. Hierbei ist Δs die Quantisierungsstufe, sie ergibt sich als Quotient aus ΔU der maximalen abzutastenden Spannung und der Anzahl der möglichen Quantisierungsschritte (z.B. 256 Stufen für einen 8 Bit Analog Digital Wandler).

$$e(t) = s_{\text{analog}}(t) - s_{\text{Sampling}}(t) \quad (4.21)$$

$$P_e(t) = E[e^2] = \int_{-\frac{\Delta s}{2}}^{\frac{\Delta s}{2}} e^2 \cdot \frac{1}{\Delta s} \cdot de = \frac{1}{12} (\Delta s)^2 \quad (4.22)$$

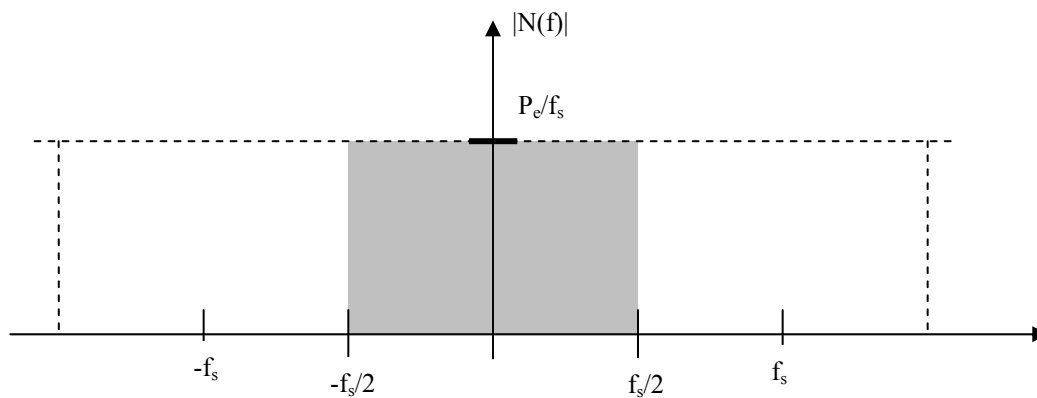


Bild 4.17: Rauschspektrum der Quantisierungsfehlerleistung

Die gesamte Rauschleistung der Quantisierung ist im Intervall $[-f_s/2; f_s/2]$ verteilt. Befindet sich nun das Nutzsignal ebenso in diesem Intervall resultiert daraus ein ziemlich ungünstiges S/N-Verhältnis.

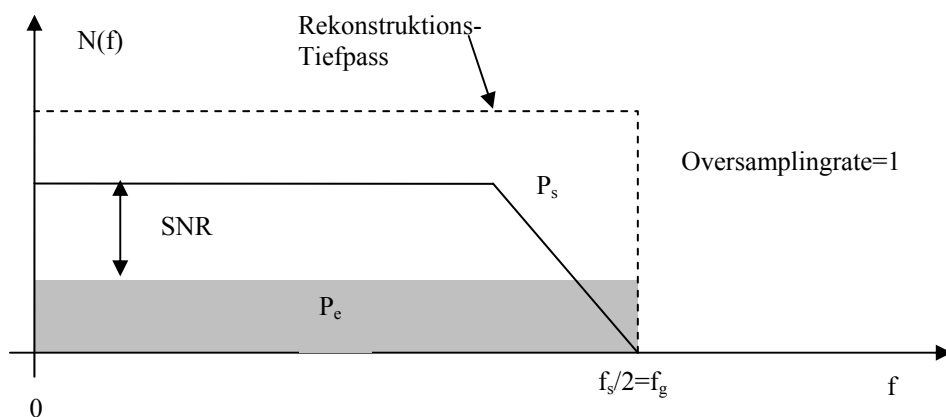


Bild 4.18: Quantisierungsfehlerleistung im Intervall $[-f_s/2; f_s/2]$

⁶ Ist der Quantisierer ausreichend gut angesteuert und ist das Eingangssignal zeitlich ausreichend veränderlich, kann das Fehlersignal $e(t)$ als weißes Rauschen mit konstanter Amplitudendichte im Intervall $[-\Delta s/2, \Delta s/2]$ angenommen werden.

Durch Oversampling wird die Rauschleistung über ein größeres Frequenzband verteilt. Schneidet man durch anschließende Tiefpassfilterung einen Teil der Rauschleistung ab, so kann das S/N-Verhältnis verbessert werden.

Zusätzlich kann durch die Wahl der Abtastfrequenz eine Formung des Rauschens erfolgen. Mittels Rauschformung kann ein Teil der Rauschleistung die durch die Quantisierung entsteht aus dem Frequenzbereich des Nutzsignals verschoben werden. Durch anschließende Filterung wird das Signal/Rauschverhältnis verbessert, da ein Teil der Rauschleistung durch die Filterung unterdrückt wird.

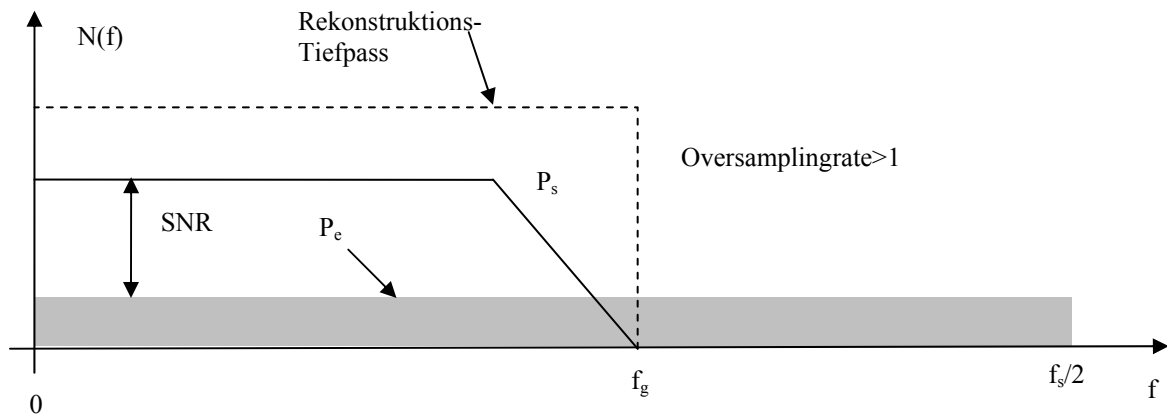


Bild 4.19: Verminderung der Quantisierungsfehlerleistung im Basisband durch Oversampling

So kann der Beitrag des AD Wandlers zur Gesamtrauschleistung in relativ weiten Grenzen beeinflusst werden. Natürlich nur sofern der AD Wandler auch entsprechend hoch getaktet werden kann und die nachfolgende digitale Schnittstelle auch in der Lage ist die entsprechend erhöhte Datenrate und die daraus resultierende Datenmenge zu verarbeiten. Zudem kann man teilweise den Vorteil wieder verlieren, denn man durch die Unterabtastung gewonnen hat, wie die Reduzierung der Datenmenge und die geminderten Anforderungen an den AD Wandler.

Der Einfluss des Quantisierungsrauschens des AD-Wandlers kann durch die Wahl der Abtastfrequenz beeinflusst werden. Etwas anders verhält es sich mit dem thermischen Rauschen der verschiedenen Bauelemente der verwendeten analogen Schaltungsteile. Das thermische Rauschen reicht bis weit über die Abtastfrequenz hinaus. Der Rauschanteil oberhalb der Abtastfrequenz wird durch die Abtastung unterabtastet.

Die Unterabtastung faltet diesen Rauschanteil zurück in das Basisband und trägt somit zu einer Verschlechterung des Signal/Rauschabstandes bei: Der ins Basisband zurückgefaltete Rauschanteil addiert sich zu dem schon vorhandenen Rauschanteil im Basisband.

Dieser Vorgang ist unerwünscht, kann aber nicht vermieden werden, sondern nur optimiert werden. Hierzu ist die Verringerung des thermischen Rauschens durch ein optimales auf Rauscharmut getrimmtes Schaltungsdesign notwendig. Durch eine Bandpassfilterung vor der AD-Wandlung kann der Teil des Rauschens zusätzlich verringert werden, der dann durch die Unterabtastung ins Basisband zurückgefaltet wird.

Durch die in dieser Arbeit gewählte Auslegung der Eingangsschaltung und der Wahl der Abtastfrequenz konnte der Einfluss des Rauschens soweit als möglich verringert werden. Bei der Dimensionierung des Arbeitspunktes der kapazitiven Messbrücke und der Wahl der Differenzverstärker wurde diesem Aspekt Rechnung getragen.

5 Konzept für ein Messsystem

In den folgenden Kapiteln wird zunächst ein theoretisches Konzept für ein kapazitives Messsystem zur Abstandsmessung vorgestellt und diskutiert. Anschließend erfolgt dann die genaue Beschreibung der Umsetzung dieses Konzeptes in einen Prototypen und die weiteren Untersuchungen des Messkonzeptes anhand eines praktischen Messaufbaus. Nach Aufbau des Prototyps wurde dieser zur weiteren Untersuchung der Funktionsweise und Eigenschaften des Messsystems auf einer Ultra Präzisionsmaschine des Lehrstuhls für Feinwerktechnik installiert und in Betrieb genommen

Von besonderem Interesse sind hierbei zunächst die Überprüfung der grundlegenden theoretisch hergeleiteten Funktionsweise des Konzeptes und die Untersuchung der durch die Maschine verursachten oder auf die Maschine einwirkenden Störungen und deren wirksame Unterdrückung. Solche Störungen können verschiedenste Ursachen haben, sie werden zum einen durch die Maschine selbst, also durch z.B. durch unzureichende oder defekte Lagerung der Antriebsachsen hervorgerufen, aber auch durch Einflüsse von außen wie Gebäudevibrationen oder Straßenverkehr. Die Bandbreite aber auch der Wirkmechanismus verschiedenartiger Störungen ist dabei sehr unterschiedlich. So sind die Frequenzen einer Gebäudeschwingung eher im niederfrequenten Bereich von einigen Hertz angesiedelt, Vibrationen durch Unwuchten können dabei etliche Kilohertz betragen.

Somit ist eine große Bandbreite d.h. Schnelligkeit des Messsystems von Bedeutung. Zusätzlich sinnvoll kann die Triggerfähigkeit des Messsystems auf bestimmte Ereignisse sein, so dass die Messung zwar kontinuierlich läuft, aber ein Aufzeichnung und Speicherung erst durch ein definierbares Ereignis getriggert wird. Bei singular auftretenden Störungen ist insbesondere die Dauer, aber auch die Frequenz der Störung oft nicht vorherzusagen.

Bei der Konstruktion, eines kapazitiven Abstandsmesssystems, ist eine Vielzahl von verschiedenen Anforderungen zu berücksichtigen. Tabelle 5.1 gibt einen Überblick über die verschiedenen Anforderungen an einen Sensor.

Geometrische Merkmale	Elektrische Eigenschaften
Durchmesser der Messfläche	resultierende oder gewünschte Kapazität
Gewicht (Beschleunigungssensoren)	elektrische Verluste
Mechanische Stabilität	Einsatzort
Abstand zu Messfläche	Art der Schirmung (passiv oder aktiv mit Guard)
Messbereich, maximal mögliche Auslenkung	Unterdrückung unerwünschter Streufelder
Befestigungsmöglichkeit	Maximale Kabellänge
Anschlussmöglichkeit (Kabel und Stecker)	Temperatur, Umgebungsbedingungen

Tabelle 5.1: Systemanforderungen

Eine Messkette für die Auswertung eines kapazitiven Sensors ist vereinfacht in Bild 5.1 dargestellt. Eine zu messende Größe x wirkt auf einen kapazitiven Sensor. Im Rahmen dieser Arbeit handelt es um bei der zu messenden Größe x um den Abstand zweier Messelektroden. Der Sensor setzt diese Größe in eine entsprechende Kapazität C um. Eine Sensorelektronik ermittelt eine Kapazität C_m , die dann von der Auswerteeinheit in einer gewünschten Form dargestellt und ausgewertet wird, dies ist in vielen Fällen noch ein Analogsignal. Für eine weitere Verarbeitung mittels EDV muss dieses Signal wieder digitalisiert werden. Durch die moderne Signalverarbeitung und die zur Verfügung stehenden Bauelemente rückt man daher immer mehr von der analogen Signalerfassung ab und geht zu einer

digitalen Signalverarbeitung über. Dies bietet den Vorteil, dass sehr große und auch sehr schnell anfallende Datenmengen direkt, wenn nötig sogar in Echtzeit, bearbeitet und ausgewertet werden können.

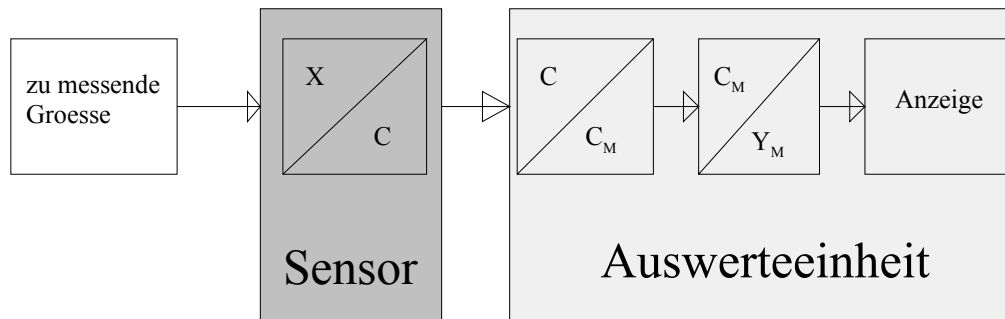


Bild 5.1: Messkette für die Auswertung eines kapazitiven Sensors

Damit die schon mehrfach erwähnten hohen Anforderungen bezüglich Auflösung und Dynamik an das Messsystem realisiert werden können ist ein geeigneter Ansatz für die Messkette notwendig. Erschwerend kommt hinzu, dass bei der Konstruktion und auch während des späteren praktischen Betriebs des Messsystems eine ganze Reihe von Einflüssen und Störungen auftreten können. Diese Einflüsse können eine drastische Verschlechterung der System Performance bewirken, wenn sie nicht ausreichend unterdrückt oder schon im Vorfeld vermieden werden. Einige der wichtigsten Störeinflüsse sind in Tabelle 5.2 aufgeführt. Hierbei reicht es zunächst nicht aus nur einzelne Gesichtspunkt zu betrachten und zu optimieren, sondern das gesamte Zusammenspiel aller Komponenten muss optimal funktionieren.

Art des Störeinflusses	Beschreibung	Kommentar
Umwelteinflüsse	220V Netz, Elektrosmog, etc..	Fast überall vorhanden, Abschirmung der Elektronik notwendig, Filterung der 50Hz Netzstörungen.
mechanischen Aufbau	Verschmutzung, etc..	Kann durch Sorgfalt bei der Konstruktion und Anwendung minimiert werden
elektrischen Aufbau	Brummschleifen, etc..	Konstruktion muss prinzipiell unempfindlich sein, Vermeidung von falscher Erdung im Einsatz
internen Aufbau	parasitäre Impedanzen, Temperaturabhängigkeiten etc.	Kann nur durch Konstruktion minimiert werden, kein Einfluss des Anwenders

Tabelle 5.2: Typische Störeinflüsse auf ein kapazitives Messsystem

Zur Ermittlung der Größe einer Kapazität in Form eines kapazitiven Abstandssensors ist eine geeignete Messschaltung notwendig. In Kapitel 4 wurden unterschiedliche Verfahren zur Auswertung einer Kapazität vorgestellt. Es hat sich allerdings gezeigt, dass mit den bisher gezeigten Lösungen die in dieser Arbeit geforderten Eigenschaften an das Messsystem nicht oder nur teilweise erreicht werden können. Zum einen sind die Auswerteverfahren nicht schnell genug oder sie lassen sich nur als integrierte Lösungen realisieren, zum anderen reicht die Auflösung bei schnellen Messverfahren oft nicht aus. Das in Kapitel 4.3 vorgestellte Trägerfrequenzmessverfahren bietet zumindest die Basis für ein neues Messsystem. Hierbei sind allerdings einige Modifizierungen und Änderungen vorzunehmen.

Kombiniert man nun eine einfache RC Messbrücke mit einem Trägerfrequenzmessverfahren und einer geeigneten digitalen Auswertung so kann man, wie im Laufe dieser Arbeit sowohl theoretisch wie auch praktisch gezeigt wird, die gewünschten Ziele erreichen. Zunächst bietet eine Messbrücke entscheidende Vorteile für die Realisierung einer Sensorschaltung, denn durch einen durchdachten mechanischen und elektrischen Aufbau des Messsystems inklusive der Messbrücke können Störeinflüsse sehr gut unterdrückt werden, was ja eine ganz wichtige Forderung an das Messsystem ist. Diese Unterdrückung von inneren und äußeren Störeinflüssen ist notwendig um die geforderten Daten des Messsystems überhaupt zu erreichen.

Bei der Realisierung des Prototyps wurde deshalb soweit als möglich auf einen symmetrischen Aufbau der gesamten Schaltung geachtet um z.B. unsymmetrisch wirkende Störungen durch Differenzbildung eliminieren zu können. So kann z.B. auch durch einen konsequenten symmetrischen Aufbau der elektrischen Schaltung die Temperaturabhängigkeit der verwendeten Bauelemente und der daraus resultierende Fehler fast vollständig ausgeglichen werden.

Die Abtastung des Messsignals erfolgt daher auch im Differenzmodus, so wird synchron zur Trägerschwingung zunächst der Maximalwert der positiven Halbwelle abgetastet und anschließend die negative Halbwelle abgetastet. Durch eine Differenzbildung in der Software werden nun unsymmetrisch auf das Signal einwirkende Störungen gut unterdrückt.

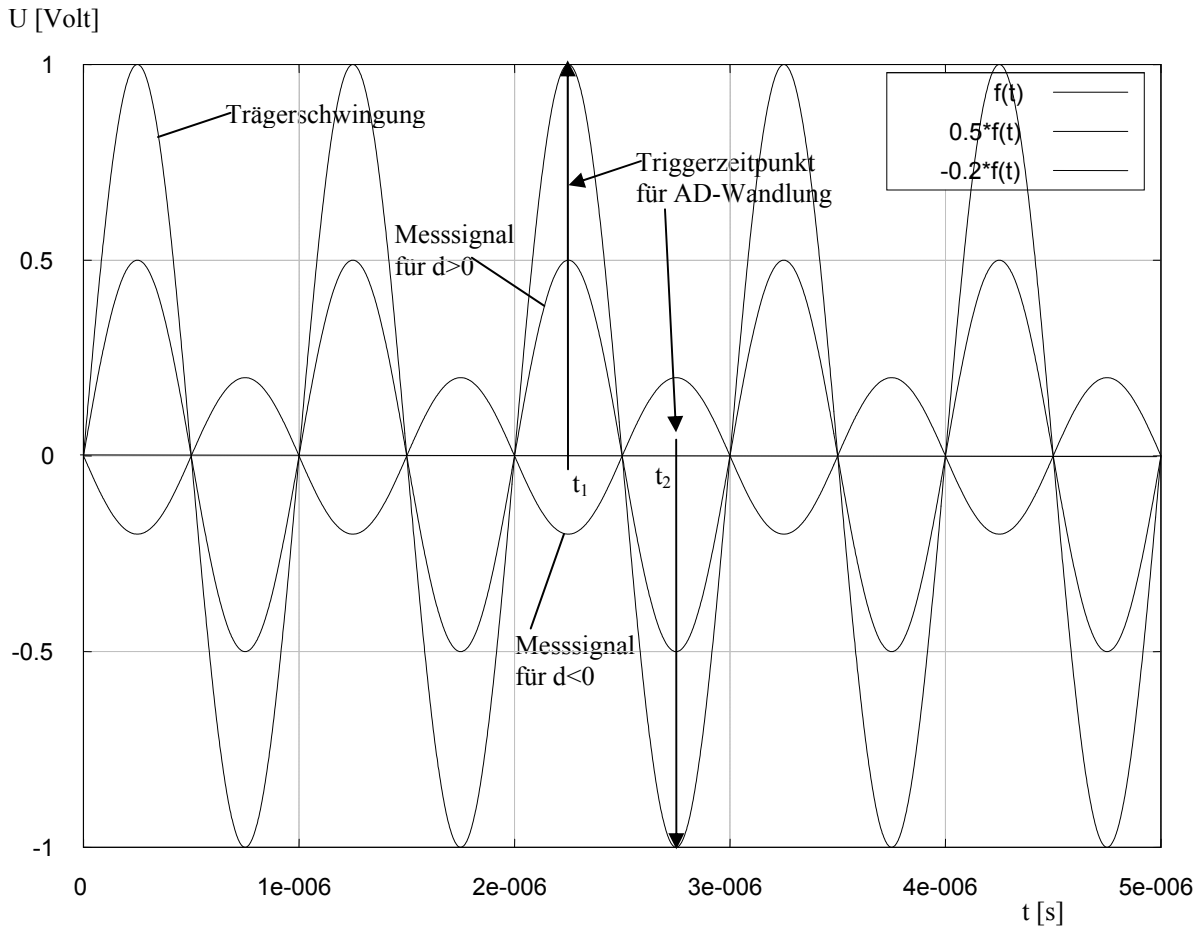


Bild 5.2: Prinzip der Differenzabtastung im Messsystem

Bei der praktischen Realisierung des Prototyps hat sich allerdings gezeigt, dass eine hundertprozentige Umsetzung des symmetrischen Prinzips nicht immer möglich ist. Durch die realen Anforderungen an den Prototyp ergibt sich zwangsläufig eine funktionale Aufteilung zwischen dem Sensor- und Sensorzuleitung, sowie der Sensorelektronik, sprich der Messbrücke. Diese Trennung lässt sich nicht vermeiden, da der kapazitive Abstandssensor typischerweise über eine wenige Meter lange Zuleitung an die Elektronik angebunden werden muss.

Das Konzept für das kapazitive Messsystem wird als Blockschaltbild in Bild 5.3 dargestellt. Zur Erhöhung der Übersichtlichkeit wurde das Messsystem in drei funktionale Module „Sensor-Elektronik“, „Abtastung und Signalerzeugung“ und „Datenerfassung und Auswertung“ aufgeteilt. Diese Module werden im Laufe dieser Arbeit noch genauer vorgestellt und untersucht.

Der kapazitive Abstandssensor bildet einen Teil einer RC Messbrücke. Diese Messbrücke wird durch eine digital erzeugte Trägerfrequenz versorgt. Die anschließende Signalverarbeitung des gewonnenen Messsignals erfolgt komplett auf digitale Weise. Es erfolgt keine Mischung oder Gleichrichtung der modulierten Trägerschwingung mehr im üblichen Sinne. Die Erzeugung der Trägerfrequenz übernimmt ein digitaler Präzisionsspannungsgenerator. Dieser Frequenzgenerator liefert mit quarzstabiler Genauigkeit die sinusförmige Trägerfrequenz und speist damit die Messbrücke, gleichzeitig liefert er die phasen-richtigen Triggersignale zur Steuerung der digitalen Abtastung. Die

anschließende Demodulation der modulierten Trägerschwingung erfolgt direkt durch Unterabtastung des modulierten Signals mit Hilfe eines Analog/Digital Wandlers. Die gewonnenen Daten werden an die FIFO Speichereinheit übertragen. Die FIFO Speichereinheit bildet einen Puffer um die Daten des AD Wandlers kurzfristig zwischenspeichern zu können bevor sie an den PC übertragen werden. Dies ist notwendig, damit keine Daten durch zufällige Unterbrechungen während eines Messvorgangs verloren gehen. Durch die Struktur des PCs ist eine unterbrechungsfreie Übertragung ohne Zwischenspeicherung nicht sichergestellt.

Die Verbindung zwischen der FIFO Speichereinheit und dem PC wird über eine Schnittstellenkarte hergestellt. Diese Schnittstellenkarte wird über die PCI Schnittstelle des PC an die PC Hardware angebunden. Sie bietet nach außen einen 16 Bit breiten und sehr schnellen Datenbus, welcher in der Lage ist, die bei der Signalabtastung anfallenden großen Datenmengen zu übertragen. Mit Hilfe eines selbst entwickelten Softwaretools erfolgt die weitere Verarbeitung der gewonnenen Messwerte. Die Messwerte können nun weiteren Berechnungen, wie Linearisierung und Filterung, unterzogen werden. Anschließend erfolgt dann die Speicherung und Visualisierung der Daten. Danach steht die gesuchte Zeichenschwingung in digitaler Form zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung.

So wurde nun ein Konzept für ein kapazitives Messsystem erstellt, welches die moderne Signalverarbeitung so gezielt einsetzt, dass unnötige Signalstufen vermieden werden und das Messergebnis direkt im PC zur Weiterverarbeitung zu Verfügung steht.

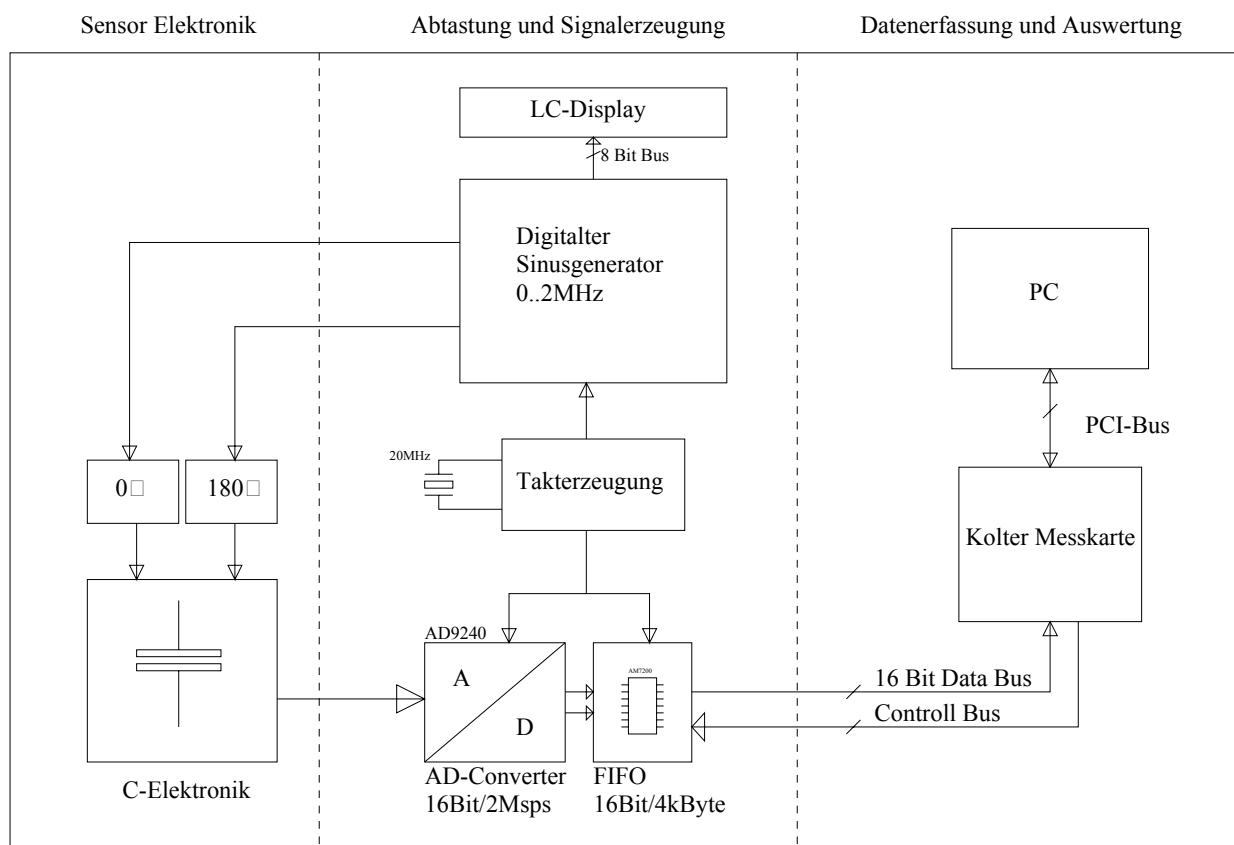


Bild 5.3: Blockschaltbild kapazitives Messsystem

5.1 Modellbildung der C-Messelektronik

Bei Messbrücken wie z.B. in [6, 44] gezeigt, wird die Differenzspannung zwischen den beiden Brückenzweigen als U_{diff} abgegriffen. In Bild 5.4 ist der Aufbau gezeigt, wie er sich vereinfacht in der C-Messelektronik darstellt, allerdings noch ohne die notwendigen aktiven Auswerteschaltungen.

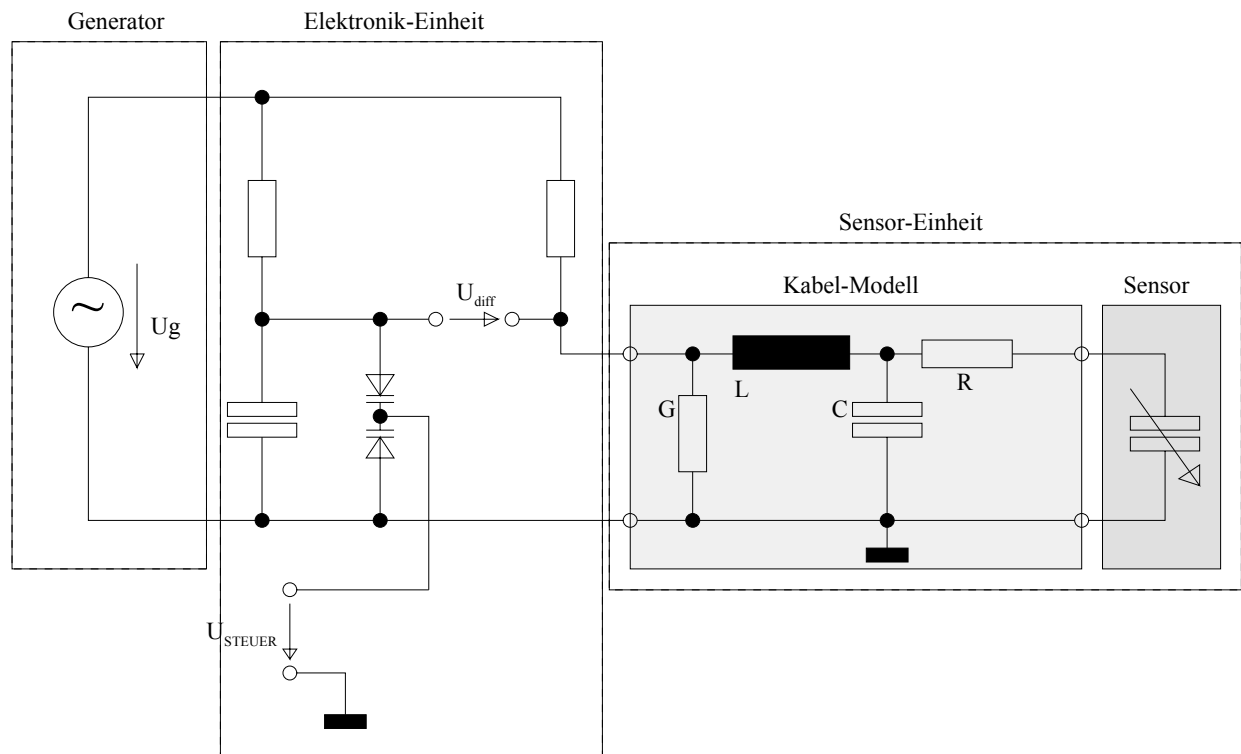


Bild 5.4: Messbrücke für kapazitive Messungen

Bevor eine Messung mit der Messbrücke durchgeführt werden kann, muss zunächst die Brücke abgeglichen werden. Häufig geschieht dies, indem die Differenzspannung U_{diff} über die Veränderung einer Impedanz in der Messbrücke auf Null abgeglichen wird. Ist dies geschehen, so kann über die Impedanzverhältnisse in der Messbrücke auf die gesuchte Messgröße zurück geschlossen werden. Ist die Messbrücke abgeglichen und die Differenzspannung $U_{\text{diff}}=0$ so erfolgt keine Belastung mehr der Messbrücke durch eine Messschaltung. Die hier vorgestellte C-Messelektronik wird von diesem Prinzip des Abgleichs allerdings etwas abweichen. Der Nullabgleich der Messbrücke wird dabei nur zum Abgleich eines definierten Grundzustandes verwendet. Grundzustand heißt, der Abstandssensor befindet sich in einem definierten Abstand zum Messobjekt. Wird nun im Falle der kapazitiven Abstandsmessung der Grundabstand des Sensors variiert, so wird die Brücke weiter verstimmt. Die Verstimmung der Messbrücke durch die Änderung der Größe des Messkondensators wird nicht ausgeglichen, d.h. zur Ermittlung des Sensorwertes wird die Differenzspannung als Maß für die Messkapazität verwendet und nachfolgend ausgewertet. Zwar wird auf diese Weise die Messbrücke mit einem Querstrom $I_{\text{quer}}(t)$ durch die Messbrücke belastet, aber durch eine symmetrische Belastung beider Zweige kann durch anschließende Differenzbildung der Messwerte diese Belastung wieder herausgerechnet werden.

Im praktischen Einsatz muss, wie schon erwähnt, vor einem Einsatz der C-Messelektronik die Messbrücke mit dem angeschlossenen Sensor abgeglichen werden. Dieser Abgleich kann aus verschiedenen Gründen notwendig sein, zum einen unterliegt die Elektronik immer einem minimalen Langzeitdrift oder zum anderen entspricht die Sensorkapazität nicht zu hundert Prozent dem typischen theoretischen Wert. Dies gilt natürlich insbesondere in der Erprobungsphase, da sämtliche Parameter in Bezug auf die Sensorelektronik und die Sensoren noch keine endgültigen Werte haben. Um diesen Abgleich durchführen zu können wurde zunächst eine Kapazitätsdiode parallel zu dem Referenzkondensator der Messbrücke geschaltet.

Diesen Abgleich über eine Kapazitätsdiode durchzuführen, bietet Vorteile gegenüber dem Abgleich mit dem Widerstand R . Der Abgleich mit einer Kapazitätsdiode ist hinsichtlich Platzbedarf und Ansteuerbarkeit ideal. Durch die verfügbare Baugröße (SOT-23) moderner Kapazitätsdioden kann der Bauraum sehr klein gehalten werden, dies ist besonders günstig hinsichtlich parasitärer Kapazitäten. Diese parasitären Kapazitäten werden zum einen durch die Leiterbahnführung und durch den Halbleiter selbst verursacht. Diese gilt es zu minimieren und den Rest soweit als möglich konstant zu halten, um den eigentlichen Messkondensator nur minimal zu beeinflussen.

Als Ausgangspunkt für ein kapazitives Messsystem eine so einfache Grundschaltung zu nehmen verwundert zunächst, dies hat aber handfeste Gründe. So bietet eine einfache Schaltung in der kapazitiven Messtechnik entscheidende Vorteile. Die Belastung eines kapazitiven Sensors durch parasitäre Impedanzen ist besonders kritisch und muss soweit als möglich vermieden werden. So kann gerade der unbedachte Einsatz von Halbleitern zu einer unnötigen Verschlechterung der Eigenschaften der Messbrücke führen, da häufig die parasitären Impedanzen von Bauelementherstellern ungenau definiert oder spezifiziert sind. So sind z.B. die Eingangskapazitäten der Halbleiter oft nur als typischer Wert angegeben und es existieren in den Datenblättern keine Angaben über die Temperatur- oder eine mögliche Spannungsabhängigkeit der Kapazitäten.

Ein weiterer Vorteil der sich aus einer einfachen und an Bauteilen minimierten Sensorschaltung fast von selbst ergibt ist der geringe Platzbedarf dieser Schaltung. So kann mit einer minimalistischen Schaltung ein einfacher Aufbau auf der Leiterplatte erreicht werden. Die Verdrahtung kann aufgrund ihrer relativen Einfachheit optimal verlegt werden. Die Platine bzw. die Struktur des Layouts kann, wie verschiedene Tests gezeigt haben, einen sehr starken Einfluss auf das Verhalten und die Qualität der Messschaltung haben.

So sind die Leiterbahnwege der Schaltung so kurz als möglich zu halten, zudem muss eine parallele Verdrahtung empfindlicher Messleitung vermieden werden. Ebenso ist eine Abschirmung der besonders empfindlichen signalführenden Leiterbahnen notwendig.

Die Zuleitung des Sensors oder besser ausgedrückt die Verbindung zwischen Sensor und Sensorelektronik erfolgt durch ein Kabel. Dieses Kabel hat verschiedene elektrische Parameter und bildet so eine komplexe Last die parallel zur Messkapazität geschaltet ist, siehe Bild 5.4, dies ist unerwünscht und muss durch weitere Maßnahmen verbessert und unterbunden werden. Hierbei ist besonders die Kapazität des Kabels sehr kritisch, da diese Kapazität unter Umständen die Kapazität des Abstandssensors um ein vielfaches übersteigen kann und somit die Empfindlichkeit stark reduziert wird. Um dies zu vermeiden wird die Guard-Technik eingesetzt, die genaue Beschreibung erfolgt in Kapitel 5.8.3. So kann durch einen durchdachten und kompakten Aufbau die Belastung und Beeinflussung des Sensorelements gering gehalten und optimiert werden. Denn das beste Bauelement ist immer noch das Bauteil welches nicht benötigt wird.

5.2 Übertragungsverhalten RC Netzwerk

Um nun eine genauere Aussage über das Verhalten der Messbrücke zu bekommen wird die folgende Betrachtungsweise gewählt. So wird nicht die gesamte Messbrücke zur Berechnung herangezogen, sondern nur ein Zweig dieses Netzwerkes. Dies hat keinen weiteren Nachteil für die Betrachtungen, da sämtliche Ergebnisse auf die Messbrücke übertragen werden können. Sie unterscheiden sich lediglich um einen konstanten Faktor.

Eine einfache Grundschaltung kann somit eine günstige Basis für analytische Berechnungen bieten. Sie ist Ausgangspunkt für die nachfolgenden Betrachtungen und Optimierungen bezüglich Bauteile Dimensionierung.

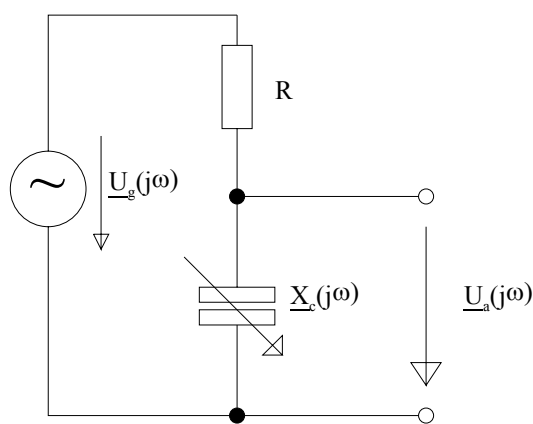


Bild 5.5: RC Netzwerk zur kapazitiven Abstandsmessung

Wird das RC Netzwerk als Spannungsteiler wie in Bild 5.5 aufgebaut und von einer idealen Spannungsquelle $\underline{U}_g(j\omega)$ mit der Trägerfrequenz ω_0 beaufschlagt, so kann am Kondensator die Ausgangsspannung $\underline{U}_a(j\omega)$, gemäß der Kirchhoffschen Regeln gemessen werden.

Somit ergibt sich die Übertragungsgleichung für den RC Spannungsteiler. Da aber der RC Spannungsteiler nicht nur von der Kreisfrequenz ω abhängig ist, sondern auch von der Kapazität $C(t)$, kann man hier nicht mehr von einem zeitinvarianten Übertragungsglied sprechen, sondern man müsste zu einer Betrachtungsweise für zeitvariante Netzwerke übergehen. Denn durch die zeitliche Abhängigkeit der Kapazität C ergibt sich für das Netzwerk eine nicht mehr für alle Zeiten gleiche Übertragungsfunktion. Dies ist insofern aber nicht kritisch, da hier auch weniger die Eigenschaften des Netzwerkes in Abhängigkeit von der Frequenz interessieren sondern vielmehr der Einfluss der Änderung des Grundabstandes der Messelektroden. Zudem wird bei allen weiteren Betrachtungen von einer konstanten Trägerfrequenz ω_0 ausgegangen.

Dennoch ist es sinnvoll mit den Methoden der Netzwerkanalyse das RC Netzwerk zu untersuchen. Hierbei sind folgende Gesichtspunkte von besonderem Interesse, Auflösung, Empfindlichkeit und das dynamische Verhalten des Systems.

Der allgemeine Fall für das Übertragungsverhalten eines beliebigen Netzwerkes wird durch Gleichung 5.1 beschrieben.

$$\underline{U}_a(j\omega) = \underline{U}_g(j\omega) \cdot \underline{H}_{RC}(j\omega) \quad (5.1)$$

Für den RC Spannungsteiler ergibt sich Gleichung 5.2

$$\underline{U}_a(j\omega) = \underline{U}_g(j\omega) \cdot \frac{\underline{X}_c(j\omega)}{\underline{X}_c(j\omega) + R} \quad (5.2)$$

Die Impedanz des Kondensators C wird durch Gleichung 5.3 beschrieben. Hierbei wird C zunächst als beliebig, aber konstant angenommen.

$$\underline{X}_c(j\omega) = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{Mess}} \quad (5.3)$$

Durch Einsetzen der Gleichung 5.3 in Gleichung 5.2 erhält man

$$\underline{U}_a(j\omega) = \underline{U}_g(j\omega) \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot R \cdot C_{Mess}} \quad (5.4)$$

Für die Übertragungsfunktion gilt allgemein

$$\underline{H}_{RC}(j\omega) = |\underline{H}_{RC}(j\omega)| \cdot e^{-j \arctan(\omega \cdot R \cdot C_{Mess})} \quad (5.5)$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion lautet

$$|\underline{H}_{RC}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C_{Mess}^2}} \quad (5.6)$$

Bild 5.6 zeigt den Betrag der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$, wobei zur Vereinfachung gilt zunächst $x = \omega R C_{Mess}$.

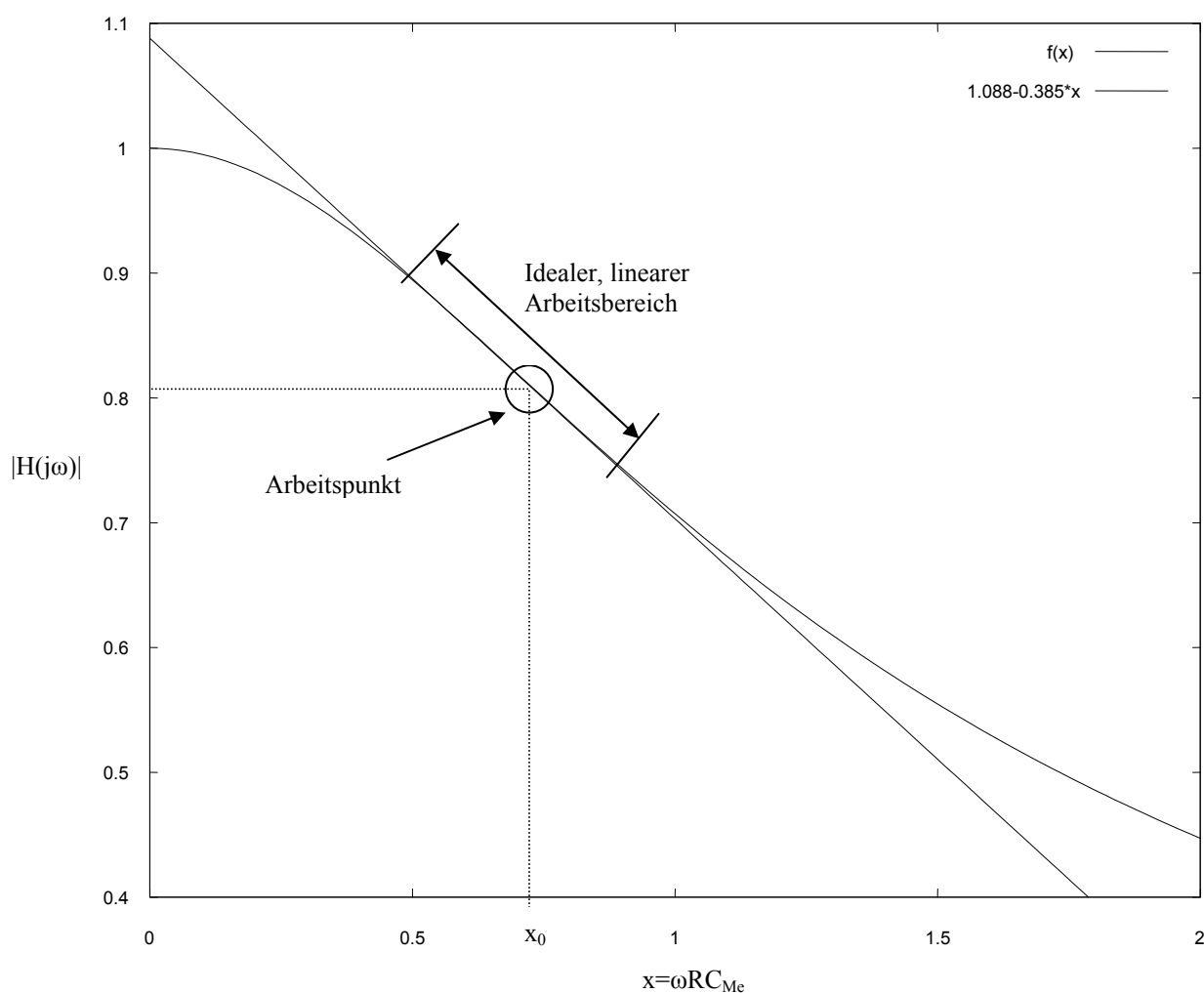


Bild 5.6: Idealer Arbeitsbereich $|H(j\omega)|$ des RC Spannungsteilers

Will man den RC Spannungsteiler als C Messelektronik einsetzen so muss zunächst der optimale Arbeitspunkt gefunden werden. Dieser ideale Arbeitspunkt für den RC befindet sich um den Punkt der größten Steigung der Übertragungsfunktion, da in diesem Bereich auch die größte Änderung der Ausgangsspannung zu finden ist. Mittels Kurvendiskussion erhält man den Wendepunkt der Funktion $H(j\omega)$ und somit den Punkt für die maximale Steigung der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$.

Die Bedingung für die maximale Steigung der Funktion $H(j\omega)$ ist

$$\omega \cdot R \cdot C_{Mess} = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (5.7)$$

Um einen möglichst großen Ausgangsspannungshub zu bekommen, ist es notwendig den Arbeitspunkt der RC Spannungsteilers in diesen Bereich zu legen, d.h. bei einer typischen Kapazität für einen Abstandsensor von 10pF und der Trägerfrequenz ω_0 muss der Widerstand R so gewählt werden, dass diese Bedingung erfüllt wird.

Durch Umformung erhält man die Übertragungsfunktion mit der Variablen d für den Abstand der Kondensatorplatten. Setzt man die Gleichung 3.12 für den idealen Plattenkondensator in Gleichung 5.6 ein, so erhält man Gleichung 5.8. Für den idealen Plattenkondensator gilt die Gleichung 3.12 aus Kapitel 0.

$$\underline{X}_C(j\omega) = \frac{d}{j \cdot \omega \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A} \quad (3.12)$$

$$|\underline{H}(j\omega)| = d \cdot \sqrt{\frac{1}{d^2 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot \epsilon_0^2 \cdot \epsilon_r^2 \cdot A^2}} \quad (5.8)$$

Gleichung 5.8 stellt nun die Abhängigkeit der Übertragungsfunktion von dem Plattenabstand d dar. Erweitert man nun den Abstand d in Gleichung 5.9 in einen Grundabstand d_0 und einen variablen Anteil $d_1(j\omega)$ so ergibt sich Gleichung 5.10.

$$\underline{U}_a(j\omega) = \underline{U}_g(j\omega) \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega R \epsilon A}{d}} \quad (5.9)$$

Betrachtet man die Kurve aus Bild 5.7 erstmal nach rein qualitativen Gesichtspunkten, so erkennt man eine große Steigung der Kurve bei kleinen Abständen d . Bei größer werdendem Abstand d flacht die Kurve sehr stark ab. Dieser abflachende Bereich ist als Arbeitspunkt für einen Sensor ungeeignet da die Empfindlichkeit stark abnimmt, d.h. die Änderung der Ausgangsspannung bezogen auf die Änderung des Abstandes nimmt stark ab.

Dies entspricht der Ausgangsbasis für das kapazitive Messprinzip, wobei die Messflächen in einen definierten Grundabstand gebracht werden und dann wird dieser Grundabstand durch die Anwendung in gewissen Grenzen beliebig verändert.

$$\underline{X}_C(j\omega) = \frac{d_0 + d_1(j\omega_{mess})}{j\omega \epsilon_0 \epsilon_r A} \quad (5.10)$$

Mit U_g wird die Generatorspannung für die Speisung des Spannungsteilers bezeichnet.

$$\underline{U}_g(j\omega) = \underline{U}_0 \cdot e^{j\omega t} \quad (5.11)$$

Die resultierende Ausgangsspannung ergibt sich somit

$$U_a(j\omega) = \frac{U_0(d_0 + d_1) e^{-j \arctan\left(\frac{R\omega_0 \epsilon_0 \epsilon_r A}{d_0 + d_1}\right)}}{\sqrt{(R\omega_0 \epsilon_0 \epsilon_r A)^2 + d_0^2 + 2d_0 d_1 + d_1^2}} \quad (5.12)$$

Nach einigem Umformen ergibt sich folgender Ausdruck für den Betrag der Ausgangsspannung U_a .

$$|U_a(j\omega)| = \frac{U_0(d_0 + d_1)}{\sqrt{R^2 \omega_0^2 \varepsilon_0^2 \varepsilon_r^2 A^2 + d_0^2 + d_1^2 + 2d_0 d_1}} \quad (5.13)$$

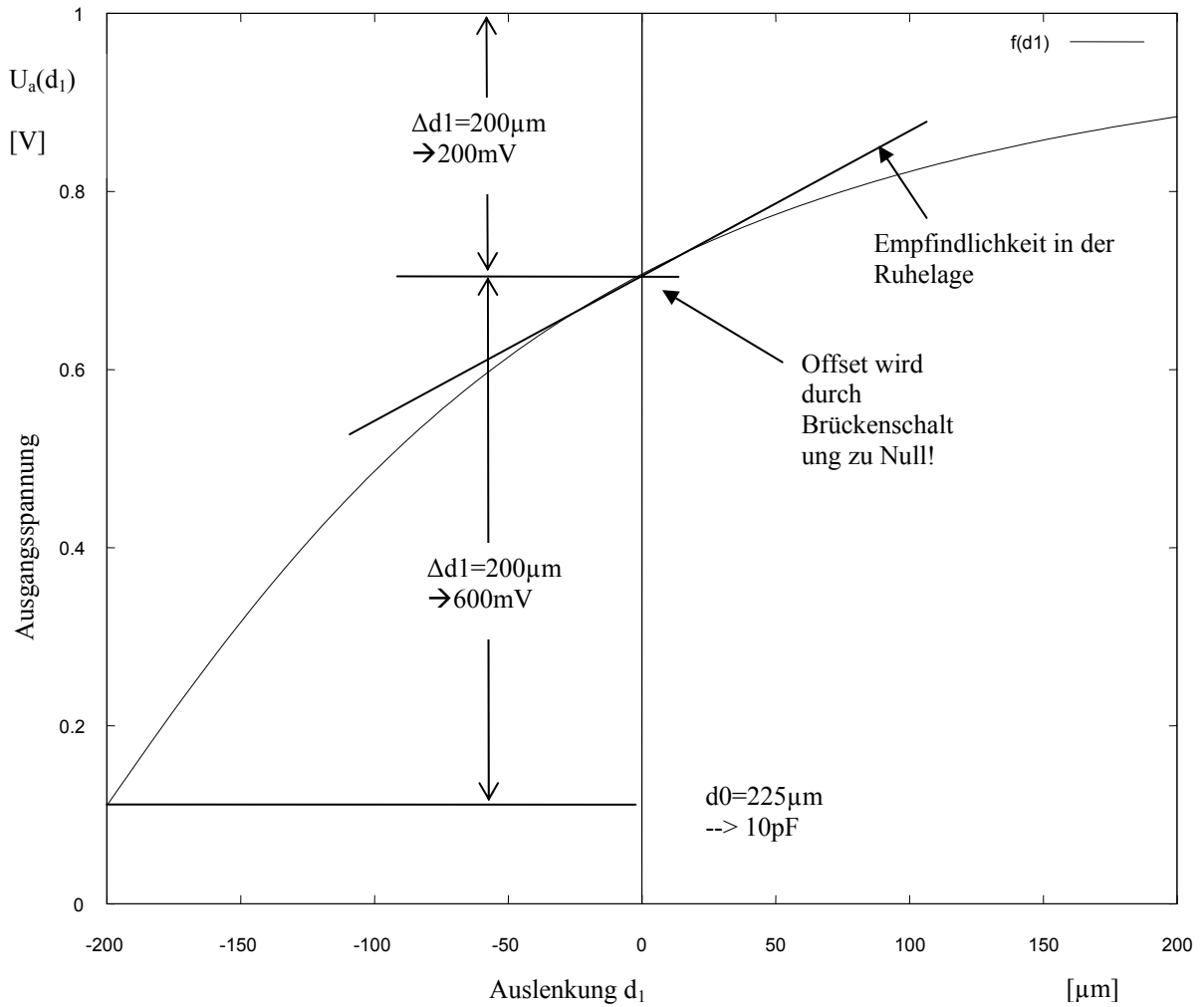


Bild 5.7: Ausgangssignal $U_a(j\omega=\text{const}, d_1)$

5.3 Empfindlichkeitsbetrachtungen

Nachdem als erster Schritt ein Arbeitspunkt für den RC Spannungsteiler definiert wurde, wird nun die Empfindlichkeit dieses RC Netzwerkes weiter untersucht. Trägt man die Kapazität über den Abstand auf, so erhält man einen Verlauf wie in Bild 5.8 dargestellt. Dabei zeigt sich deutlich der stark ansteigende Verlauf bei abnehmendem Grundabstand. Das Diagramm ist so definiert, dass der Nullpunkt der x-Achse mit dem auf 10pF normierten Grundabstand des Sensors zusammenfällt.

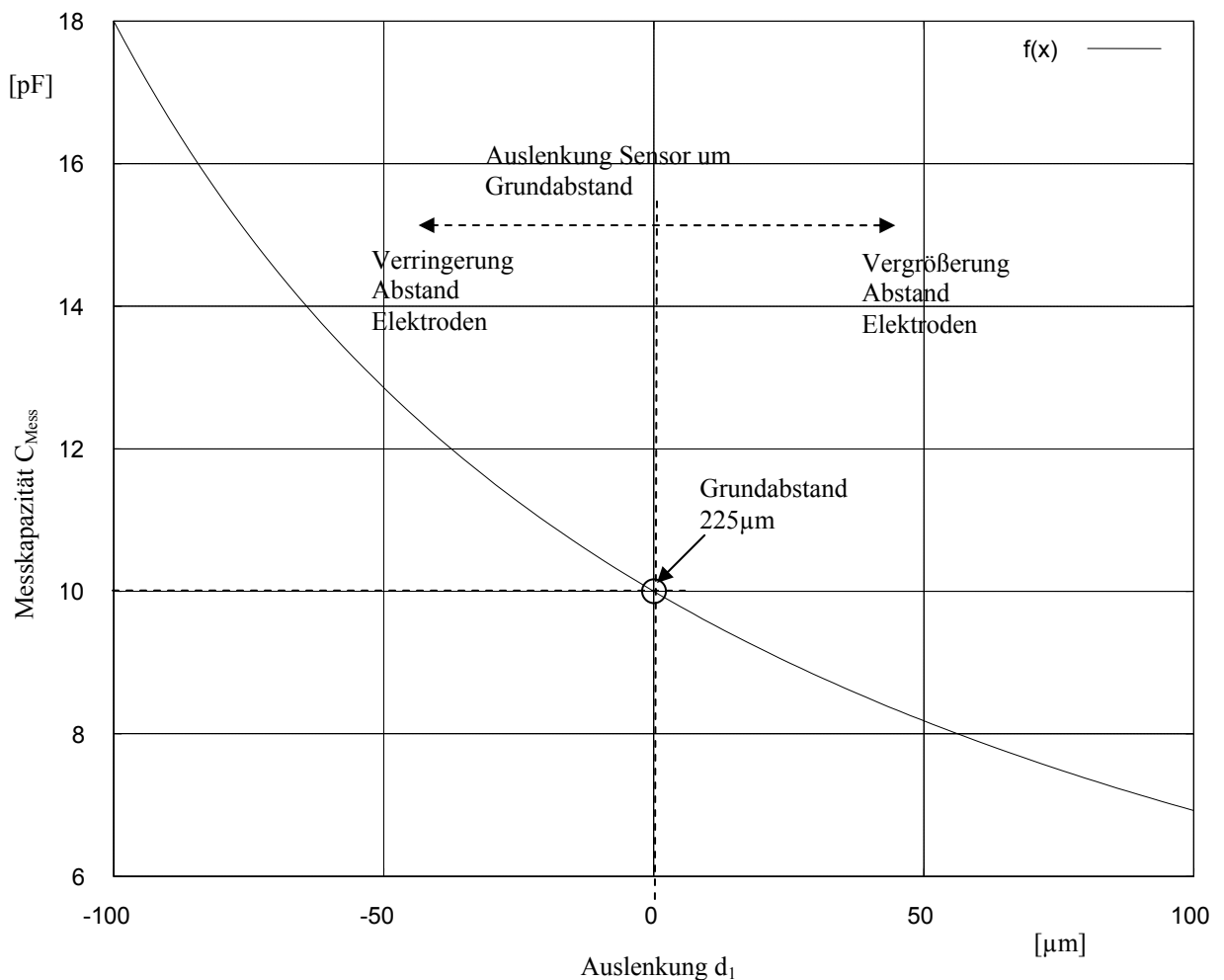


Bild 5.8: Darstellung des Kapazitätsverlaufs über den Grundabstand d_1

Die theoretische Untersuchung der Empfindlichkeit ist von ganz besonderem Interesse, da sie die Grundlage für die Auflösung des Sensors bildet und somit die theoretisch erreichbare Auflösung des gesamten Messsystems definiert.

Die Auflösung des RC Spannungsteilers wird nur durch das thermische Rauschen [29] seiner Bauelemente begrenzt. Betrachtet man zunächst nur den einfachen RC Spannungsteiler ohne weitere

Bauteile und unter Vernachlässigung des Rauschens des Signalgenerators, so ist dies nur der Widerstand, der zum Rauschen beiträgt.

Weitere Effekte wie Kontaktrauschen oder Kabelrauschen werden bei dieser Betrachtung nicht berücksichtigt, da sie um Größenordnungen unter den Rauschwerten der aktiven Schaltungsteile liegen. Sie werden hier nur der Vollständigkeit halber am Rande erwähnt. Untersuchungen dieser sekundären Effekte würden den Rahmen dieser Arbeit sprengen, da sie zum Teil nur schwer separierbar sind und von ihrem Einfluss her doch eine eher untergeordnete Rolle spielen. Der Vollständigkeit halber sei auch erwähnt, dass die Genauigkeit und Auflösung des Sensors und letztendlich des gesamten Messsystem auch mit der Qualität des mechanischen Aufbaus steht und fällt, da mechanische Bewegungen im Messaufbau, z.B. hervorgerufen durch Temperaturschwankungen eine Änderung des Messsignal bewirken können.

Für die folgenden Untersuchungen wurden für den Kondensator entsprechend geeignete Werte ausgewählt, hierbei wurden zwei exemplarische Vertreter kapazitiver Sensoren betrachtet und verglichen. Es handelt sich dabei um Sensoren die schon in den unterschiedlichsten Anwendungen am Lehrstuhl für Feinwerktechnik eingesetzt wurden. Der erste Sensor ist eine Eigenentwicklung des Lehrstuhls für Feinwerktechnik, er wurde für eine besondere Anwendung entwickelt [17]. Der zweite Sensor ist ein typischer Vertreter kommerzieller Sensoren, er stammt von der Firma *Eichhorn und Hausmann* [18].

Beide Sensoren werden in gleicher Weise als kapazitive Abstandssensoren eingesetzt. Um vergleichbare Ergebnisse erzielen zu können wurde die Grundeinstellung der Sensoren so vorgenommen, dass sich eine Grundkapazität von 10pF ergibt. Da sich die Durchmesser (FWT=18mm, E+H=6mm) der Messflächen doch erheblich unterscheiden ist ein sehr unterschiedlicher Grundabstand die Folge. Bedingt durch den wesentlich geringeren Grundabstand des E+H Sensors resultiert daraus eine viel größere absolute Empfindlichkeit des Sensors. Bezieht man aber die resultierende Ausgangsspannung auf die prozentuale Auslenkung der Sensoren so ergibt sich natürlich der gleiche Ausgangsspannungshub.

Bei beiden Sensoren zeigt sich eine steigende Empfindlichkeit für negative Werte von d_1 , d.h. bei abnehmendem Gesamtabstand der Messelektroden ändert sich die Ausgangsspannung überproportional.

Weiter zeigt sich eine nicht unerhebliche Nichtlinearität bei größerem d_1 , bei geringen Änderungen von d_1 um den Grundabstand d_0 kann aber von Linearität gesprochen werden. Die Nichtlinearität bei größeren Auslenkungen ist nicht weiter kritisch, da sie zum einen bekannt ist und für den praktischen Einsatz der Sensoren kalibriert werden muss.

Die Änderung der Ausgangsspannung U_a in Abhängigkeit vom Abstand d_1 (Veränderung des Grundabstandes d_0) wird in Bild 5.9 für zwei unterschiedliche Sensoren dargestellt und über die Generatorspannung in y Richtung gedehnt. Für $d_1=0$ befindet sich der Kondensator in der Ausgangslage, dies entspricht dem berechneten Arbeitspunkt für maximale Empfindlichkeit. Die drei unteren Kurven sind zur besseren Übersichtlichkeit um einen konstanten Faktor gegenüber den oberen Kurven verschoben, dies hat keinen Einfluss auf die weitere Betrachtung. So zeigen sich für die beiden Sensoren, wie erwartet sehr unterschiedliche Steigungen der Kurven im Nullpunkt, dies lässt sich aber durch die unterschiedlichen Arbeitsbereiche der Sensoren erklären. Der Arbeitsbereich ist bei konstanter Grundkapazität abhängig von der Messfläche. Dieser ist umso größer, je größer auch die Gesamtfläche des Abstandssensors ist. Allerdings kann ein großflächiger Sensor nicht immer

eingesetzt werden, somit ist man häufig durch die anstehende Messaufgabe gezwungen auf eine kleinere Sensorfläche und somit auf einen reduzierten Messbereich einzuschwenken.

Für die grundlegenden Betrachtungen ist zunächst wichtig wie groß die Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von d_1 ist. Diese Änderung kann über die Höhe der Generatorspannung U_g in Y-Richtung gedehnt werden, d.h. mal erhält einen vergrößerten Ausgangsspannungshub. Dies ist insofern günstig, da man sich damit vorerst keine Nachteile einhandelt. Man vergrößert durch diese Maßnahme das Signal/Rauschverhältnis. Allerdings muss hierbei der Signalgenerator als praktisch rauschfrei angenommen werden, sonst greift diese Maßnahme nicht, da der Signalgenerator mit höherem Signalpegel auch einen höheren Rauschpegel liefert. Die nachfolgende Auswerteelektronik muss natürlich auch in der Lage sein die höheren Pegel zu verarbeiten.

Letztendlich ist man zumindest theoretisch keiner Limitierung unterworfen, in der Praxis wird man die Werte auf maximal ca.40 Volt begrenzen um die Spannungsfestigkeit vieler Bauteile nicht zu überfordern und zum anderen würden noch höhere Spannungspegel gewisse Schutzmassnahmen auf Seiten der Anwender erfordern, falls entsprechende Grenzwerte überschritten würden. Die verwendete Arbeitsfrequenz und die maximal möglichen Ströme in einem solchen hochohmigen System sind aber als unkritisch bezüglich einer menschlichen Gefährdung einzuschätzen.

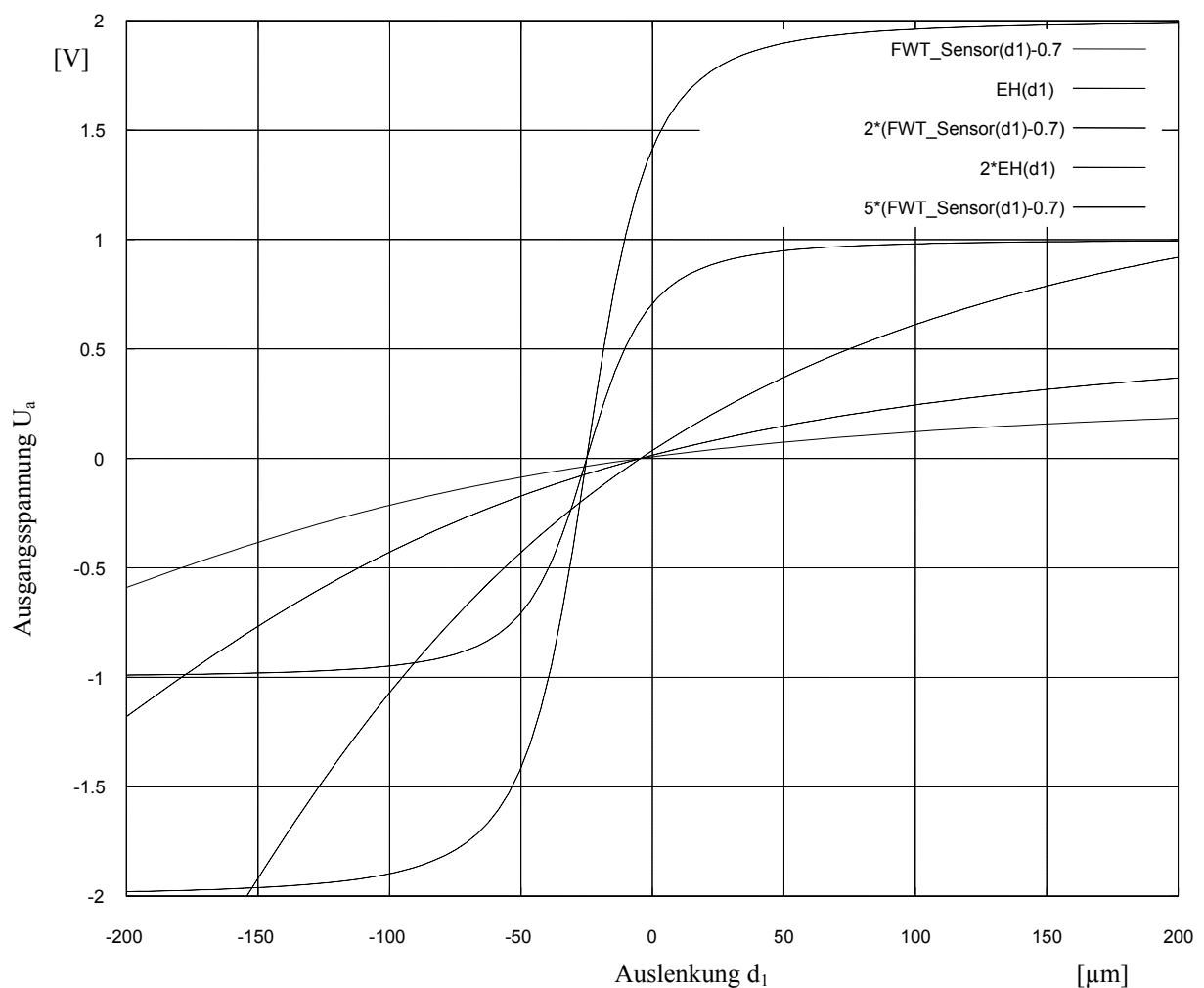


Bild 5.9: Abhängigkeit Betrag Ausgangsspannung U_a vom Abstand d_1 (Sensor E+H und FWT)

Differenziert man die Formel 5.13 (Betrag der Ausgangsspannung) nach der Änderung des Abstands d_1 , so erhält man die eigentliche Empfindlichkeit des RC Spannungsteilers. Die Empfindlichkeit im Falle des RC Spannungsteiler kann mit Gleichung 5.14 angegeben werden.

$$\frac{\partial |U_a(j\omega_0, d_1)|}{\partial d_1} = \frac{U_0}{\sqrt{(R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2 + (d_0 + d_1)^2}} - \frac{U_0 (d_0 + d_1)^2}{\left((R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2 + (d_0 + d_1)^2 \right)^{\frac{3}{2}}} \quad (5.14)$$

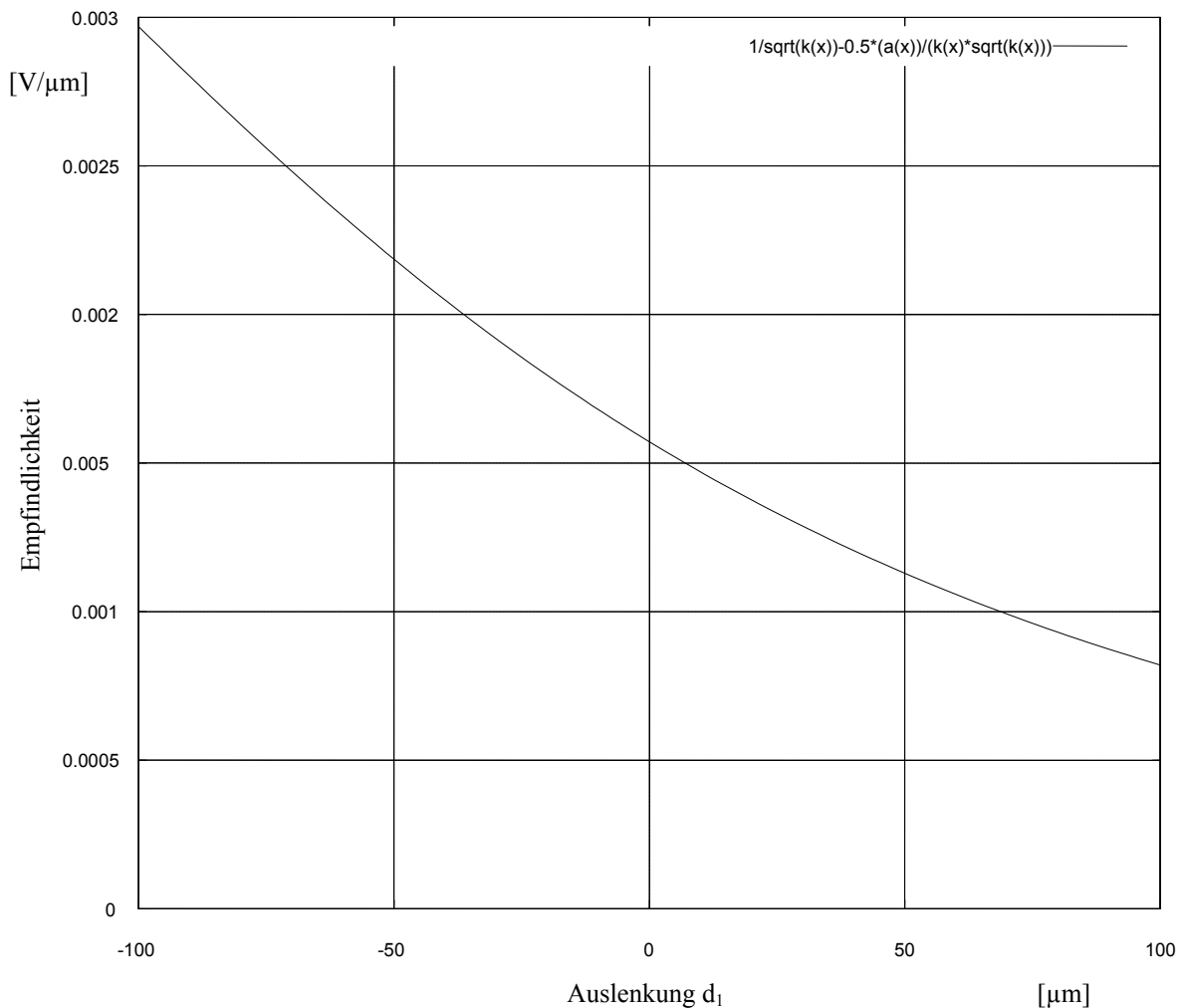


Bild 5.10: Empfindlichkeit des RC Spannungsteiler (FWT-Sensor)

Auf der Y-Achse ist die Empfindlichkeit des RC Spannungsteiler dargestellt, so ist zum Beispiel im Nullpunkt (Grundabstand des Sensors) die Empfindlichkeit von $1600\text{V}/\text{m}$ Abstandsänderung gegeben. Dies bedeutet $1,6\text{mV}$ pro Mikrometer Abstandsänderung. Diese Empfindlichkeit steigt mit verringertem Abstand rapide und fällt aber auch sehr stark mit zu nehmenden Abstand.

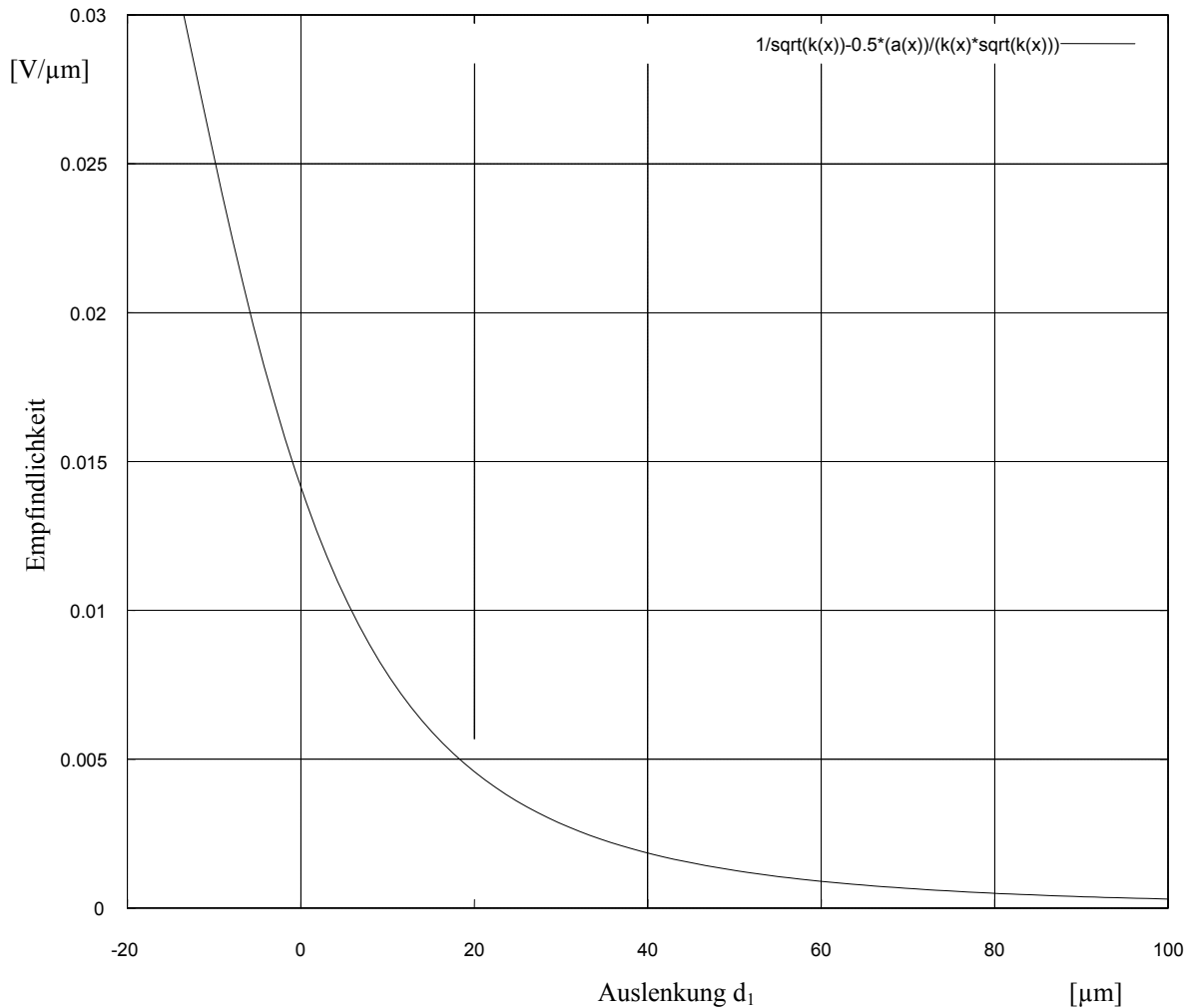


Bild 5.11: Empfindlichkeit des RC Spannungsteiler mit Eichhorn und Haussmann-Sensor⁷ als Messkapazität.

Beim Vergleich der beiden Kurven für Empfindlichkeit wird deutlich, dass bei gleicher Grundkapazität (hier 10pF) aber unterschiedlichem Grundabstand die Empfindlichkeit $\frac{\partial U_a}{\partial d_1}$ mit abnehmendem Abstand d_1 steigt.

Die resultierenden Eigenschaften einer Sensorelektronik werden maßgeblich durch ihre Fähigkeit bestimmt, unerwünschte parasitäre Störeinflüsse zu unterdrücken. Eine parasitäre Kapazität parallel zur eigentlichen Messkapazität ist eine zentrale Einflussgröße auf die Messkapazität, da sie kaum vermieden werden kann und prinzipiell immer auftritt. Je nach Größe dieser zusätzlichen Kapazität kann sie die Empfindlichkeit der Elektronik in einem nicht akzeptablen Masse reduzieren.

Trägt man die Empfindlichkeit des RC-Netzwerks diesmal als Funktion der Gesamtkapazität C_{ges} auf, so erhält man den in Bild 5.12 dargestellten Verlauf. Als Arbeitspunkt wurde wieder die Grundkapazität von 10pF gewählt. Verändert man nun die Größe der Kapazität durch eine Änderung des

⁷Bei diesem Sensor handelt es sich nur um den kapazitiven Sensor aus einem kompletten kapazitiven Messsystem der Firma Eichhorn und Haussmann. Dieser Sensor wird typischerweise in einer anderen Schaltungstopologie eingesetzt.

Abstandes der Messelektroden zueinander oder aber durch eine zusätzliche parasitäre Kapazität, so verläuft die Änderung der Empfindlichkeit dem Diagramm entsprechend. So ist die Abnahme der Empfindlichkeit durch eine zusätzliche parasitäre Kapazität zunächst nicht sonderlich groß, sie reduziert sich z.B. bei Verdoppelung von $C_{\text{ges}}=(C_{\text{Mess}}+C_{\text{parasitär}})$ um gerade mal ca. 20%. Dies wird in Bild 5.12 dargestellt, betrachtet man die Empfindlichkeit bei einer Sensorkapazität von 10pF und einer Sensorkapazität von 20pF so kann man dem Diagramm eine Reduzierung von -0,025V/pF auf -0,018pF entnehmen, dies entspricht einer Reduzierung der Empfindlichkeit um ca. 20%

Rein vom Gesichtspunkt der Reduzierung der Empfindlichkeit betrachtet ist dies nicht so kritisch, aber aus einem anderen Grund wird schnell deutlich warum eine parasitäre Kapazität kritischer ist als es nur der negative Einfluss auf die Empfindlichkeit vermuten lässt. So hat jede reale Kapazität eine mehr oder weniger gut definierte Temperaturabhängigkeit, sowie eine Kurzzeit- und Langzeitstabilität. Diese Parameter sind prozentual von der Größe der Kapazität abhängig. Daraus resultiert, dass bei einer großen parasitären Kapazität die Änderung über die Temperatur auch absolut größer ist als bei einer kleinen Kapazität. Diese parasitäre Kapazität setzt sich aus verschiedenen Kapazitäten zusammen, wie z.B. Kabel- und Steckerkapazitäten, Kapazität der Leiterplatte und der Auswertelektronik. Daher muss bei einer technischen Realisierung, die nicht zu vermeidende parasitäre Kapazität, so klein als möglich, aber auch so konstant als möglich hinsichtlich Temperaturabhängigkeit und Langzeitstabilität sein.

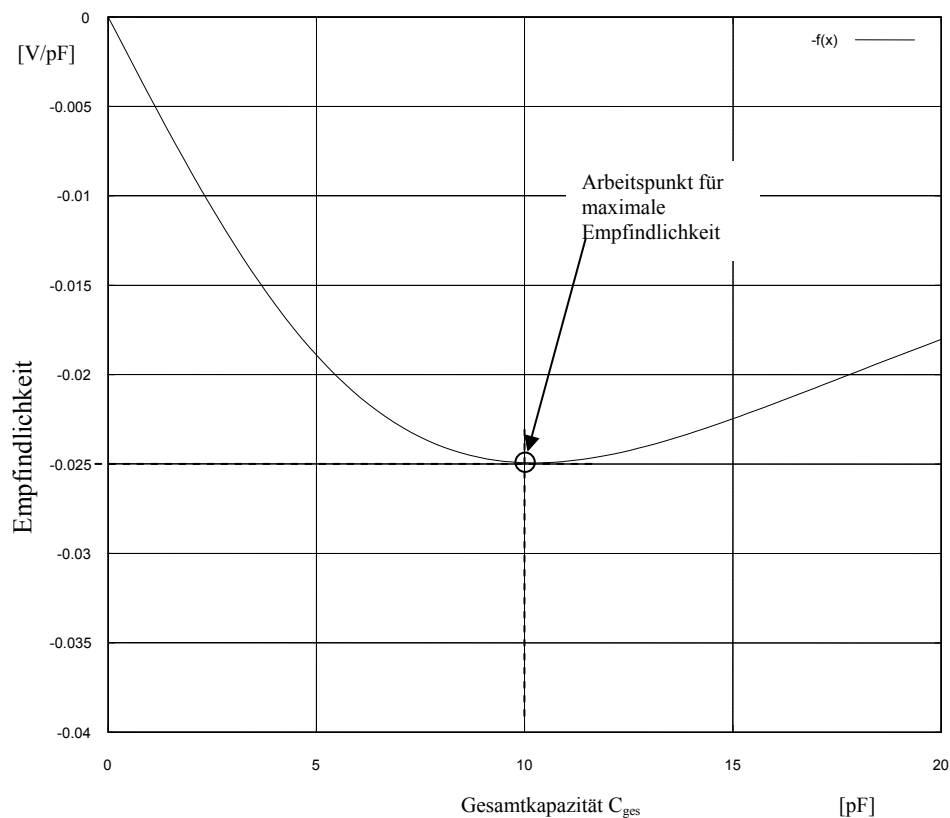


Bild 5.12: Reduzierung der Empfindlichkeit durch eine parasitäre Kapazität parallel zur Messkapazität 10pF

5.4 Rauschverhalten

Ein idealer RC Spannungsteiler hat eine unendliche Auflösung, sprich ein unendliches Signal/Rauschverhältnis, da die Rauschleistung idealer weise Null ist. Dies gilt nicht für einen realen RC Spannungsteiler, da durch das thermische Rauschen des Widerstands R die Auflösung auf endliche Werte begrenzt wird.

Ein idealer Widerstand erzeugt weißes Rauschen und somit zumindest theoretische eine unendliche Leistung. Dies kann in der Realität nicht auftreten, da in technischen Systemen immer eine Bandbegrenzung existiert. Diese Bandbegrenzung muss ein Tiefpassverhalten zeigen, so wie auch der schon betrachtete RC Spannungsteiler.

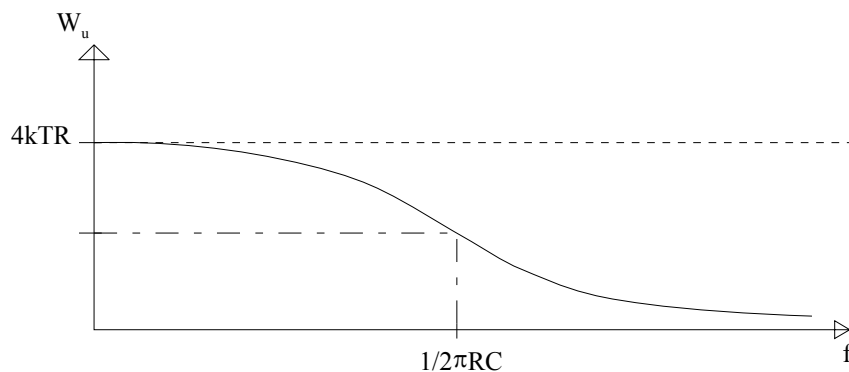


Bild 5.13: Das Rauschspektrum eines RC Spannungsteilers

Das vom Widerstand R erzeugte weiße Rauschen wird durch den RC Tiefpass gefiltert, daraus erhält man ein Rauschspektrum wie in Bild 5.13 gezeigt. Die Rauschleistung ergibt sich nach Gleichung 5.15. Integriert man nun über den gesamten Frequenzbereich so erhält man Gleichung 5.16. Somit ergibt sich die gesamte Rauschleistung des RC Spannungsteilers, man erkennt, dass die Rauschleistung nur noch von C, k und T abhängig ist, nicht jedoch von R. Warum es dennoch in der Praxis eine Rolle spielt wie groß nun R ist wird in Abschnitt 5.4.1 gezeigt.

$$\overline{U_C^2} = \int_0^{\infty} W_U(f) df \quad (5.15)$$

$$\overline{U_C^2} = \int_0^{\infty} \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)^2} df = \frac{k \cdot T}{C} \quad (5.16)$$

Setzt man nun die passenden Werte ein so erhält man für die integrale Rauschspannung über den gesamten Frequenzbereich von 0 Hz bis ∞ Hz ca. 20 μ V effektive Rauschspannung. Die Integration über den gesamten Frequenzbereich ist natürlich nur in der theoretischen Betrachtung sinnvoll. In realen Systemen existiert immer eine Bandbegrenzung, dies kann gezielt eingesetzt werden um eine Reduzierung der Rauschspannung zu bekommen.

$$U_{Rausch} = \sqrt{\overline{U_C^2}} \approx 20 \mu V \quad (5.17)$$

Betrachtet man nun die integrale Rauschspannung des RC Teilers nicht mehr im Bereich $[0..∞ \text{ Hz}]$, sondern im Bereich $[0..f < ∞ \text{ Hz}]$ so wird die resultierende Rauschspannung von R abhängig.

Nun könnte man durch geeignete Wahl der RC Komponenten die Grenzfrequenz der Filterfunktion so tief legen, dass die gewünschte Filterung des thermischen Rauschens maximal wird, d.h. das Rauschen würde maximal unterdrückt werden. Es wurde aber schon gezeigt, dass der RC Spannungsteiler nicht beliebig dimensioniert werden kann, da die Kapazität im engen Rahmen durch die Sensorbauform vorgegeben ist uns somit nahezu festgelegt ist. Ebenso kann die Dimensionierung des Widerstandes nur in engen Grenzen erfolgen, da der Widerstand hinsichtlich maximaler Empfindlichkeit ausgelegt werden muss. Um hinsichtlich Rauschens eine weitere Verbesserung erzielen zu können, muss daher noch mal an geeigneter Stelle im Messsystem gefiltert werden.

Trägt man die integrale Rauschspannung in Abhängigkeit der resultierenden Gesamtkapazität aus Messkapazität und parasitärer Kapazität auf, wie in Bild 5.14 gezeigt, so erhält man eine leicht fallende Kurve für die Rauschspannung. Vergleicht man diese Kurve mit der Kurve der resultierenden Empfindlichkeit aus Bild 5.12, so erkennt man, dass zwar durch die parasitäre Kapazität sich die Rauschspannung verringert aber auch gleichzeitig sich die Empfindlichkeit verringert und man so keinen Gewinn an Auflösung erzielt.

Hinzu kommen die schon erwähnten Nachteile einer weiteren Kapazität parallel zur eigentlichen Messkapazität die nicht zu vernachlässigen sind.

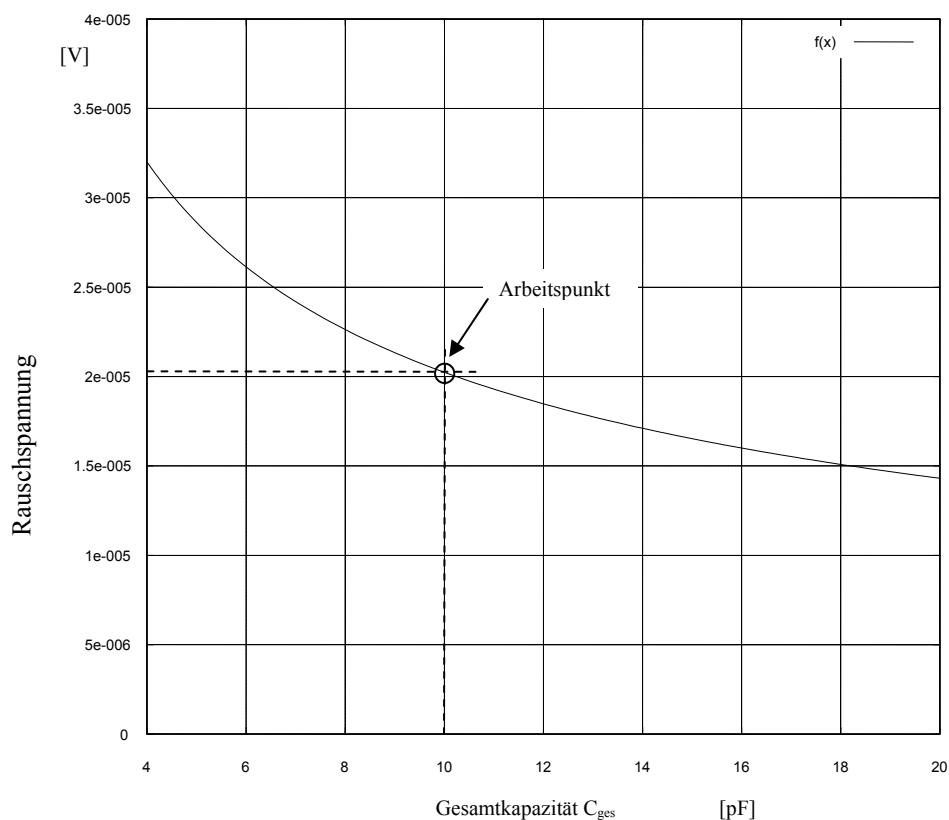


Bild 5.14: Abhängigkeit der integralen Rauschspannung U_{Rausch} von der Gesamtkapazität $C_{\text{Mess}} + C_{\text{parasitär}}$

Nimmt man als Ausgangsbasis die Empfindlichkeit des RC Spannungsteilers für die Abstandsmessung aus Bild 5.10 von 1.6 mV pro Mikrometer und setzt dies in Bezug zu den 20µV Rauschspannung, so ergibt sich als erster Ansatz ein Signal/Rauschverhältnis

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log(1,6\text{mV}/20\mu\text{V}) = 38\text{dB}$$

Oder anders ausgedrückt kann man die Genauigkeit als $1.6\text{mV} \pm 20\mu\text{V}$ angeben. In Abstand ausgedrückt würde dies eine Auflösung von ca. 10nm bedeuten. Dies zeigt, dass eine Verwendung eines einfachen RC Netzwerkes als Ausgangspunkt für ein kapazitives Messsystem durchaus zum Ziel führen kann.

Weitere Rauschquellen addieren sich zu dem Widerstandsrauschen hinzu und verschlechtern das Signal Rauschverhältnis weiter.

5.4.1 Verbesserung des Rauschverhaltens durch Filterung

Der tieffrequente Anteil des Rauschens an der Gesamtrauschspannung (unterhalb der Grenzfrequenz f_g) ist besonders hoch. Er trägt zu einem überproportional großen Teil zum Gesamtrauschen bei, daher muss dieser Anteil des Rauschens durch geeignete Bandpassfilterung unterdrückt werden.

Legt man nun den Arbeitspunkt des RC Spannungsteiler in den Wendepunkt der Übertragungsfunktion aus Gleichung 5.6 um die schon erwähnte maximale Empfindlichkeit zu erhalten, ist es nun möglich und sinnvoll die Mittenfrequenz eines Bandpasses auch in diesen Bereich zu legen. So kann man einen Großteil der Rauschspannung unterdrücken ohne die Funktion des RC Spannungsteiler zu beeinträchtigen

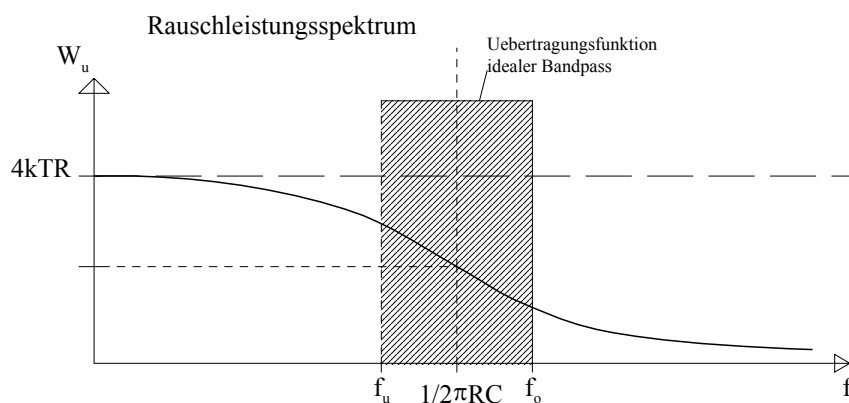


Bild 5.15: Die Verringerung der Rauschspannung durch ein Bandpassfilter

Nimmt man in erster Näherung an, dass ein Bandpass mit unendlicher Steilheit verfügbar ist so lässt sich die bandbegrenzte Rauschspannung nach folgender Formel berechnen.

$$\overline{U_C}^2 = \int_{f_{unten}}^{f_{oben}} W_U(f) df \quad (5.18)$$

$$\overline{U}_C^2 = \int_{f_{unten}}^{f_{oben}} \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R}{1 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C)} \quad (5.19)$$

$$\overline{U}_C^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} [\arctan(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot f_{oben}) - \arctan(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot f_{unten})] \quad (5.20)$$

Bild 5.16 zeigt die Abhängigkeit der effektiven Rauschspannung von der Bandbreite des Bandpassfilters.

Ist durch die Anwendung oder die Messaufgabe eine geringere Dynamik gefordert, so kann die Bandbreite des Filters entsprechend reduziert werden, daraus resultiert dann eine geringere Rauschspannung und somit ist eine höhere Auflösung möglich.

Setzt man nun wieder die schon bekannten Werte ein, so erhält man einer Filterbandbreit von 100kHz eine effektive Rauschspannung von ca. 5µV. Dies ist um einen Faktor 4 besser als ohne Filterung, dies ergibt eine Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses um 12dB.

$$\text{SNR} = 20 \cdot \log(1.6 \text{mV} / 5 \mu\text{V}) = 50 \text{dB}$$

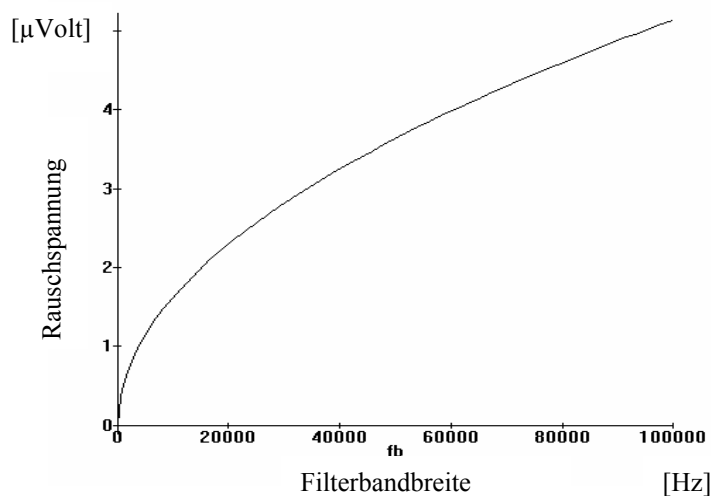


Bild 5.16: Die effektive Rauschspannung in Abhängigkeit von der Filterbandbreite

Wird nun im Messsystem eine Filterung installiert, die die Bandbreite des Bandpasses in geeigneter Weise einstellt, so kann je nach erwarteter Dynamik die Auflösung angepasst werden.

5.5 Modulation der Trägerfrequenz

Der RC Spannungsteiler wird durch die Generatorspannung $U_g(t)$ gespeist. Je nach Größe von R und C stellt sich eine resultierende Ausgangsspannung $U_a(t)$ ein.

Verändert man nun die Kapazität des Kondensators, indem man die Kondensatorelektroden zueinander um ein Δd mit einer sinusförmigen Frequenz verschiebt, so erhält man einen Verlauf der Ausgangsspannung $U_a(t)$ wie in Bild 5.17 gezeigt. Die vom Generator erzeugte Trägerschwingung wird durch die Änderung der Messkapazität moduliert. Es handelt hier sich um eine gewöhnliche Amplitudenmodulation [27], mit dem Modulationsgrad m .

$$\text{Modulationsgrad: } m = \frac{\Delta U_{\text{Träger}}}{U_{\text{Träger}}}$$

Im Idealfall ist die Hüllkurve proportional zur Änderung des Elektrodenabstandes und entspricht im Verlauf genau der Zeichenschwingung. Durch die anschließende Auswertung (Abtastung) der Hüllkurve kann somit der Elektrodenabstand ermittelt werden. Um hier dies überprüfen zu können wurde zunächst zwei typische Auslenkungen der Elektroden in Bild 5.17 und Bild 5.18 dargestellt.

Bei geringer Auslenkung (geringer Modulationsgrad $m \ll 1$) der Elektroden ergibt sich ein Kurvenformverlauf wie in Bild 5.17 dargestellt. Die Zeichenschwingung entspricht dem Verlauf der Hüllkurve, es sind so keine Abweichungen erkennbar.

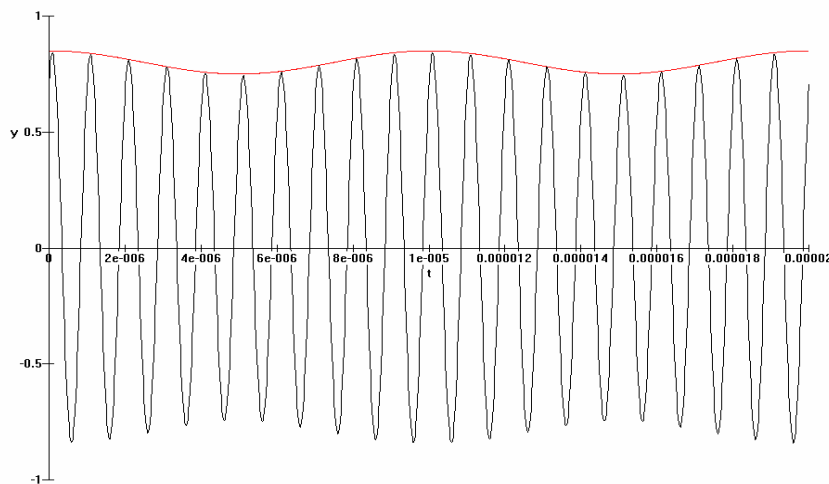


Bild 5.17: Trägerschwingung moduliert durch Zeichenschwingung

Vergrößert man aber den Modulationsgrad m so erhält man einen Kurvenverlauf wie in 5.18 dargestellt. Hier sieht man nun deutlich, dass die Hüllkurve von Verlauf der Zeichenschwingung abweicht. Diese Abweichung bedeutet eine Verzerrung der Zeichenschwingung und somit eine nicht proportionale Abbildung der Zeichenschwingung, d.h. es entsteht eine Verformung der Zeichenschwingung auf dem Übertragungswege. Diese Form der Verzerrung wird in der Literatur auch als nichtlineare Verzerrung bezeichnet, da durch die Krümmung der Kennlinie zu der Zeichenschwingung

mit einer einzelnen Frequenzkomponente noch weitere Frequenzkomponenten mit einem Vielfachen der Grundschwingung hinzugefügt werden. Im Gegenzug würde bei einer linearen Verzerrung nur die Zeichenschwingung in Amplitude oder Phase verändert, es addieren sich aber keine weiteren Frequenzanteile hinzu.

Diese Verzerrung kommt durch eine nichtlineare Kennlinie zustande. Dies lässt sich zunächst qualitativ durch die Darstellung aus Bild 5.19 erklären. Die Zeichenschwingung wird an der gekrümmten Kennlinie verformt. Solange man nur sehr kleine Auslenkungen der Zeichenschwingung betrachtet kann die gekrümmte Kennlinie im Arbeitspunkt durch eine gerade Kennlinie angenähert werden. Somit wird die Zeichenschwingung nicht verformt oder verzerrt. Bei größerer Auslenkung ist diese Vereinfachung nicht mehr zulässig.

Diese Abweichung ist umso gravierender, je größer der Modulationsgrad ist, d.h. das Verhältnis von modulierter Trägeramplitude zu unmodulierter Trägeramplitude.

X = -1.67e-006, Y = 1.192

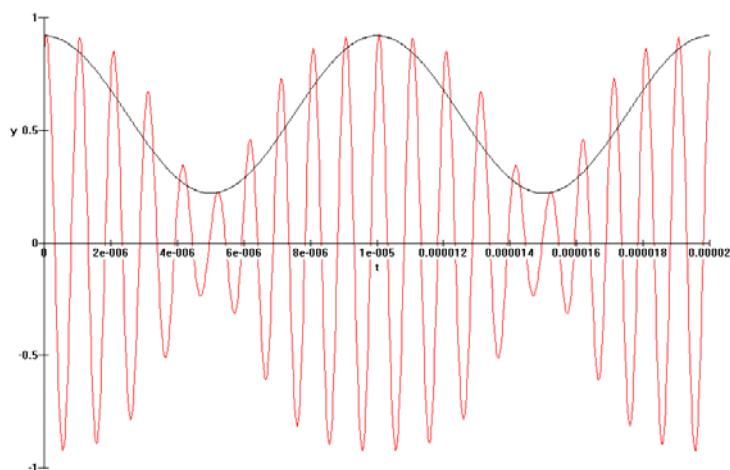


Bild 5.18: Die Abweichung der Hüllkurve von der Zeichenschwingung bei starker Aussteuerung hervorgerufen durch eine nichtlineare Aussteuerkennlinie

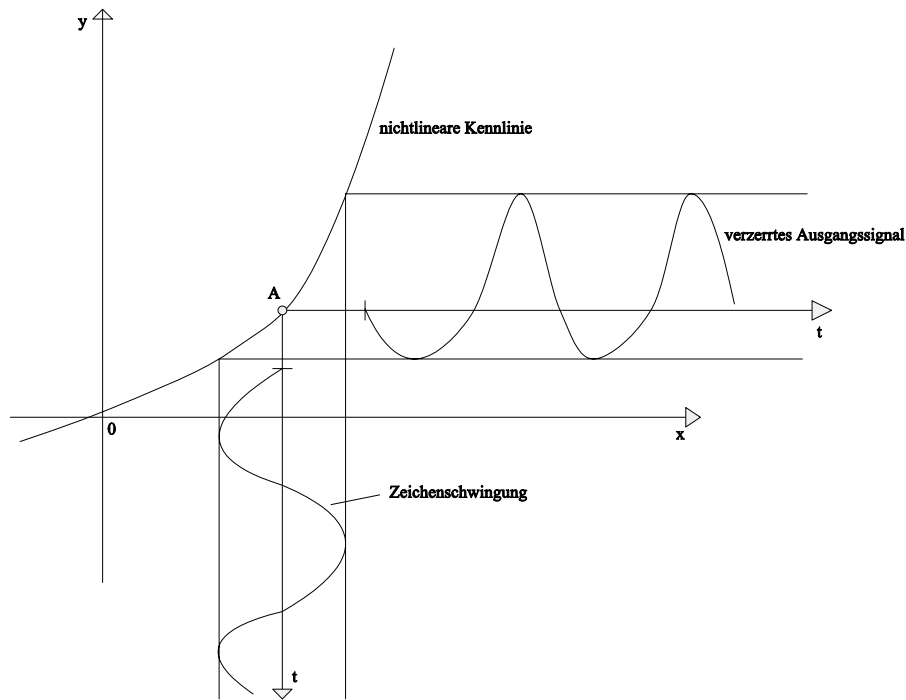


Bild 5.19: Die Verzerrung der Zeichenschwingung an der Übertragungskennlinie $H(j\omega, d_0 + d_1)$

Die folgende qualitative Überlegung hilft den Fehler der durch die Modulation entsteht einzuordnen, bevor im nächsten Abschnitt eine quantitative Betrachtung des Fehlers erfolgt. Der Fehler durch die Modulation nimmt mit steigendem Modulationsgrad zu, d.h. bei kleinem und sehr kleinem Modulationsgrad kann der Fehler vernachlässigt werden. Ein kapazitives Messsystem wird aber gerade wegen seiner Möglichkeiten bei sehr kleinen Änderungen des Abstandes zu messen eingesetzt, daher ist der Fehler im wichtigen Messbereich zu vernachlässigen. Zusätzlich ist es möglich das Verhältnis zwischen Trägeramplitude und Nutzsignal so auszulegen, dass der Fehler eine gewünschte Größe in einem definierten Messbereich nicht überschreitet.

Zur Beurteilung der Größenordnung der Verzerrung wird die folgende Berechnung vorgenommen. Zunächst wird die Gleichung 5.21 für die Ausgangsspannung $U_a(t)$ aufgestellt, damit soll überprüft werden in wie weit die Hüllkurve der Änderung des Plattenabstandes Δd entspricht. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird die Gleichung 5.21 zunächst in drei Teile aufgeteilt.

$$U_a(t) = U_{a1}(t) + U_{a2}(t) + U_{a3}(t) \quad (5.21)$$

$$U_{a1}(t) = \frac{U_0 \cdot d_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \arctan\left(\frac{R \cdot \omega_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d_0 + \Delta d \cdot \cos(\omega \cdot t)}\right))}{\sqrt{\%1}} \quad (5.22)$$

$$U_{a2}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_0 \cdot \Delta d \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot t - \arctan\left(\frac{R \cdot \omega_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d_0 + \Delta d \cdot \cos(\omega \cdot t)}\right) - \omega \cdot t\right)}{\sqrt{\%1}} \quad (5.23)$$

$$U_{a3}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_0 \cdot \Delta d \cdot \cos\left(\omega_0 \cdot t - \arctan\left(\frac{R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{d_0 + \Delta d \cdot \cos(\omega \cdot t)}\right) + \omega \cdot t\right)}{\sqrt{\%1}} \quad (5.24)$$

$$\%1 = R^2 \cdot \omega_0^2 \cdot \varepsilon_0^2 \cdot \varepsilon_r^2 \cdot A^2 + d_0^2 + 2 \cdot d_0 \cdot \Delta d \cdot \cos(\omega \cdot t) + \frac{1}{2} \cdot \Delta d^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + \frac{1}{2} \cdot \Delta d^2 \quad (5.25)$$

Um etwas mehr Übersichtlichkeit zu bekommen wird die Gleichung vereinfacht. Dabei erhält man Gleichung 5.26. Hier sind deutlich die entsprechenden Seitenbänder hervorgerufen durch die Modulation zu sehen. Ebenso ist noch ein Trägerrest vorhanden.

$$U_{a1}(t) = \frac{U_0 \cdot d_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)}{\sqrt{\%1}} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U_0 \cdot \Delta d \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \omega \cdot t)}{\sqrt{\%1}} + \frac{U_0 \cdot \Delta d \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \omega \cdot t)}{\sqrt{\%1}} \right) \quad (5.26)$$

Um die Ausgangsspannung auf weitere Frequenzkomponenten zu untersuchen wird die Gleichung 5.26 weiter umgeformt. Die Gleichung wird in eine Taylorreihe nach Δd entwickelt und nach dem 3.ten Koeffizienten abgebrochen. Die Reihe ergibt sich dann zu

$$U_a(t, \Delta d) = K_0(t) \cdot \Delta d^0 + K_1(t) \cdot \Delta d^1 + K_2(t) \cdot \Delta d^2 + K_3(t) \cdot \Delta d^3 \quad (5.27)$$

Die einzelnen Koeffizienten lauten

$$K_0(t) = \frac{U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot d_0}{\sqrt{(R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2 + d_0^2}} \quad (5.28)$$

$$K_1(t) = \frac{U_0}{2} \left(\frac{(R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2}{\left((R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2 + d_0^2 \right)^{\frac{3}{2}}} \right) \cdot (\cos(\omega_0 \cdot t - \omega \cdot t) + \cos(\omega_0 \cdot t + \omega \cdot t)) \quad (5.29)$$

$$K_2(t) = \left(-\frac{U_0 \cdot d_0 (R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2}{\left((R \cdot \omega_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A)^2 + d_0^2 \right)^{\frac{5}{2}}} \right) \cdot \left(\frac{3}{4} \cos(\omega_0 \cdot t) + \frac{3}{8} \cos(\omega_0 \cdot t + 2 \cdot \omega \cdot t) + \frac{3}{8} \cos(\omega_0 \cdot t - 2 \cdot \omega \cdot t) \right) \quad (5.30)$$

Stellt man die einzelnen Koeffizienten in einem Diagramm dar, so erkennt man die Verläufe der einzelnen Koeffizienten. Dabei ist zuerkennen, dass die Koeffizienten unterschiedlich stark zum Gesamt Fehler, in Bild 5.21 dargestellt, beitragen. Sie besitzen zudem noch unterschiedliche Vorzeichen.

Allerdings heben sich die Fehler aufgrund ihrer unterschiedlichen Vorzeichen nicht gegenseitig auf.

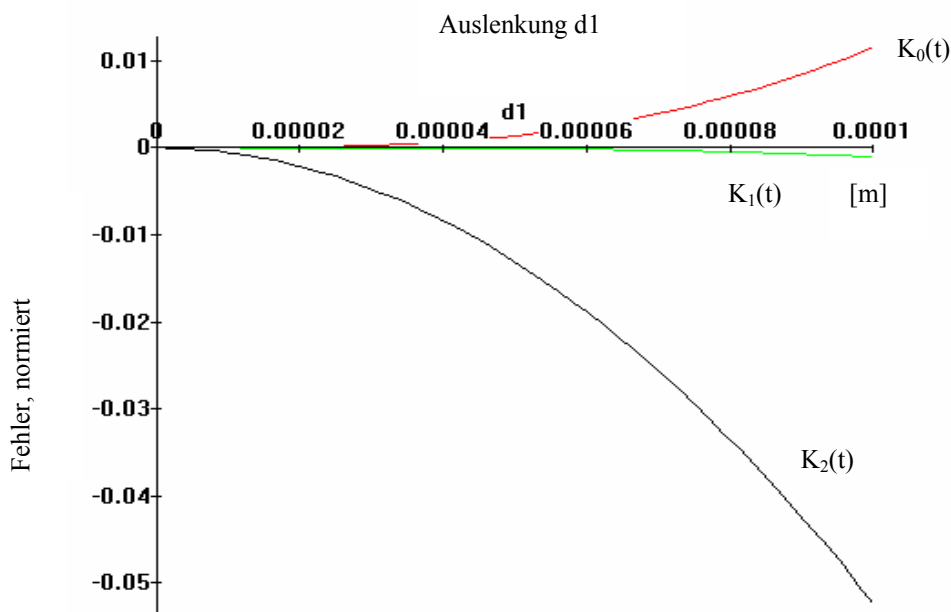


Bild 5.20: Anteile der einzelnen Reihenkomponenten aus Gleichung 5.26

Trägt man den Gesamtfehler gegenüber der Original Schwingung auf, dargestellt in Bild 5.21, so ergibt sich für die maximale Auslenkung des Abstandssensors ein sehr großer und somit nicht mehr tolerierbarer Fehler. Dieser Fehler muss durch Gegenmaßnahmen korrigiert werden. Aber im Gegensatz zu vielen anderen unvorhersehbaren Einflussfaktoren auf den kapazitiven Sensor kann hier korrigierend eingegriffen werden, da der Fehler genau bestimmbar ist. Durch den geschickten Aufbau des Messsystems lässt sich dieser Fehler am einfachsten durch eine Korrekturfunktion auf Softwareseite durchführen.

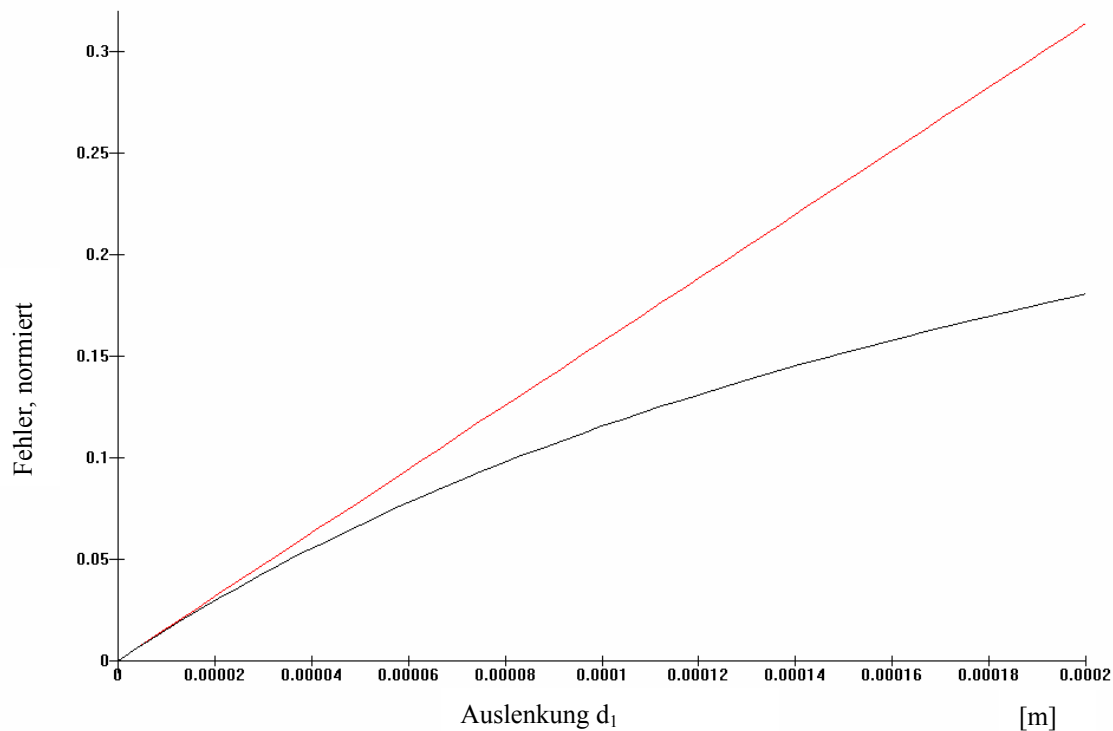


Bild 5.21: Gesamtfehler bei Auslenkung d_1 , normierte Darstellung. Diagramm stellt die Abweichung (schwarze Linie) gegenüber der Solllinie (rote Linie) dar und gibt somit Auskunft über den normierten Fehler bei Änderung des Kondensatorplattenabstandes d_1 des kapazitiven Sensors.

So ist durch eine passende Kalibrierung des Messsystems dieser Fehler eliminierbar. Die Korrektur des Fehlers kann prinzipiell auf unterschiedliche Weise geschehen, eine Möglichkeiten ist eine komplette „Überalleskorrektur“, hierbei wird auf eine Korrektur einzelner Fehler verzichtet und das gesamte Messsystem mittels einer Kalibriermessung kalibriert, dabei kann die Kalibrierkurve oder Funktion als Werte oder Funktion in der Auswertesoftware abgelegt werden.

Korrigiert man diesen Fehler in einem extra Schritt innerhalb der Software, so kann auf eine Kalibrierung möglicherweise sogar verzichtet werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde hiervon allerdings kein Gebrauch gemacht.

Bild 5.22 zeigt den Fehler bei geringer Auslenkung des kapazitiven Abstandssensors, hierbei ist der Fehler relativ gering, d.h. betreibt man den Abstandssensor nur mit geringen Auslenkungen um den Grundabstand herum so ist von einem fast verzerrungsfreien Verhalten zu sprechen.

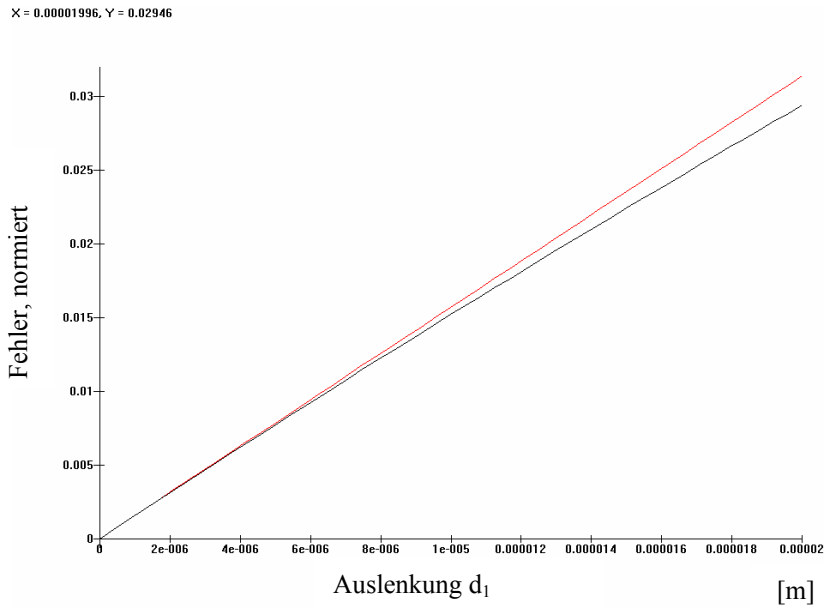


Bild 5.22: Darstellung wie in Bild 5.21. Normierter Fehler bei kleinen Auslenkungen von d_1

Die Größe des Fehlers ist zum einen abhängig von der Größe der Auslenkung und vom zeitlichen Verlauf. Diese Funktion wurde in Bild 5.23 visualisiert.

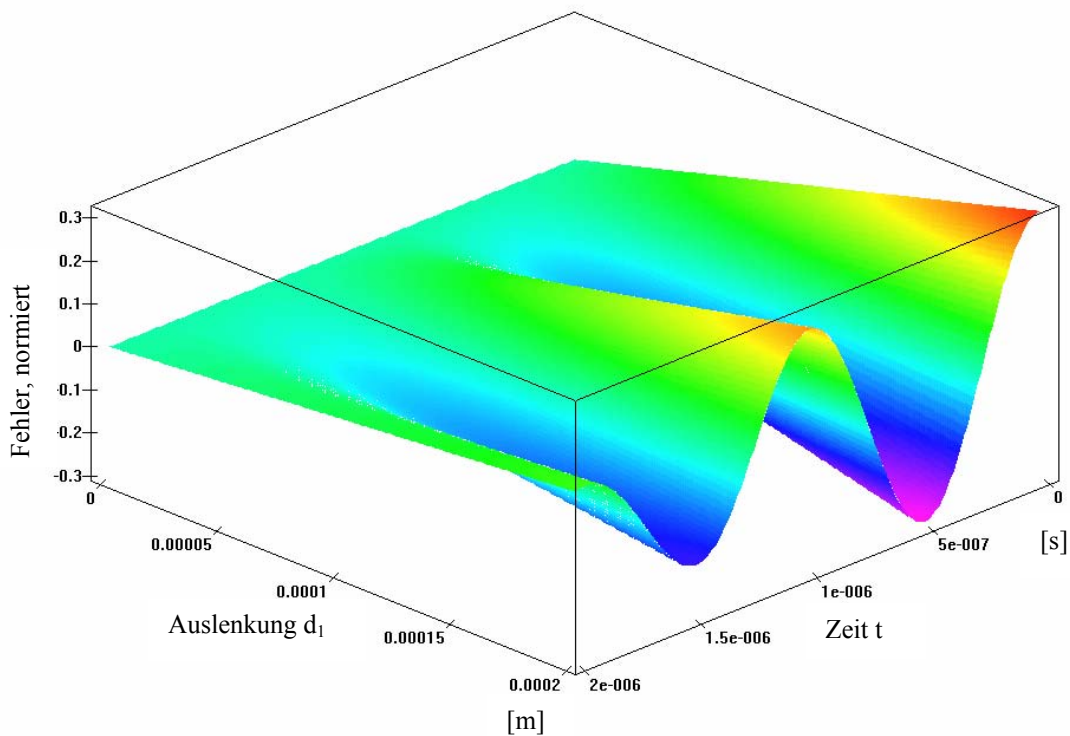


Bild 5.23: Darstellung wie in Bild 5.21, zusätzlich zur Darstellung des normierten Fehler über d_1 wird noch die zeitliche Abhängigkeit von t gezeigt.

5.5.1 Modulation, Simulation mit PSpice

Mittels Simulation werden die bisherigen theoretischen Betrachtungen überprüft, wie zu erwarten zeigt auch die Simulation, dass bei großer sinusförmiger Auslenkung von d_1 die ursprüngliche Signalform durch die nichtlineare Kennlinie verzerrt wird. In der spektralen Analyse in Bild 5.25 kann man erkennen, dass durch die Modulation der Trägerfrequenz zusätzliche Frequenzkomponenten entstehen.

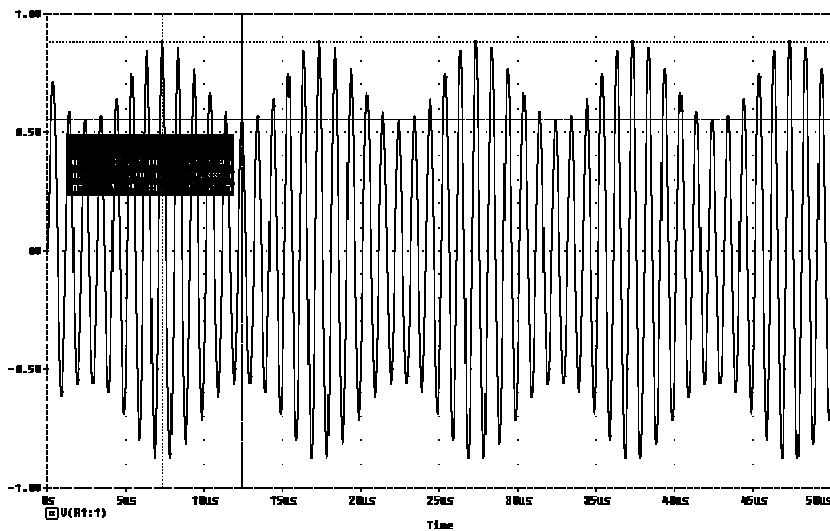


Bild 5.24: PSpice Simulation, Modulation mit 100kHz

Die Modulation der Trägerschwingung von 1MHz mit einer 100kHz Zeichenschwingung erzeugt weitere Frequenzkomponenten (z.B. bei 100kHz, 0,8MHz oder 1,2MHz). Diese werden durch die nichtlineare Kennlinie hervorgerufen und sind je nach Modulationsgrad unterschiedlich stark ausgeprägt.

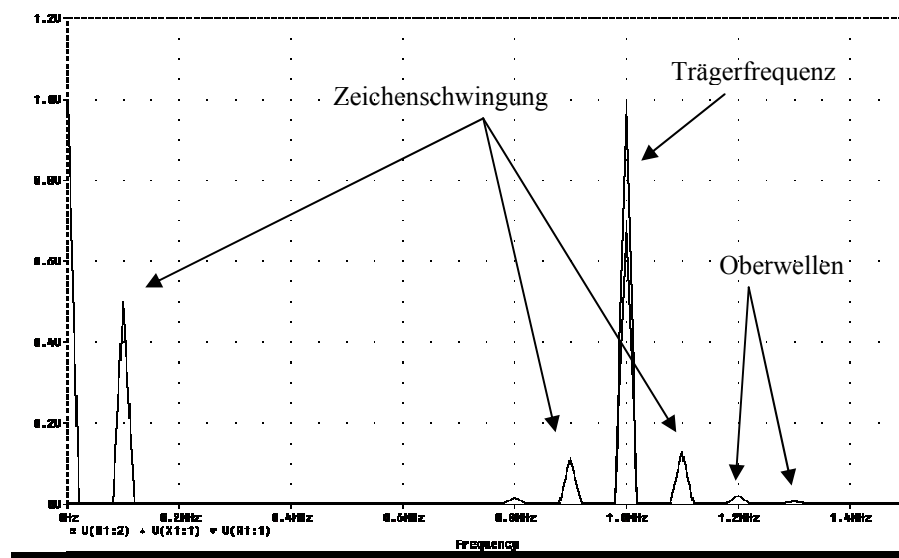


Bild 5.25: Fouriertransformation der modulierten Trägerschwingung (Amplitudenmodulation)

5.6 Dynamik des RC Netzwerkes

Neben einer hohen Auflösung war eine weitere Forderung an das Messsystem eine hohe Dynamik, d.h. wie verhält sich der Spannungsteiler auf sehr schnelle sprunghafte Änderungen der Kapazität.

Das Verhalten des RC Netzwerkes wurde mit dem Simulationstool *PSpice* untersucht. Hierzu wurde der RC Spannungsteiler so aufgebaut, dass mittels einer Simulation die sprunghafte Änderung der Kapazität und der daraus resultierenden Änderung der Ausgangsspannung berechnet werden konnte.

Um mit dem Simulationstool *PSpice* [30] eine Berechnung starten zu können wurden realistische Werte für Kapazität und für den Widerstand eingesetzt. Mit diesen Werten ergibt sich der ideale Arbeitspunkt für den RC Spannungsteiler. Zusätzlich wurde bei diesem Netzwerk noch ein Widerstand parallel zur Messkapazität gelegt. Dieser Widerstand wird später auch im realisierten Prototyp verwendet, er dient dazu den angeschlossenen Operationsverstärkern eine Biasstromversorgung zu ermöglichen. Die 1M Ω sind allerdings so hoch, dass keine negative Beeinflussung der Schaltung durch den Widerstand zu erwarten ist.

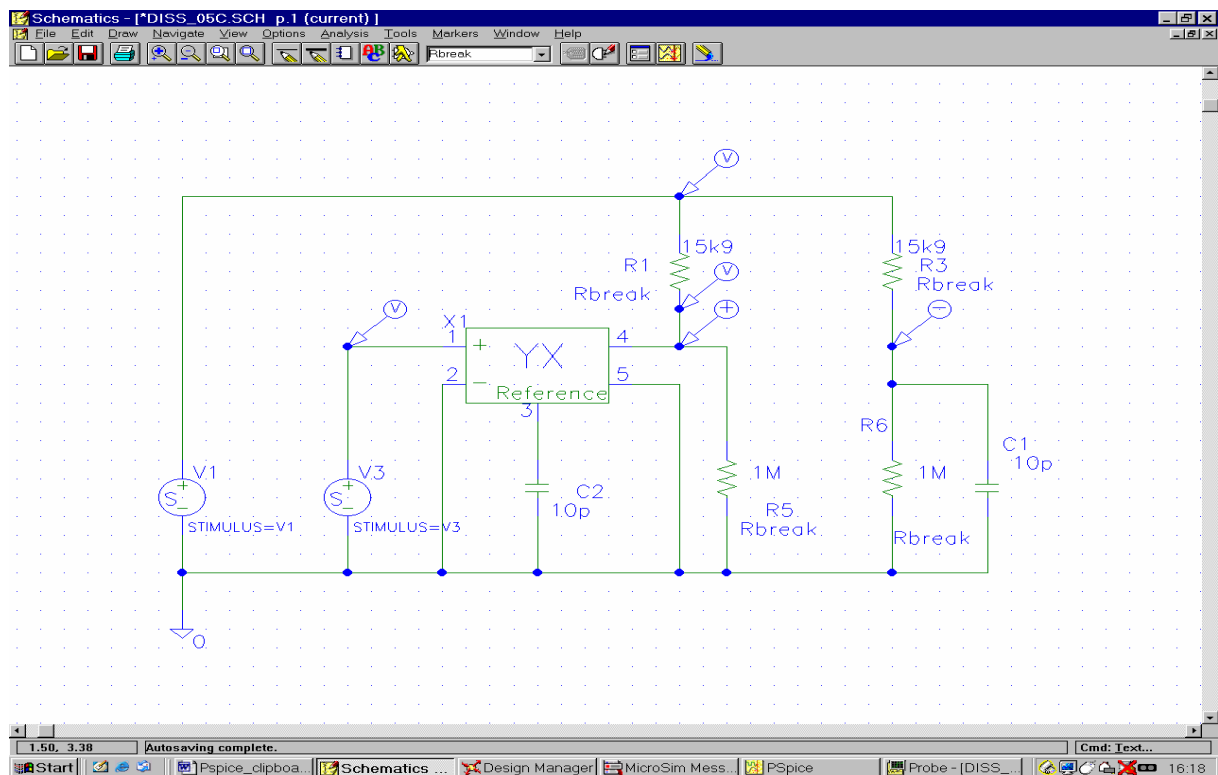


Bild 5.26: Simulationsmodell, RC Spannungsteiler

In Bild 5.27 sind verschiedene aus der Simulation resultierende Signale dargestellt, der obere Plot zeigt die Trägerschwingung mit einer Frequenz von 1MHz.

Im mittleren Plot wird die Steuerspannung zur zyklischen Veränderung der Kapazität dargestellt, dies ist eine Spannung die nur für die Simulation notwendig ist und im realisierten Prototyp nicht vorkommt. Die Größe der Kapazität verändert sich im Takt zu dieser Rechteckschwingung und wird von 2pF auf 12pF verändert, dabei ändert sich die Ausgangsspannung von 1V_{pp} auf 250mV_{pp}. Dies entspricht dem typischen Wertebereich eines kapazitiven Abstandssensors.

Im unteren Diagramm kann man das Verhalten der Ausgangsspannung $U_a(t)$ erkennen, wenn der Kondensator des RC Spannungsteiler seinen Wert sprungartig ändert.

Die Ausgangsspannung ändert sich nahezu zeitgleich mit der Änderung der Kapazität, lediglich kleine Störungen und Überschwinger sind zu erkennen, diese können zum Teil Ergebnis der Simulation sein und sind in der Praxis unerheblich, da sie durch Filterung vollständig unterdrückt werden.

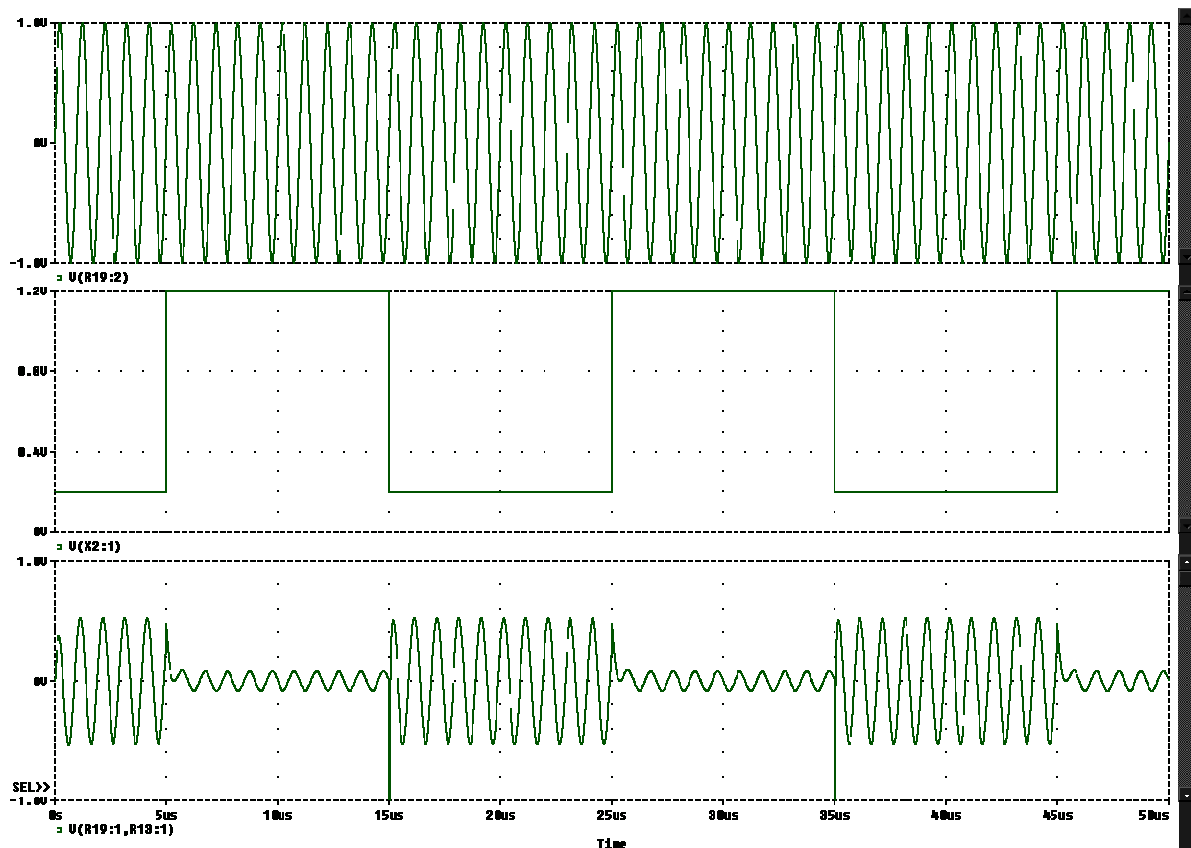


Bild 5.27: Sprungverhalten des RC Spannungsteiler

Somit zeigt die Simulation eindeutig, dass hinsichtlich Dynamik der Messbrücke keine Einschränkungen zu erwarten sind. Die im Prototyp realisierte Filterung kann nun auf die maximal gewünschte obere Grenzfrequenz des Messsystems von 100kHz eingestellt werden.

5.7 Betrachtungen zum Einfluss der Temperatur

Die Temperatur kann einen großen Einfluss auf die gesamte Schaltung des Messsystems haben, wenn man keine geeigneten Maßnahmen trifft, wie z.B. Vermeidung von Eigenerwärmung und ungleichmäßige Temperaturverteilung über die Leiterplatte. Die Temperatur kann durch zwei unterschiedliche Mechanismen Bauelemente beeinflussen. So kann die Umgebungstemperatur direkt Einfluss auf die elektronische Schaltung nehmen indem sie die Temperatur der Schaltung verändert. Dabei kann sowohl eine Erwärmung wie auch Abkühlung der Schaltung stattfinden oder aber die Schaltung selbst kann durch die entstehende Verlustleistung einzelner Bauelemente sich selbst erwärmen und so zu einer Änderung ihrer spezifischen Eigenschaften führen. Um eine genauere Aussage über den Einfluss der Temperatur auf die Messschaltung, insbesondere auf die Messbrücke, zu bekommen werden im folgenden Kapitel einige Berechnungen und Abschätzungen vorgenommen. Diese Berechnungen ermöglichen eine genaue Beurteilung des Temperatureinfluss auf die Schaltung und geben Hinweise auf die erforderlichen Maßnahmen zur Verbesserung des Temperaturverhaltens der Elektronik.

Ebenso wie die Messbrücke besonders gut geeignet ist verschiedenste Störungen zu unterdrücken, kann sie auch bezüglich ihrer Temperaturabhängigkeit weiter optimiert werden. Im Gegensatz zu den unvorhersehbaren Störungen kann der Einfluss von Temperaturschwankungen auf die einzelnen Bauelemente relativ genau berechnet und quantifiziert werden, da die Temperaturabhängigkeiten der einzelner Bauelemente weitgehend bekannt sind.

Hierbei dürfen aber einige Randbedingungen nicht unbeachtet bleiben. Zwar sind die Temperaturabhängigkeiten der einzelnen Bauelemente häufig bekannt, aber durch die elektrische Schaltung und durch den mechanischen Aufbau der Messschaltung entstehen hier auch Schwierigkeiten bei der Quantifizierung der Temperaturabhängigkeit der gesamten Schaltung. So können durch aktive und passive Bauelemente Wärmequellen entstehen die eine nur sehr schwer vorhersehbare Temperaturverteilung über die Leiterplatte und somit über die Messschaltung erzeugen. So ist z.B. bei der Dimensionierung der Widerstände zu beachten, dass die Eigenerwärmung des Widerstandes so gering ist, dass er durch seine eigene Verlustleistung seinen Widerstandswert nicht oder nur in zulässigen Grenzen ändert.

Der Widerstand sollte nicht nur keine Eigenerwärmung durchführen, sondern er darf auch nicht ohne weiteres durch andere Bauelemente unbeabsichtigt aufgeheizt werden. So bieten gerade die modernen SMD Bauelemente viele Vorteile hinsichtlich elektrischer Eigenschaften und Bauraum, aber es darf nicht übersehen werden, dass durch eine kompakte Bauform auch Hotspots entstehen können die partiell eine Aufheizung der Messbrücke bewirken. Ist insbesondere die Erwärmung nicht gleichmäßig verteilt so kann eine nicht unerhebliche Beeinflussung der Messbrücke entstehen und zu einem Fehler führen.

Diese Eigenschaften sind zum Teil durch den Aufbau der Bauelemente gegeben und müssen bei einer Fehlerrechnung entsprechend berücksichtigt werden. So ist die Temperaturabhängigkeit [61, 62] von Widerständen relativ einfach darstellbar.

Auf die Alterung von Bauelementen [63] soll hier nicht weiter eingegangen werden, da sie im Gegensatz zur Temperaturabhängigkeit nur sehr aufwendig zu untersuchen ist und häufig nur auf

empirischen Erfahrungen beruht. Die Alterung von Bauelementen ist zudem sehr stark von ihrem Einsatz abhängig, so wird ein Widerstand der großen Temperaturwechseln ausgesetzt ist schneller und stärker altern, als ein vergleichsweise gering belastetes Bauelement. Der Einfluss der Alterung auf die Bauelemente wird im Weiteren auch deswegen nicht berücksichtigt, da der Zeitraum der Untersuchungen zu dieser Arbeit zu kurz war um hierzu eine fundierte Aussage treffen zu können. Dimensioniert man die verwendeten Bauelemente so, dass nur eine zu vernachlässigende Eigenerwärmung auftritt, so kann man von einer zu vernachlässigenden Alterung der Bauelemente ausgehen.

Die Abweichung des Widerstandswertes vom errechneten Widerstandswert, d.h. der Absolutwert des Widerstandes, ist nicht so wichtig, da durch den möglichen Abgleich der Messbrücke Abweichungen der Bauelementewerte ausgeglichen werden können.

5.7.1 Berechnung der Eigenerwärmung der Messbrücke

Um nun abschätzen zu können wie groß die mögliche Eigenerwärmung des Widerstandes R_1 ist, muss zuerst die Verlustleistung des Widerstandes berechnet werden. Der Effektivstrom durch den Widerstand wird durch Gleichung 5.31 dargestellt. Hieraus ergibt sich dann die im Widerstand in Wärme umgesetzte Verlustleistung.

$$|I_{Thermo}| = \frac{\hat{U}_g}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{\omega^2 \cdot C_{Ref}^2} \cdot \left(R_2^2 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{Ref}^2} \right) \right)^2 + \frac{R_2^4}{\omega^2 \cdot C_{Ref}^2 \left(R_2^2 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{Ref}^2} \right)^2}} \quad (5.31)$$

Setzt man nun die Werte in Gleichung ein, so ergibt sich, dass die Verlustleistung des einzelnen Widerstandes R ungefähr $50\mu W$ beträgt. Dieser relativ geringe Wert ist allerdings noch in Relation zu sehen, d.h. je nach Größe des thermischen Widerstandes des Widerstandes erfolgt eine mehr oder weniger hohe Erwärmung.

Etwas unsicherer als die Berechnung der Verlustleistung ist die Größe des thermischen Widerstandes des Bauelementes zur Umgebung. Der thermische Widerstand ist zum einen durch die Anbindung des Bauelementes an die Umgebungsluft als auch durch die Art der Lötung und die Größe der Löt pads gegeben. Für den hier eingesetzten SMD Widerstandstyp [64] kann ein R_{th} von 500..1000 Kelvin pro Watt angenommen werden, wenn der Widerstand auf einer Platine aufgelötet ist. Dieser R_{th} setzt sich zusammen aus dem $R_{th,PCB}$ (thermischer Widerstand an die Leiterplatte) und dem $R_{th,Luft}$ (thermischer Widerstand zur Umgebung). Nimmt man für die Abschätzung den schlechtesten R_{th} an, folgt daraus eine Temperaturerhöhung des Widerstandes um einige hundertstel Grad Celsius, dies kann im Allgemeinen vernachlässigt werden. Die Erwärmung durch die umliegenden Bauelemente, insbesondere durch die aktiven Bausteine ist sehr viel größer.

5.7.2 Temperaturmodell der Messbrücke

Im vorigen Kapitel wurde gezeigt, dass die Erwärmung des eingesetzten Widerstandes nur sehr gering ist. Obwohl diese Eigenerwärmung nur sehr gering ist, war es notwendig zu untersuchen ob dieser Einfluss auf die Messbrücke so gering ist, dass er auch vernachlässigt werden kann. Bei der Untersuchung des Temperatureinflusses auf die Messbrücke sind zwei Aspekte zu untersuchen, zum einen die Eigenerwärmung durch die Verlustleistung der Widerstände und zum anderen die Auswirkung des Temperaturgradienten der durch den Aufbau der Leiterplatte entsteht (siehe Bild 5.30, Wärmezonen).

Zunächst wird ein vereinfachtes Modell aufgestellt um den Einfluss berechnen zu können. Dieses Modell ist in Bild 5.28 dargestellt. Es zeigt den grundlegenden Aufbau der Messbrücke. Bei der Modellbildung werden verschiedene Vereinfachungen und Annahmen getroffen um den Aufwand bei der Berechnung nicht ins uferlose ausarten zu lassen. Allerdings darf die Vereinfachung nicht so getroffen werden, dass sich keine sinnvolle Aussage mehr machen lässt.

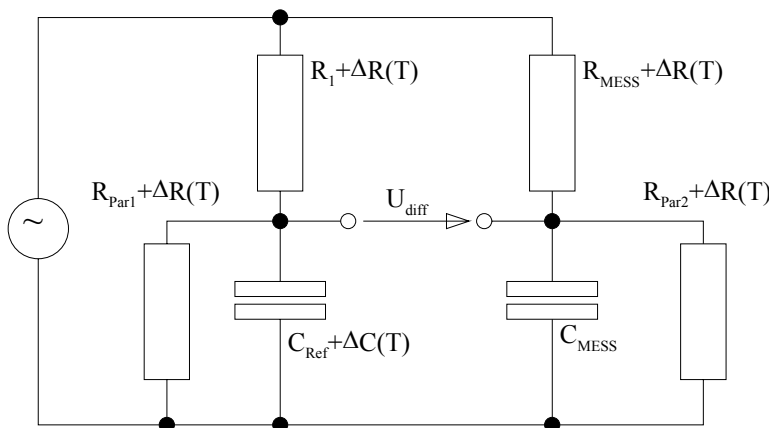


Bild 5.28: Temperaturabhängigkeiten Widerstände und Kondensatoren

Die Widerstände und Kondensatoren der Messbrücke haben einen realen Temperaturkoeffizienten der den Datenblättern der Hersteller entnommen werden kann [64]. Mit Hilfe der Fehlerrechnung wird der absolute und relative Fehler eines Messzweiges (R_1 , R_{par1} , C_{ref}) berechnet.

Nimmt man an, dass ein Messzweig, d.h. alle Bauelemente dieses Messzweiges die gleiche Temperatur haben und gegenüber dem anderen Messzweig um eine Temperaturdifferenz ΔT erwärmt wird, so erhält man einen Fehler in der Differenzspannung gegenüber dem thermischen Gleichgewicht.

Der Fehler der Differenzspannung kann nun mit Gleichung 5.32 angegeben werden. Diese ergibt sich aus der Modellbildung von Bild 5.28.

$$\Delta U_{error} = U_g \cdot \left(\left| \frac{\partial H_{j\omega}(R_1, R_{par1}, C_{Ref})}{\partial R_1} \right| \cdot \Delta R_1 + \left| \frac{\partial H_{j\omega}(R_1, R_{par1}, C_{Ref})}{\partial R_{par1}} \right| \cdot \Delta R_{par1} + \left| \frac{\partial H_{j\omega}(R_1, R_{par1}, C_{Ref})}{\partial C_{Ref}} \right| \cdot \Delta C_{Ref} \right) \quad (5.32)$$

Als Übertragungsfunktion wird folgende Formel zu Grunde gelegt.

$$H(j\omega) = \frac{jR_{par1}}{\omega C_{Ref} \left(R_{par1} - \frac{j}{\omega C_{Ref}} \right) \cdot \left(R_1 - \frac{jR_{par1}}{\omega C_{Ref} \left(R_{par1} - \frac{j}{\omega C_{Ref}} \right)} \right)} \quad (5.33)$$

Nach Lösung von Gleichung 5.32 erhält man als Ergebnis, dass ein Differenzspannungsfehler von $52\mu\text{Volt}$ pro Kelvin Temperaturdifferenz entsteht.

$$\Delta U_{error} \approx 0.000052 \cdot T \cdot \left[\frac{V}{K} \right] \approx 52 \cdot T \cdot \left[\frac{\mu V}{K} \right] \quad (5.34)$$

Als relativen Fehler erhält man somit

$$Error = \frac{\Delta U_{Error}}{U} \approx 0.003\% \quad (5.35)$$

dies entspricht in etwa 30ppm pro Kelvin Temperaturdifferenz zwischen den beiden Messzweigen.

Vergleich man nun diesen Fehler mit der gewünschten Auflösung der Differenzspannung stellt man fest, dass dieser Fehler nicht mehr so ohne weiteres vernachlässigt werden kann. Durch dieses Modell kann mit gewisser Vorsicht auch auf die Praxis geschlossen werden. Um allerdings eine genaue Aussage von der realen Temperaturverteilung auf der Leiterplatte zu bekommen ist eine Thermographieaufnahme der realisierten Schaltung notwendig.

Zwar ist der hier betrachtete Fall nur eine Modellannahme, aber er zeigt in deutlicher Weise, dass selbst ein relativ geringer Temperaturgradient auf der Leiterplatte einen nicht vernachlässigbaren Fehler in der Differenzspannung der Messbrücke hervorruft und somit unbedingt vermieden werden muss. Bei der Auswertung der Messbrücke handelt es sich Prinzip bedingt um eine Amplitudemessung, daher ist diese Art der Auswertung sehr empfindlich gegenüber Fehlern in der Differenzspannung.

Betrachtet man diesen Fehler in Relation zu der maximalen Auflösung des Analog Digital Wandlers von 14Bit der die Differenzspannung an der Messbrücke abtastet, so ist der Fehler im Bereich des LSB des Wandlers, bei nur einem Kelvin Temperaturdifferenz zwischen den Messzweigen. Daher muss unbedingt ein Temperaturgradient auf der Leiterplatte vermieden werden. Dies kann durch verschiedene Maßnahmen geleistet werden. So ist besonders in der Prototypenphase auf eine ausreichend lange Warmlaufphase der Messelektronik bei geschlossenem Gehäuse zu achten. Während dieser Warmlaufphase wird ein ausreichender Temperatureausgleich auf der Leiterplatte teilweise erreicht.

In der Praxis zeigt sich, dass die Temperaturverteilung über den mechanischen Aufbau einer Messschaltung ebenso nicht konstant ist. Es bilden sich im Bereich von verschiedenen Bauelementen unterschiedlich heiße Zonen aus, diese entstehen durch die Verlustleistung von aktiven und passiven Bausteinen. Selbst durch den Aufbau einer Messschaltung in modernster SMD Technik kann die räumliche Ausdehnung nicht beliebig verkleinert werden. So ist ein kompakter und kleiner Aufbau in elektrischer Hinsicht bezüglich von parasitären Komponenten erstmal sicher wünschenswert, aber eine beliebige Verkleinerung der Schaltung kann auch die schon erwähnten thermischen Nachteile haben.

So ist im vorherigen Kapitel gezeigt worden, dass die Eigenerwärmung durch die Widerstände sehr gering ist, dies gilt aber nur für die im Prototyp eingesetzten Minimef Metallfilmwiderstände mit ihrem eigenen thermischen Widerstand R_{th} . Setzt man aus Platzgründen sehr viel kleinere Chipwiderstände ein, so ist die Eigenerwärmung nicht mehr nur im Bereich von wenigen hundertstel Grad, sondern kann sehr schnell im Bereich von einigen zehntel Grad oder sogar noch darüber liegen und so zu einem großen Messfehler führen. Bild 5.29 zeigt eine schematische Darstellung der Temperaturverteilung auf der Leiterplatte.

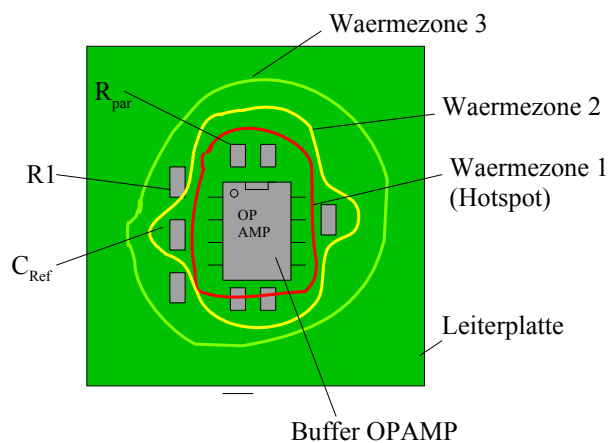


Bild 5.29: Wärmezonen auf der Leiterplatte, schematische Darstellung

5.8 Auswertung der Messbrücke

Bild 5.30 zeigt einen Ausschnitt von der realisierten Platine der Messbrücke und einen Teil der Auswerteschaltung. Unter Auswertung wird in diesem Kapitel besonders die erste Verstärkerstufe zur Pufferung und Verstärkung des Ausgangssignals der Messbrücke verstanden. Diese soll nun näher betrachtet und untersucht werden.

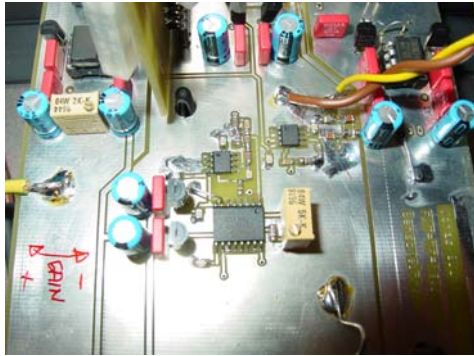


Bild 5.30: Auswerteschaltung der RC-Messbrücke für die kapazitive Messelektronik

Um die Vorteile einer Differenzmessung nicht durch die nachfolgenden Verstärkerstufen zu mindern, muss bei der Auswertung einer kapazitiven Abstandsonde das Differenzprinzip soweit als möglich auch bei den nachfolgenden Schaltungsteilen ausgenutzt werden.

So wurde die weitere Verarbeitung der Differenzspannung komplett im Differenzmodus ausgeführt, d.h. soweit als möglich werden beide Messzweige der Messbrücke mit identischen Bausteinen dimensioniert und aufgebaut. Somit ist ein nahezu identisches elektrisches Verhalten der Messzweige gegeben. So kann z.B. die Belastung der Messzweige durch die Eingangsimpedanzen⁸ der Pufferverstärker zwar nicht zu Null gemacht werden, sie kann aber durch einen geeigneten mechanischen Aufbau, relativ konstant und vor allem nahezu identisch gehalten werden.

Bei der Auswertung einer sehr kleinen Kapazität sind die parasitären Anteile hervorgerufen durch den realen Aufbau und die nicht idealen Komponenten besonders kritisch. In der Praxis können diese parasitären Anteile nicht vollständig vermieden werden. So ist doch darauf zu achten, dass diese Anteile zum einen so klein als möglich sind und weitestgehend konstant über die Temperatur und Zeit bleiben.

Allerdings ist diese Konstanz soweit sie die eingesetzten Halbleiter betrifft teilweise unklar, es ist hier kaum möglich eine definierte Aussage zu treffen, da die Eingangsimpedanz der Halbleiter, wie z.B. den hier verwendeten Operationsverstärker OPA655, nur unzureichend spezifiziert ist. Die Datenblätter der Halbleiterhersteller geben hierzu nur typische Werte an. Dennoch kann man davon ausgehen, dass sich gleiche Halbleitertypen doch sehr ähnlich über die Temperatur verhalten, zumindest solange sie aus derselben Charge oder demselben Herstellungsprozess entstammen, dies kann aber unter Umständen nicht immer gegeben sein. So ist es durchaus möglich, dass trotz gleicher

⁸ Die Eingangsimpedanz des hier verwendeten Operationsverstärker OPA655 von Burr Brown ist $10^{12}\text{Ohm}/1\text{pF}$.

Funktionalität eines Halbleiterbauelements die elektrischen Parameter (z.B. Eingangsimpedanz) leicht variieren, besonders wenn sie nicht näher im Datenblatt spezifiziert sind.

Bei der Realisierung des Prototyps wurde ein besonderes Augenmerk auf die Leiterbahnführung zur Minimierung parasitärer Kapazitäten im Layout gelegt. Bei der kapazitiven Sensorelektronik ist jedes Teil und jede „heiße“ Zuleitung kritisch. So ist bei dem Layout auf kurze und kapazitätsarme Leiterbahnführung zu achten. Ebenso muss bei der Leiterbahnführung darauf geachtet werden, dass der Einfluss durch benachbarte Baugruppen und Leitungen gering ist, dies kann durch geeignete Schirmung erreicht werden.

Bild 5.31 zeigt den Signalverlauf an der Messbrücke. Hierbei sollen insbesondere die Temperaturabhängigkeiten der Eingangsimpedanzen der Halbleiter durch die Differenzbildung unterdrückt werden. Daher wird die weitere Pufferung der Messbrücke wie in Bild 5.31 ausgeführt.

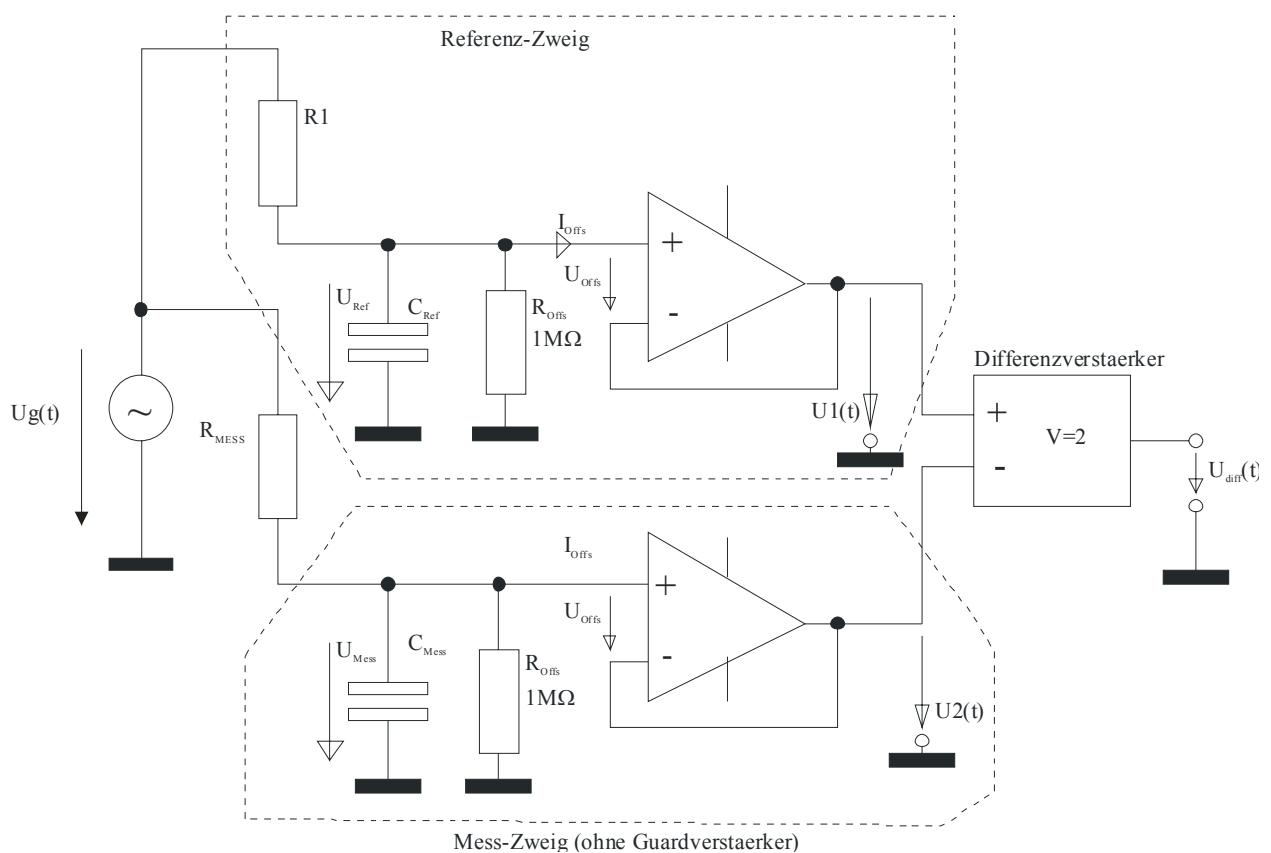


Bild 5.31: Schematischer Aufbau der Messbrücke und Signalverlauf

5.8.1 Berechnung der Rauschspannung

Die Auswertung der Messbrücke stellt einige Anforderungen an die nachfolgenden Schaltungsteile. Moderne Operationsverstärker können inzwischen mit Eigenschaften aufwarten, die vor nicht allzu langer Zeit kaum denkbar waren. Sie bieten somit eine nahezu ideale Basis um eine geeignete Sensorelektronik realisieren zu können. Der Aufbau durch diskrete Bauelemente mag in dem einen oder anderen Fall sicher noch Vorteile bringen, in diesem Fall sind aber die Nachteile die durch einen diskreten Aufbau entstehen zu groß. Den möglichen Verbesserungen hinsichtlich der gewünschten Eigenschaften steht ein sehr großer konstruktiver Aufwand entgegen, der in diesem Zusammenhang keinen Sinn macht.

Bei der Auswahl und Analyse der Operationsverstärker muss das Augenmerk auf zwei besonders wichtige Parameter des Bausteins gelegt werden. Die Eingangsimpedanz des Bausteines muss eine geringe Kapazität bei relativ hohem Eingangswiderstand aufweisen und der Baustein muss ein günstiges Rauschverhalten aufweisen. Ausgehend von diesen Forderungen wurde ein Operationsverstärker OP655 der Firma *BurrBrown* [32] ausgewählt. Die Eigenschaften des Bausteines sind in den wichtigen Punkten sehr gut. Es handelt sich um einen Wideband FET Operationsverstärker, somit besitzt er einen hohen Eingangswiderstand von 10^{12} Ohm bei gleichzeitig nur 1pF Eingangskapazität. Des Weiteren hat er eine Bandbreite von 400MHz, diese Bandbreite ist hoch genug, um den Operationsverstärker ohne Phasendrehung bei 1MHz einsetzen zu können, da die Phasendrehung⁹ bei 1MHz weniger als $-0,15^\circ$ beträgt.

Über das Verhalten der Eingangskapazität in Abhängigkeit von Eingangsspannung und Temperatur gibt das Datenblatt keine Auskunft. Da es sich aber um einen FET Operationsverstärker handelt kann man davon ausgehen, dass die Temperaturabhängigkeit [31] einen leicht negativen Gradienten ausweist. Eine Abhängigkeit von der Eingangsspannung im Arbeitsbereich ist demnach nicht zu erwarten. Dies ist besonders günstig, da durch eine zusätzliche Abhängigkeit der Eingangskapazität von der Eingangsspannung eine Art zusätzlicher Modulation erzeugt würde.

Die Eingangsimpedanz des Operationsverstärkers kann als parasitäre Kapazität angesehen werden. Diese parasitäre Kapazität verschlechtert die Eigenschaften der Messbrücke aus Kapitel 5, da sie direkt parallel zur Messkapazität liegt. Es wurde allerdings in Kapitel 5.3 gezeigt, dass die Verringerung der Empfindlichkeit durch die zusätzliche Kapazität nicht sonderlich groß ist. Viel wichtiger ist, dass die Kapazität so klein wie möglich ist, um bei nicht ganz ausschließenden Temperaturschwankungen, den Einfluss klein zu halten.

Da es nicht möglich ist durch schaltungstechnische Maßnahmen direkt auf die Größe der Kapazität Einfluss zu nehmen, muss als erster Schritt wenigstens durch geeignete Auswahl des Operationsverstärkers diese Kapazität so gering als möglich gewählt werden.

Das Rauschverhalten des Operationsverstärkers ist der zweite wichtige Parameter, der einen großen Einfluss auf die Schaltung hat. Das Rauschspektrum muss so gestaltet sein, dass im Bereich der Arbeitsfrequenz das Rauschen so gering als möglich ist. Für den Prototyp heißt das, dass gerade im

⁹ Die Phasendrehung kann mit folgender Beziehung berechnet werden: Phasendrehung $\varphi = -\arctan(f/f_g)$, wobei f_g hier 400MHz beträgt und f 1MHz.

Bereich der Trägerfrequenz von 1MHz das Gesamttrauschen besonders gering sein muss. Durch Wahl der Eingangsimpedanz kann das Rauschen geformt werden.

Das Gesamttrauschen der Eingangsstufe setzt sich aus mehreren einzelnen Rauschquellen wie z.B. Strom- und Spannungsrauschen zusammen, in [35, 36, 37] finden sich Ansätze zur näheren Beschreibung und Modellbildung für das Rauschverhalten der Eingangsstufe. Dabei haben die Rauschspektren der einzelnen Rauschquellen teilweise recht unterschiedliche Verläufe, so dass sich in aller Regel kein Arbeitspunkt finden lässt in welchen alle Rauschteile minimal sind. Die durchgeführten Berechnung hinsichtlich Rauschen zeigen, dass hauptsächlich das Spannungsrauschen und das Widerstandsrauschen der Eingangsimpedanz einen nennenswerten Beitrag zum Gesamttrauschen bilden, nicht jedoch das Stromrauschen des Operationsverstärkers, es ist so gering, dass kein nennenswerter Beitrag geleistet wird.

Um nun die gesamte Eingangsstufe besser analysieren zu können wurde ein Modell (Bild 5.32) verwendet. Dieses Modell beschreibt das Rauschverhalten. Bei diesem Modell handelt es sich um eine erweiterte Darstellung für einen nicht invertierenden Verstärker mit den einzelnen Rauschquellen.

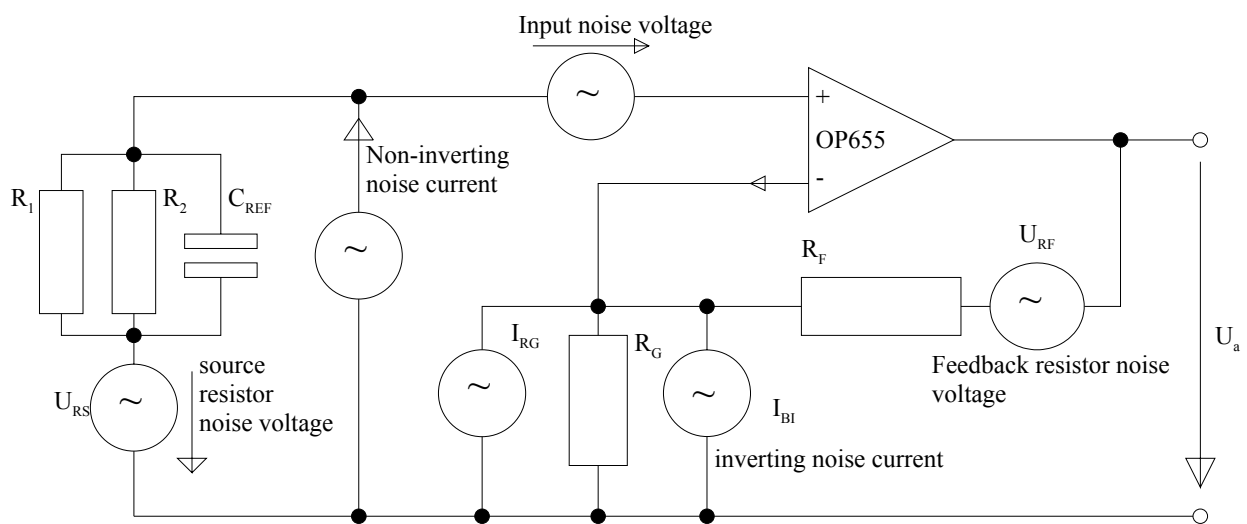


Bild 5.32: Das Rauschmodell für die Eingangspufferstufe

Bei der Berechnung für das Ausgangsrauschen können im Fall des realisierten Prototyps ein paar Vereinfachungen gemacht werden. So können die Rauschquellen im Rückkoppelzweig entfallen, da es sich bei dem Pufferverstärker um einen Spannungsfolger handelt, der kein Rückkoppelnetzwerk besitzt.

Aus Bild 5.33 kann der Verlauf des Strom- und Spannungsrauschen für den eingesetzten OP655 von *BurrBrown* entnommen werden. Darin kann man erkennen, dass mit zunehmender Frequenz das Spannungsrauschen zunächst stark abnimmt um dann relativ konstant zu verlaufen, aber das Stromrauschen rasch zunimmt.

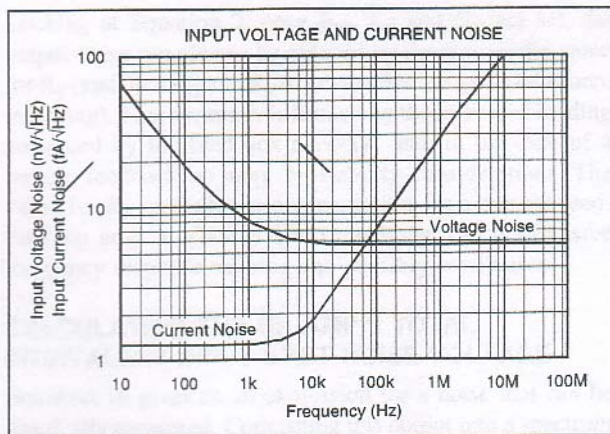


Bild 5.33: Eingangsspannung- und Stromrauschen des OP655

Von besonderem Interesse ist, wie schon erwähnt die Rauschdichte im Bereich um 1 MHz mit der geforderten Bandbreite von 100kHz. Dazu kann man der Tabelle 5.3 folgende Rauschdichten entnehmen:

Rauschart	Frequenz	Wert
Spannungsrauschdichte	1 MHz	6nV/sqrt(Hz)
Stromrauschdichte	1 MHz	30fA/sqrt(Hz)

Tabelle 5.3: Technische Daten OPA655

Da man davon ausgehen kann, dass die Rauschquellen nicht miteinander korreliert sind, kann das Gesamttrauschen nach der einfachen Formel 5.36 berechnet werden.

$$\bar{U}_{Noise} = \sqrt{(\bar{U}_{noise}^2 + \bar{U}_{Rnoise}^2 + \bar{i}^2 Z_{Gen})} \cdot B \quad (5.36)$$

Die Größe des Generatorwiderstandes resultiert aus der Beschaltung wie in Bild 5.31. Somit erhält man für die Bandbreite von 200kHz eine effektive Rauschspannung von $U_{rms}=5,7\mu V$.

Trägt man nun das Ergebnis dieser Berechnung in ein Diagramm ein, so ergibt sich der in Bild 5.34 dargestellte Verlauf. Hierbei zeigt sich, dass die Wahl eines größeren Referenzkondensators zu einer geringeren Grenzfrequenz führt und somit das Rauschen geformt werden kann. Da es sich hier um ein bandbegrenzt Messsystem handelt, ist besonders der Bereich bei 1MHz von Interesse.

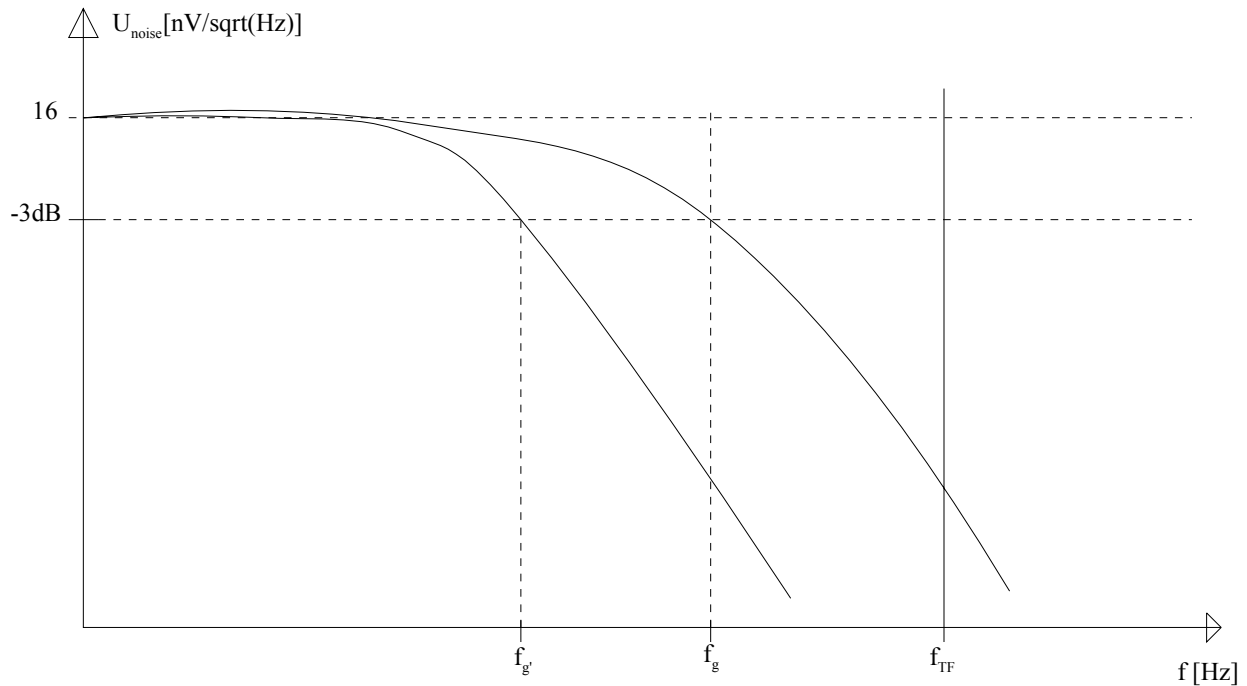


Bild 5.34: Noise Spectrum Eingangsverstärker OP655

5.8.2 Unterdrückung von Störgrößen (Der „Guard“ Verstärker)

In vielen kommerziellen kapazitiven Abstandsmesssystemen [19, 20, 39], so auch im hier realisierten Prototyp, wird die Auswerteelektronik entfernt von Abstandssensor platziert. Hier sind mehrere Gründe zu nennen, die zu dieser Aufteilung führen, zum einen gibt es Anwendungen bei denen die Umgebung nicht mehr für den Einsatz von Halbleitern geeignet ist z.B. bei extrem hohen Temperaturen oder aber der Sensor ist so klein oder konstruktiv so gestaltet, dass die Sensorelektronik nicht mehr implementierbar ist. Die Trennung zwischen Sensor und Elektronik erlaubt es insbesondere in der Prototypenphase einen einfachen und zugleich flexiblen Austausch von Sensoren und Elektronik.

Diese Aufteilung hat allerdings auch einen entscheidenden Nachteil, so muss der Sensor über ein Kabel mit der Elektronik verbunden werden. Diese Verbindung zwischen Sensor und Elektronik erfolgt am besten über eine Triaxialleitung. Bei einer Triaxialleitung handelt es sich um ein Koaxialkabel mit einem zusätzlichen äußeren Schirmgeflecht. Durch diesen konstruktiven Aufbau entstehen allerdings zusätzliche Kapazitäten zwischen den einzelnen Leitern. Besonders kritisch ist hierbei die Kapazität zwischen dem Innenleiter und dem mittlerem Schirmgeflecht, da diese Kapazität direkt parallel zur Messkapazität liegt.

Auf die Notwendigkeit zur Unterdrückung dieser parasitären Kapazität wurde schon in Kapitel 5.3 hingewiesen. Hierbei wird nun das mittlere Schirmgeflecht über eine Verstärkerschaltung, den so genannten Guardverstärker, auf das elektrisch gleiche Potential wie die Signalleitung gelegt. Durch diese Maßnahme kann, so zu mindestens die Theorie, die vorhandene Kapazität zwischen Messleitung und innerem Schirmgeflecht der Zuleitung vollständig unterdrückt werden. Es bleibt im Idealfall

einzig die zu messende Kapazität übrig. Dies ist in der Praxis nicht ganz einfach, denn zunächst muss das Messsignal durch die Verstärkerschaltung abgegriffen werden, dabei darf die Signalleitung, bzw. das Messsignal selbst nicht oder nur so gering als möglich beeinflusst werden. Zudem muss der Verstärker die Spannungsdifferenz zwischen Signalleitung und Schirmgeflecht ausgleichen, dies ist bei hohen Frequenzen nicht einfach.

Je höher die Frequenzen sind, desto leichter treten Phasen- und Amplitudendifferenzen [8, 32, 45] zwischen den beiden Leitern auf. Die ist insbesondere dann kritisch, wenn die vom Operationsverstärker zu treibende Last einen hohen kapazitiven Anteil hat, so wie im vorliegenden Fall. Typischerweise kann man heutzutage aber davon ausgehen, dass Operationsverstärker nicht mehr nur in erster Linie dafür ausgelegt werden rein ohmsche Lasten zu treiben, denn in der Praxis werden immer komplexe Impedanzen auftreten, die für Phasendrehungen verantwortlich sind.

Insbesondere beim Treiben von Leitungen oder Kabeln treten sehr schnell relativ hohen Kapazitäten auf, die nicht zu einer Instabilität des Operationsverstärkers führen dürfen. Moderne Operationsverstärker besitzen genügend Phasenreserve [8, 46] um hier keine Probleme erwarten zu lassen. Dennoch muss bei der Dimensionierung des Guardverstärkers darauf geachtet werden.

Die Verbindung zwischen Sensor und Sensorelektronik wird mit einem Triaxkabel der Firma Lemo [38] hergestellt, dieses Kabel hat einen Wellenwiderstand von 50 Ohm. Als Frequenz für die Trägerfrequenz wurde 1MHz gewählt. Die relative hohe Trägerfrequenz von 1MHz legt eine Impedanzanpassung der Leitung nahe um eventuelle Wellenreflexionen am Leitungsanfang oder Leitungsende zu vermeiden. Um eine Anpassung an den Wellenwiderstand von 50 Ohm zu erreichen muss die Leitung mit einem entsprechenden Widerstand von 50 Ohm angeschlossen und abgeschlossen werden. Messungen haben allerdings gezeigt, dass es keine Rolle hinsichtlich Auflösung spielt ob die Leitung mit 50 Ohm abgeschlossen wird, oder nicht.

In Bild 5.35 wird der prinzipielle Aufbau schematisch dargestellt. Der Guardverstärker treibt das innere Schirmgeflecht auf das gleiche Potential wie die Messleitung. Die Funktion des Guardverstärkers gilt es nun zu überprüfen und entsprechend zu untersuchen und zu optimieren.

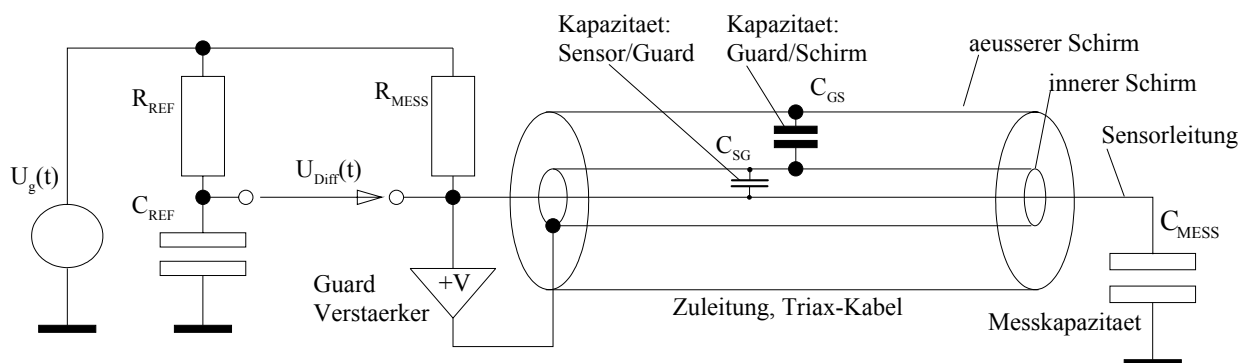


Bild 5.35: Die Messbrücke mit Triaxial-Kabel, räumlicher Aufbau schematisch

5.8.3 Aufbau des „Guard“ Verstärkers

In Bild 5.36 wird die schaltungstechnische Struktur des Guardverstärkers aufgezeigt. Der Guardverstärker hat die Aufgabe den Schirm der Anschlussleitung auf demselben elektrischen Potential zu halten wie die Signalleitung, dazu wird der Eingang des Operationsverstärkers üblicherweise direkt an die Messleitung angeschlossen. Dies ist im Fall des in Rahmen dieser Arbeit realisierten Prototyps nicht so, denn um die Symmetrie der Schaltung so weit als möglich aufrecht zu erhalten, wurde der Guardverstärker erst nach der ersten Pufferstufe angeschlossen.

So wird erreicht, dass die beiden Zweige der Messbrücke durch zwei identische Pufferverstärker belastet werden und nicht ein einzelner Messzweig durch weitere Halbleiter belastet wird. Der Eingang des Guardverstärkers wurde daher mit dem Ausgang des Bufferverstärkers verbunden, somit entfällt die zusätzliche Belastung der Messbrücke durch den Guardverstärker. Der Spannungsabgriff hinter dem Bufferverstärker hat wie Simulation und Tests gezeigt haben keinen allzu großen Einfluss auch die Wirkungsweise des Guardverstärkers, d.h. die Unterdrückung der unerwünschten Kabelkapazität erfolgt genauso gut wie bei einem direkten Abgriff am Messkondensator, aber ohne die negative Beeinflussung der Messbrücke, lediglich der Fehler durch die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung wird etwas größer, dies ist im Rahmen und durch den Vorteil der Schaltungssymmetrie durchaus zu vertreten.

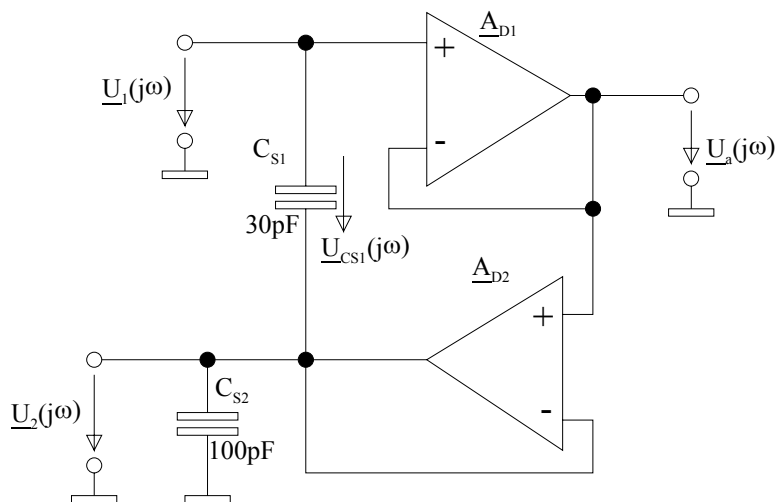


Bild 5.36: Modell der Guardstruktur des Messsystems

Damit $C_{s1} = 0$ ist, muss $\underline{U}_1(j\omega) = \underline{U}_2(j\omega)$ gelten und somit folgt, dass $\underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2 = 1$ sein muss.

Funktioniert der Guardverstärker ideal, so kann zwischen Sensorleitung und innerem Schirm keine Spannungsdifferenz $\underline{U}_{CS1}(j\omega)$ gemessen werden und die Kabelkapazität C_{S1} verschwindet. Dies ist in der Praxis aber nicht der Fall, da durch die realen Eigenschaften der Bauelemente die Differenzspannung nicht genau zu Null ausgeregelt werden kann. Daraus resultiert, dass immer ein kleiner Rest an parasitärer Kabelkapazität übrig bleibt. Durch die endliche Open Loop $\underline{A}_{OL}(j\omega)$ Verstärkung eines Operationsverstärkers kann keine exakte Verstärkung eins erreicht werden.

Zumal die Open Loop Verstärkung bei sehr schnellen Operationsverstärkern nicht sehr hohe Werte annimmt, so beträgt die Open Loop Verstärkung ca. 58dB, bis zur Grenzfrequenz von 200kHz.

Um die Größe des Fehlers als Frequenzabhängigkeit der Verstärkung quantifizieren zu können wird der folgende Ansatz gemacht. Zunächst kann man für die komplexe Differenzverstärkung eines Operationsverstärkers angeben

$$\underline{A}_D(j\omega) = \frac{A_D}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{gA}}} \quad (5.37)$$

Für die Verstärkung eines Operationsverstärkers gilt allgemein

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{\underline{U}_a(j\omega)}{\underline{U}_e(j\omega)} = \frac{\underline{A}_D(j\omega)}{1 + k \cdot \underline{A}_D(j\omega)} \quad (5.38)$$

Damit die Schirmkapazität Cs1 zu Null wird, muss $\underline{U}_1(j\omega) \equiv \underline{U}_2(j\omega)$ sein, ist dies der Fall, so ist die Spannung $U_{cs1}(j\omega)=0$, daraus resultiert eine Kapazität für $C_{s1}=0$. Löst man entsprechend nach $U_2(j\omega)$ auf, so kann man für $U_2(j\omega)$ angeben

$$\underline{U}_2(j\omega) = \underline{A}_1(j\omega) \cdot \underline{A}_2(j\omega) \cdot \underline{U}_1(j\omega) \quad (5.39)$$

setzt man die passenden Werte ein, so kann man mit Gleichung (5.40) den Fehler errechnen, der sich aus der Frequenzabhängigkeit der Verstärkung ergibt. A ist die reale frequenzabhängige Gesamtverstärkung.

$$A = \frac{A_d^2 f_{gA}^2}{\left(\sqrt{f^2 + 2k_2 A_d f_{gA}^2 + f_{gA}^2 + k_2^2 A_d^2 f_{gA}^2} \cdot \sqrt{f^2 + 2k_1 A_d f_{gA}^2 + f_{gA}^2 + k_1^2 A_d^2 f_{gA}^2} \cdot \sqrt{1 + \frac{f^2 f_{gA}^2 (2 + k_1 A_d + k_2 A_d)^2}{(-f^2 + k_2 A_d f_{gA}^2 + k_1 A_d f_{gA}^2 + k_1 k_2 A_d^2 f_{gA}^2 + f_{gA}^2)^2}} \right)} \quad (5.40)$$

Wie man in Bild 5.36 erkennen kann ist die Belastung des Guardtreibers im Wesentlichen durch die Kabelkapazitäten gegeben. Kapazitive Lasten können Operationsverstärker ungünstig hinsichtlich Stabilität beeinflussen. Um hier mehr Sicherheit bezüglich Stabilität zu erhalten empfehlen die Datenblätter der Halbleiterhersteller bei kapazitiver Last häufig einen Serienwiderstand R in Reihe mit der kapazitiven Last. Mit Hilfe einer *PSpice* Simulation und mit Hilfe des Prototyps wurde der Einfluss dieses Widerstandes überprüft. Dabei hat sich gezeigt, dass dieser Serienwiderstand keine Verbesserung hinsichtlich Stabilität bringt, sondern sogar eine Verschlechterung der Fehlerspannung zur Folge hat. Somit kann dieser Widerstand entfallen.

Die rote Kurve ist der Betrag des Verstärkungsfehlers, die schwarze Kurve ist der Realteil des Verstärkungsfehlers. Auf der Y-Achse ist der Absolutfehler aufgetragen, als Abweichung von der Verstärkung 1. Die Abweichung im Arbeitspunkt von 1MHz beträgt ca. 0,26%.

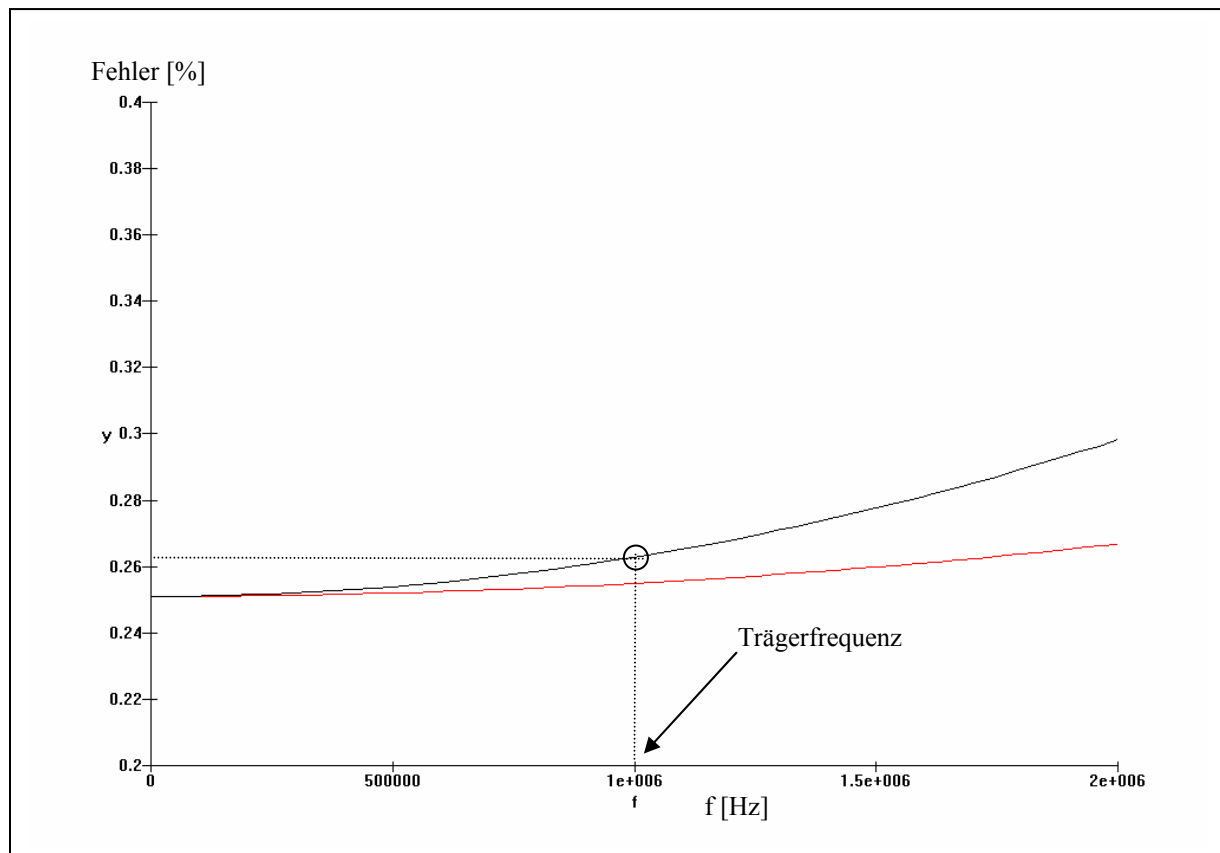


Bild 5.37: Verstärkungsfehler der Guardstruktur

Um die Fragen nach dem Einfluss des Guardverstärkers beantworten zu können wurde eine pSpice Simulation vorgenommen, dazu wurde ein *PSpice* Modell (Bild 5.38) erstellt.

In diesem Modell wurden einige Vereinfachungen gegenüber Realität vorgenommen. Die Kabelparameter wurden auf die Kapazität zwischen den Schirmgeflechten reduziert. Dies ist zulässig, da der Kabelwiderstand und die Leitungsinduktivität in ihrem Einfluss auf die Messbrücke und somit auf den Messkondensator im Vergleich zur Schirmkapazität vernachlässigbar sind.

Zusätzlich wurde zwischen Ausgang des Pufferverstärkers und dem Eingang des Guardverstärkers ein einfaches Hochpassfilter 1.Ordnung geschaltet. Dieses Filter soll zwei Aufgaben erfüllen, zum einen soll es auftretende Gleichspannungskomponenten vom Guardverstärker fernhalten und zum anderen soll es niederfrequente Rausch- und Brummanteile von Guardverstärker fernhalten und unterdrücken. Hierbei muss die Grenzfrequenz des Hochpasses niedrig genug gewählt werden, damit die Phasenverschiebung zwischen Eingang und Ausgang des Filters keinen Einfluss auf den Guardverstärker hat. Wählt man die Grenzfrequenz zu hoch, so entsteht eine zu große Phasenverschiebung zwischen dem Referenzweig und dem Messweig der Messbrücke. Diese Phasenverschiebung erzeugt eine Signaldifferenz zwischen dem Messsignal und der Guardleitung, dies beeinträchtigt die Funktion der Messbrücke erheblich und muss daher unbedingt vermieden werden.

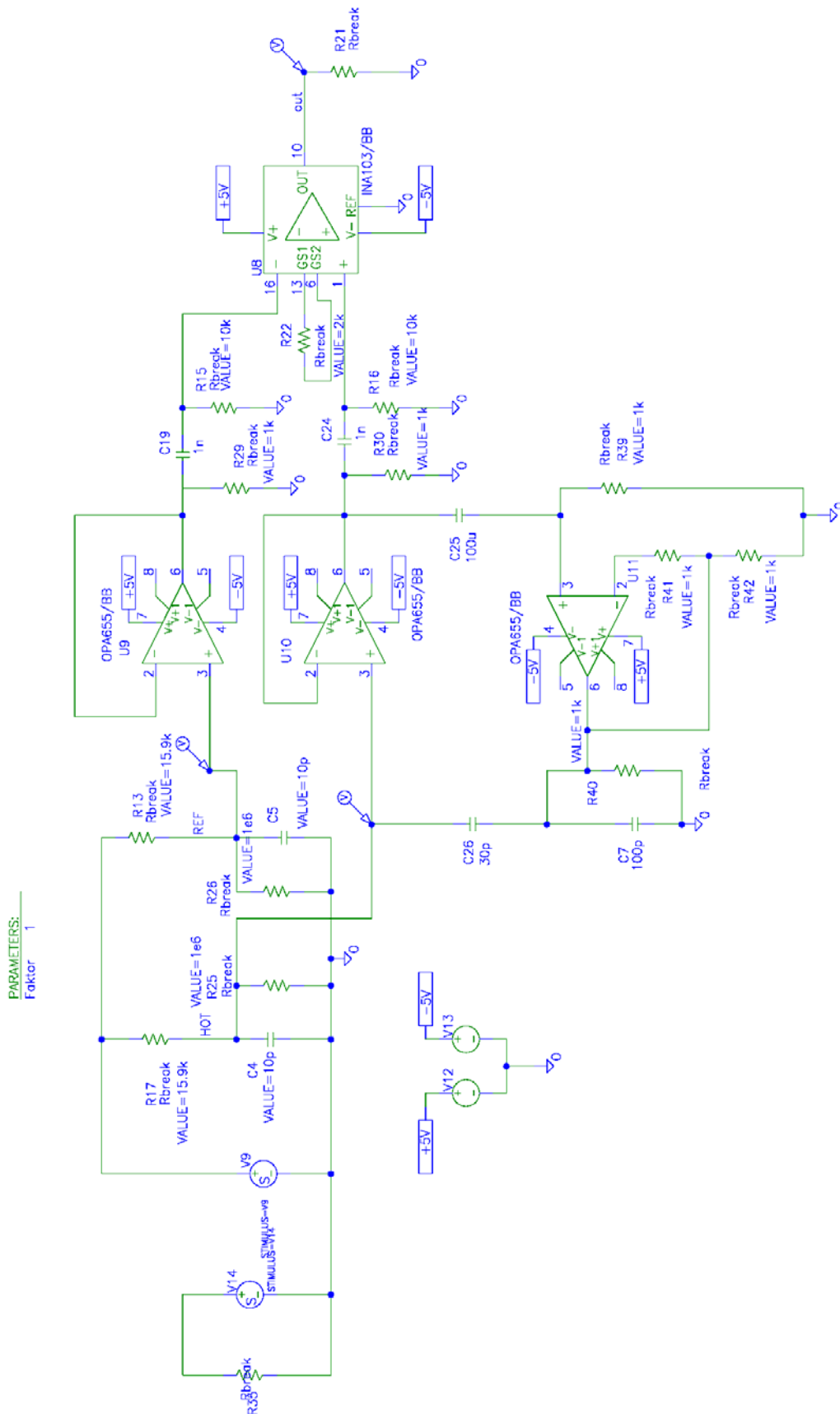


Bild 5.38: Pspice Simulation für Guard Verstärker Technik

Zunächst wurde durch die Simulation die Differenz zwischen Messsignalleitung und Guardverstärker-
ausgang untersucht, Bild 5.39 und Bild 5.40 zeigen die simulierten Spannungskurven. Als Guardver-
stärker wurde der gleiche Operationsverstärker OPA655 von Burr Brown eingesetzt, wie in den
Pufferstufen direkt nach den beiden Zweigen der Messbrücke.

Hierbei zeigt sich eine geringe Differenz zwischen Sensorleitung und Guardsignal. Das Guardsignal
ist um ca. 10mV geringer als das Sensorsignal, siehe Bild 5.40. Diese Differenz entspricht einer
zusätzlichen Kapazität parallel zum Messkondensator. Dies bestätigt die vorangegangenen
theoretischen Betrachtungen. Die Differenz ist ein Resultat des Offsetstroms des Operations-
verstärkers und des Verstärkungsfehlers und kann nicht durch eine geringfügige Anhebung der
Verstärkung des Guardverstärkers ausgeglichen werden.

Um die Größe der parasitären Kapazität zu ermitteln kann man die folgende Modellüberlegung
anstellen:

Im abgeglichenen Zustand ist die Differenzspannung an der Messbrücke Null, durch den Fehler der
Guardschaltung wird die Messbrücke verstimmt. Die Verstimmung entspricht einer zusätzlichen
Kapazität oder einer Vergrößerung der Messkapazität durch Verkleinerung des Abstandes. Aus den
Berechnungen zur Empfindlichkeit der Messbrücke ergibt eine Ausgangsspannung von ca. 10mV eine
Änderung des Elektrodenabstandes von ca. $6\mu\text{m}$, dies entspricht wiederum einer Änderung der
Kapazität von ca. 2pF. Somit wird die zusätzliche parasitäre Kapazität des Guardschirms von 30pF auf
unter 2pF unterdrückt. Dies zeigt, dass der Guardverstärker seine Funktion erfüllt, dennoch ist hier
noch weiter Optimierungspotential zusehen, da eine weitere Verringerung der parasitären Kapazität
der Zuleitung wünschenswert ist.

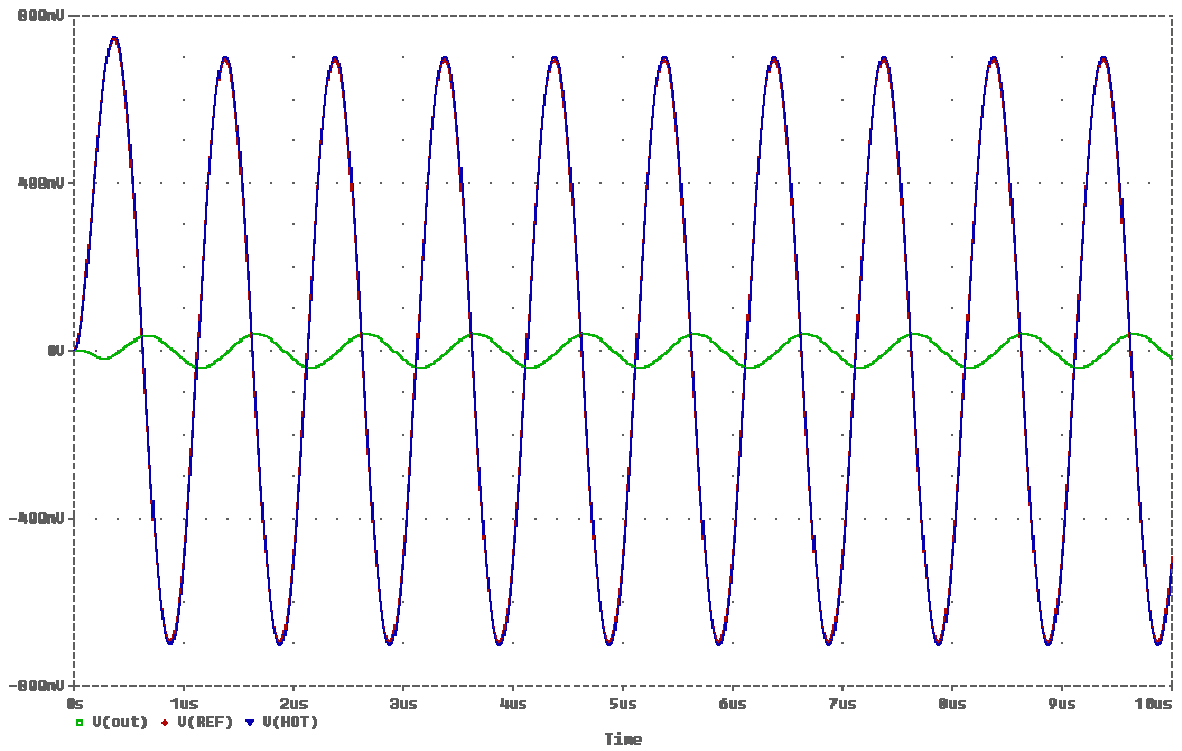


Bild 5.39: Differenzsignalfehler

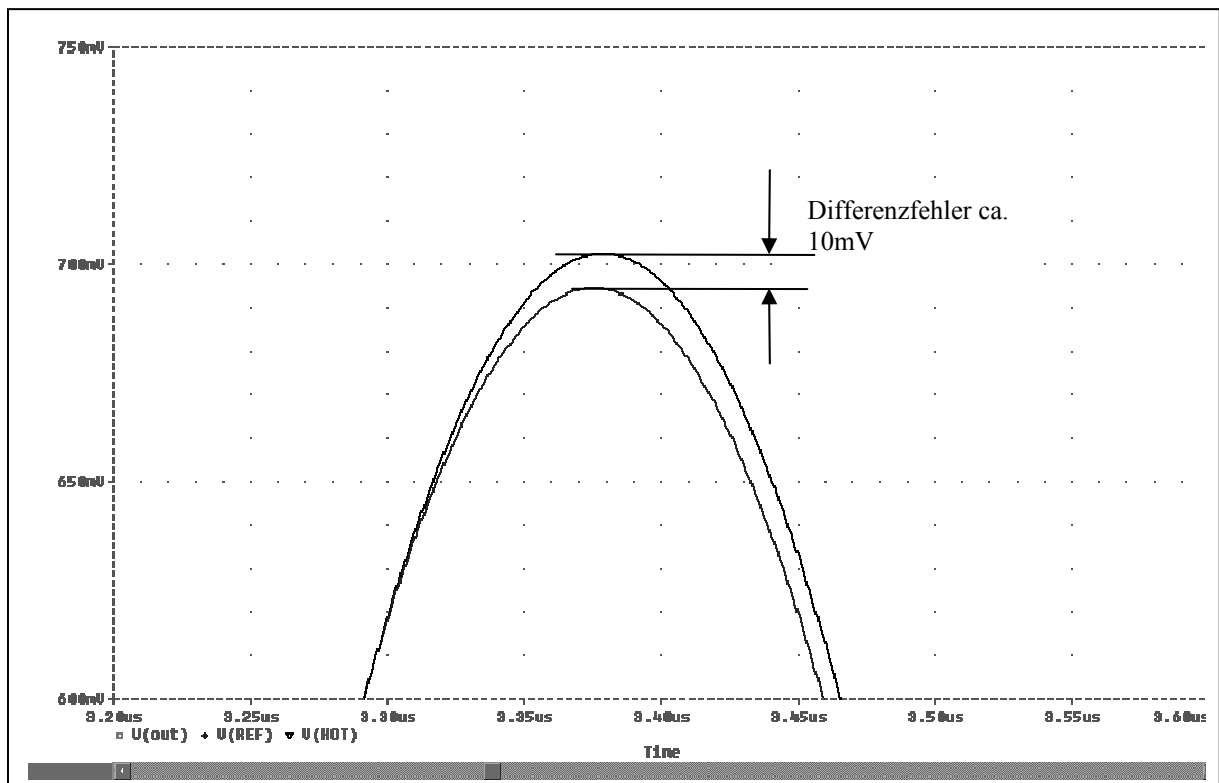


Bild 5.40: Differenzsignalfehler, vergrößert aus Bild 5.39

6 Realisierung des Prototyp

Basierend auf den in den letzten Kapiteln entwickelten Konzept und den theoretischen Betrachtungen wurde ein Prototyp eines kapazitiven Abstandsmesssystem aufgebaut. So dient dieser Prototyp nicht nur Überprüfung der gemachten theoretischen Betrachtungen, sondern er liefert auch weiterführende Hinweise auf Probleme oder Lösungen. Bei einer theoretischen Betrachtung können nie alle Einflussfaktoren wirklich berücksichtigt werden, die in der Praxis später auftreten können. Theoretische Betrachtungen und Modelle spiegeln daher die Wirklichkeit nur teilweise wieder, insbesondere Umwelteinflüsse lassen sich kaum simulieren.

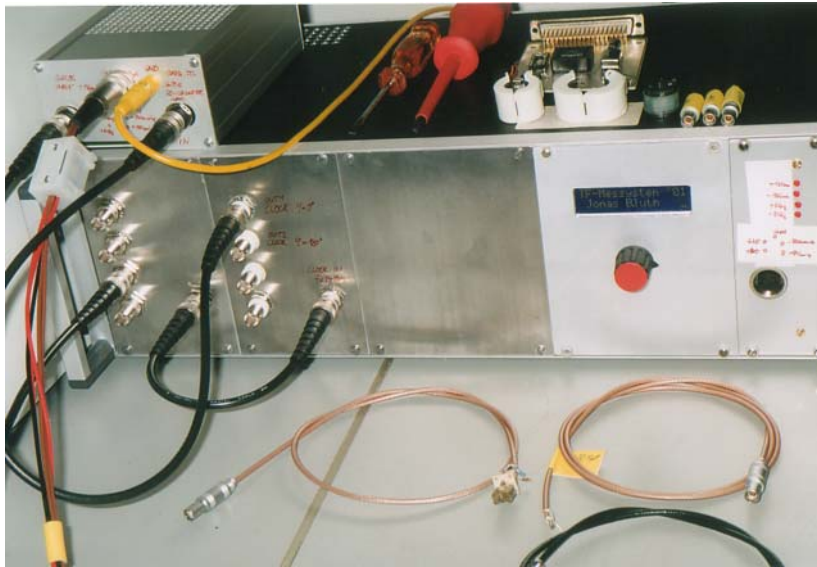


Bild 6.1: Prototyp des kapazitiven Abstandsmesssystem

So wie schon im Blockschaltbild 5.3 gezeigt wurde, ist der gesamte Prototyp aus mehreren einzelnen Komponenten zusammengesetzt. Die Signalerzeugung, d.h. der digitale Signalgenerator für die Trägerschwingung, und das Netzteil mit den verschiedenen Spannungen für sämtliche Schaltungen des kapazitiven Messsystems wurden in einem 19 Zoll Einschubgehäuse untergebracht, ebenso wie die Mikrocontrollersteuerung für den Signalgenerator. Die Verdrahtung der einzelnen Einschübe erfolgt über ein internes Bussystem, welches auf der Rückseite des Gehäuses angebracht ist und mit den einzelnen Modulen über ein Stecksystem verbunden ist, so lassen sich die Einschübe ohne Probleme schnell ein- und ausbauen.

Die AD-Wandlerelektronik wurde ebenso wie die C-Messelektronik in separaten Gehäusen montiert, da dies mehr Flexibilität während der Entwicklung bedeutet, denn im Rahmen dieses Testaufbaus bietet ein getrennter Aufbau den Vorteil, dass einzelne Module separat auf ihre Funktionstüchtigkeit hin untersucht werden können. So ist beispielsweise der Aufbau der AD Wandlerelektronik und deren Programmierung parallel zum Aufbau der C-Messelektronik erfolgt. Zudem sind in dieser frühen Entwicklungsphase häufig noch Änderungen und Fehlerbeseitigungen an der Elektronik notwendig, eine Trennung der Schaltungsteile macht dies einfacher. Dabei darf man aber nicht aus den Augen verlieren, dass durch einen getrennten Aufbau noch nicht die optimale Performance des Systems erreicht werden kann, aber für einen ersten Prototypen und einen ersten Funktionstest ist dies noch akzeptabel.

6.1 C-Messelektronik

Die C-Messelektronik umfasst die kapazitive Messbrücke, die Pufferverstärker und den Guardverstärker, sowie mehrere Spannungsregler für die einzelnen Baugruppen. Hierbei wurden die Schaltungsteile für den Guardverstärker auf einer separat steckbare Platine untergebracht. Dies wurde vor allem hinsichtlich leichter Änderbarkeit und Austauschbarkeit der Guardelektronik gemacht. Dadurch sind Änderungen an der Schaltung relativ einfach durchzuführen. Nachteilig dabei sind bei dieser Form der Ausführung die zusätzlichen Steckkontakte und die etwas längere Leitungsführung auf der Leiterplatte.

Die steckbare Guardplatine, erkennbar auf Bild 6.3, wurde so flexibel ausgelegt, dass zwei unterschiedliche IC Gehäusebauformen wie DIL oder SMD bestückbar sind, zusätzlich wurde die Möglichkeit auf der Leiterplatte vorgesehen optional verschiedene Rückkoppelnetzwerke zu bestücken. So können mit einem Platinenlayout mehrere unterschiedliche Guardelektroniken aufgebaut werden. Ein kleiner Nachteil ist der Aufbau mit einer nur 2-lagigen Platine, aber aufgrund guter Verfügbarkeit wurde dies in Kauf genommen. In Bild 6.2 wird schematisch die realisierte Layout Struktur dargestellt. Zu erkennen ist, dass die Messsignalleitung soweit als möglich durch einen Schirm (Guardpotential) umgeben wird.

Mit einer 4-lagigen Platine lässt sich gegenüber einer 2-lagigen Platine eine wesentlich idealere Layoutstruktur realisieren. Es kann die empfindliche Messleitung noch besser gegenüber Störungen abgeschirmt werden. So lassen sich z.B. die Spannungsversorgungen auf eine extra Lage ausgliedern und durch eine Masselage gegenüber den Sensorleitungen abschirmen. Dies führt üblicherweise zu einem störräheren Aufbau. Die Überkopplung von Störungen von Versorgungsleitungen auf Sensorsignalleitungen wird durch die zusätzliche Masselage deutlich verringert.

Soweit möglich und sinnvoll wurden die meisten verwendeten Bauelemente als SMD Bauform eingesetzt, insbesondere an den kritischen Bereichen wie der Messbrücke oder teilweise auch dem Guardverstärker. So sind Bausteine in SMD Bauform heute Stand der Technik und in fast allen Bereichen den „normalen“ Bausteinen überlegen, einzig im Bereich der thermischer Verlustleistung gibt es teilweise noch Vorteile für die normalen Bausteine.

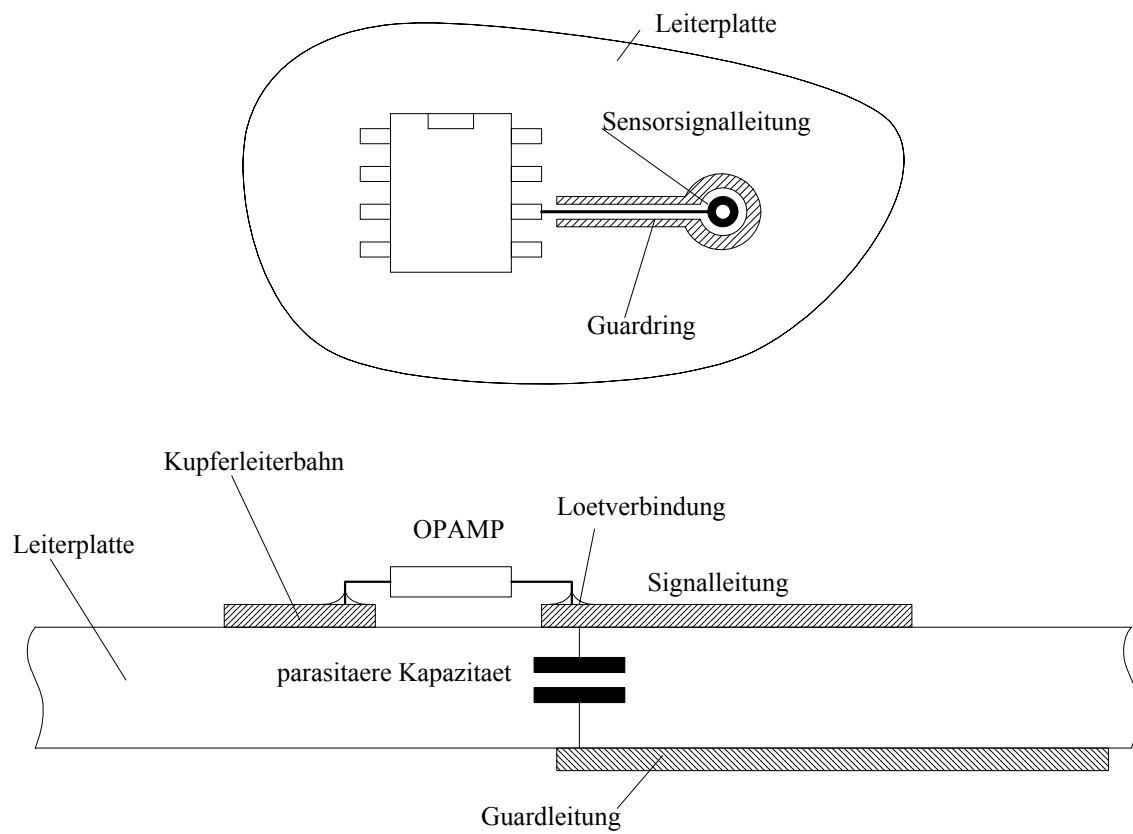


Bild 6.2: Schematisch, Aufbau der Leiterplatte Guardabschirmung

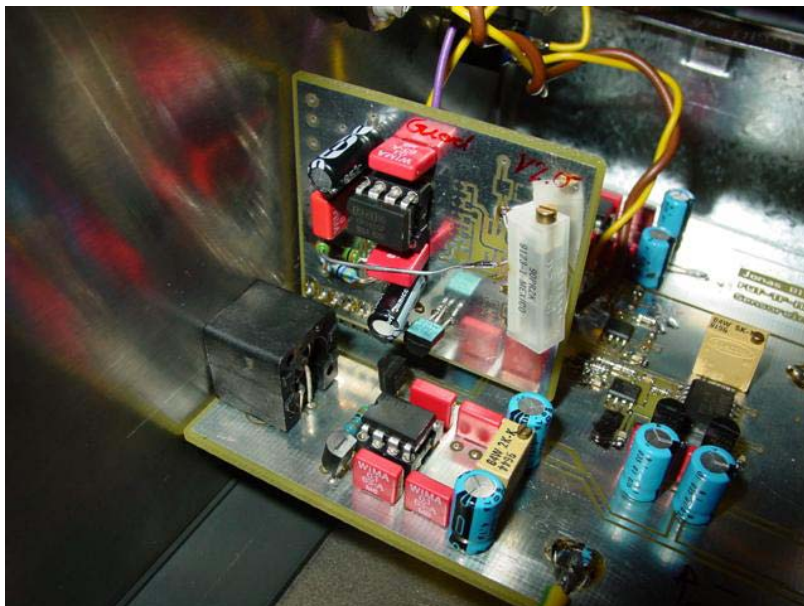
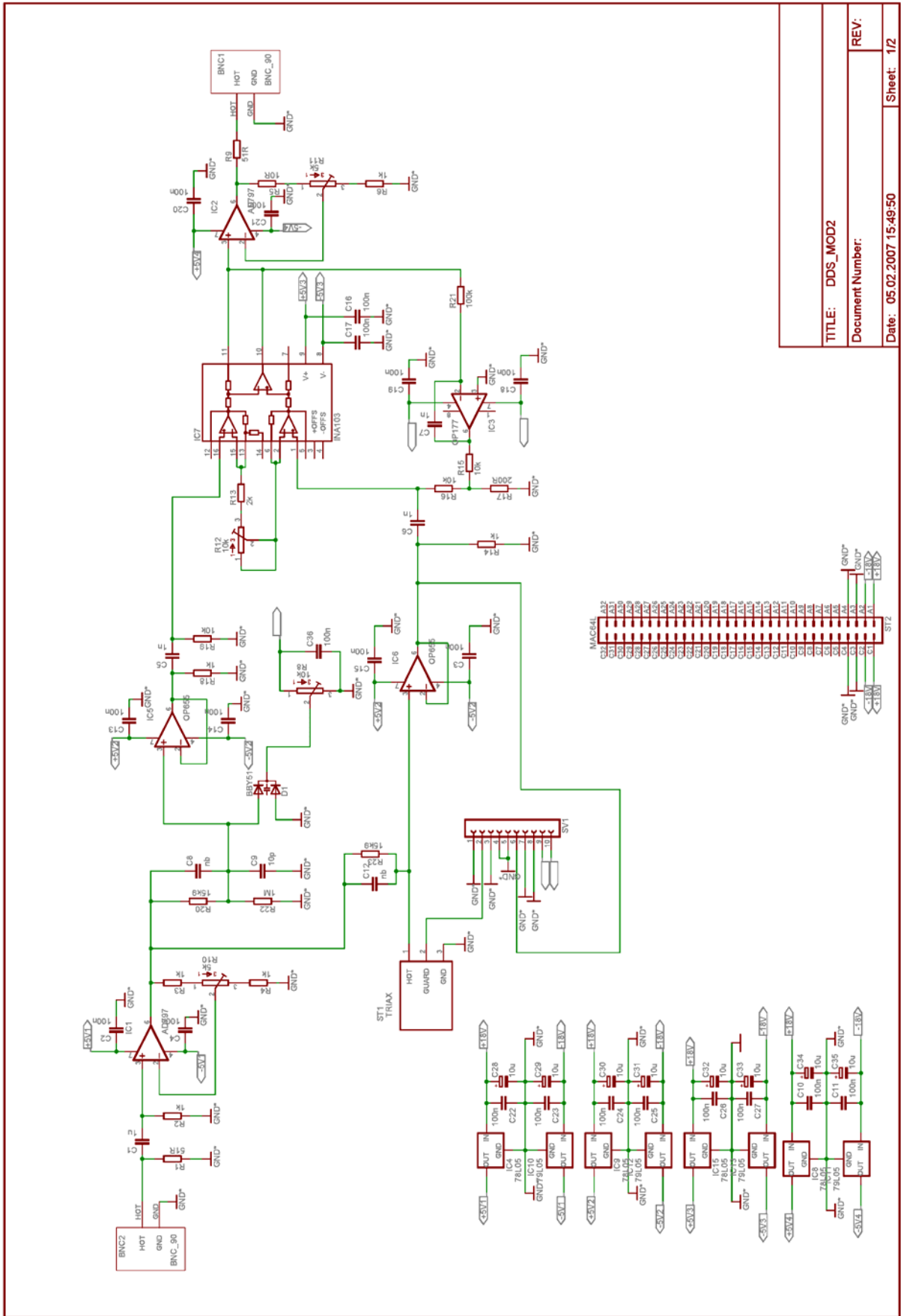


Bild 6.3: C-Messelektronik mit Guardverstärker



TITLE: DDS_MOD2	Sheet: 1/2
Document Number:	
REV:	

Bild 6.4: Schaltplan der Sensor Elektronik

Um eine gute Entkopplung zwischen den einzelnen Verstärkerstufen zu bekommen wurde für jede Verstärkerstufe eine eigene Versorgungsspannung mit Spannungsregler und Blockkondensatoren aufgebaut. Es zeigt sich immer wieder, dass gerade in schnellen und hochfrequenten Schaltungen eine gute Entkopplung zwischen verschiedenen Schaltungsteilen notwendig ist. Ohne eine Entkopplung kann es vorkommen, dass sich getrennte Baugruppen über die Versorgungsleitungen gegenseitig stören. Durch getrennte Spannungsregler werden aber nicht nur die Baugruppen untereinander entkoppelt, sondern dadurch ist es auch möglich die Spannungsregler näher an einzelnen Baugruppen zu platzieren. Dies ergibt einen Vorteil hinsichtlich Störrmut, da die Leiterbahnen wesentlich kürzer ausfallen können und somit sich die Leitungsimpedanz verbessert, besonders günstig wirkt sich dabei die verringerte Leitungsinduktivität aus.

6.2 AD-Wandler Elektronik

Bild 6.5 zeigt den Prototyp der realisierten AD Wandlerelektronik, hierbei ist noch deutlich der Prototypcharakter anhand der „fliegenden“ Verdrahtung erkennbar. Die gesamte Elektronik für die AD Wandlung inklusive Zwischenspeicher (First In First Out = FIFO) konnte auf einer 2 Lagen Platine im Europaformat untergebracht werden. Allerdings ist auch hier, wie schon bei der C Messelektronik erwähnt, ein Aufbau auf einer 4 Lagenplatine wünschenswert. Die Kombination von analogen und digitalen Signalen ist häufig kritisch, da die empfindlichen analogen Signale durch schnelle Digitalisignale sehr leicht gestört werden können. Diese Störungen können sowohl direkt wie auch indirekt erfolgen. Der direkte Weg der Störung führt über eine kapazitive Kopplung zwischen den Bauteilen oder den Leiterbahnen, dies kann durch die Layoutstruktur vermieden werden. Der indirekte Weg läuft über die Spannungsversorgung der Bausteine, hier führen besonders schnelle Umladevorgänge zu steilen Stromtransienten die einen kurzen Einbruch der Spannungsversorgung hervorrufen. Dieser Spannungseinbruch kann sich über die Versorgungsleitungen ausbreiten, wenn keine Entkopplungsmaßnahmen durchgeführt wurden.

So kann man durch einen ungeschickten Aufbau der Layoutstruktur sehr schnell wertvolle Auflösung des AD Wandlers verschenken. Um dies zu vermeiden wurde der Analogteil vom Digitalteil soweit als möglich räumlich getrennt und es wurden große Masseflächen zur Abschirmung eingesetzt.

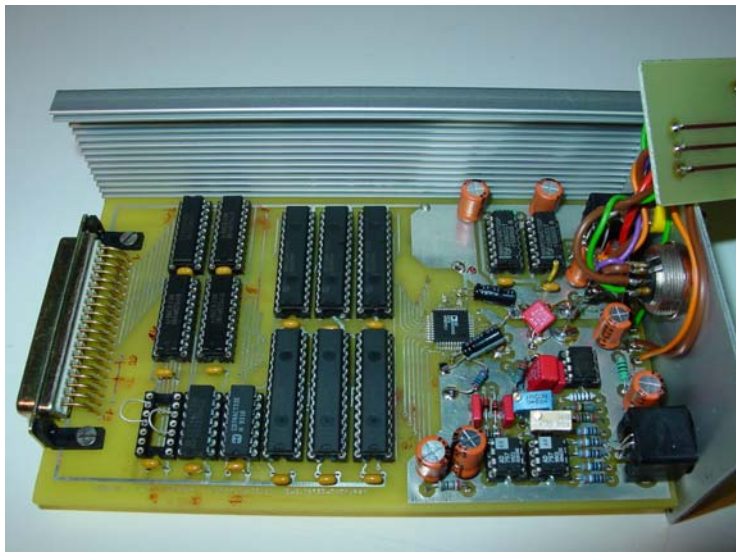


Bild 6.5: Prototyp AD Wandler mit Fifo Bausteinen

Die Anforderungen von 14 Bit Auflösung bei einer Sampling Rate von größer 1MSPs ist selbst für moderne AD Wandler sehr hoch, so ist die Auswahl an verfügbaren Bausteinen noch nicht sehr groß. Die meisten Wandler für hohe bis sehr hohe Sampling Raten kommen aus der digitalen Bildverarbeitung [47] und besitzen in der Regel Auflösungen zwischen 8 und 12 Bit, daher sind diese Wandler nicht geeignet. Dennoch konnte bei *AnalogDevices* ein passender Wandler mit 14 Bit Auflösung [41] und einer maximalen Sampling Rate von 10MSPs gefunden werden. Dieser Wandler bildet nun den Kern der AD Wandler Elektronik.

Geht man davon aus, dass durch Fehler des Wandlers und durch Betriebsspannungseinflüsse etc. aus den theoretischen 14 Bit sehr schnell weniger werden und dann nur noch eine Auflösung in der

Größenordnung von 12 Bit zur Verfügung steht, so wird schnell klar, dass dieser Wert nicht zu hoch gegriffen ist.

Der verwendete Wandler bietet hinsichtlich Abtastrate und Genauigkeit die geforderten Eigenschaften. Weiter beinhaltet der Baustein ein Sample and Hold Glied und alle wichtigen Referenzspannungsquellen, somit reduziert sich der Aufwand für eine externe Beschaltung erheblich. Der AD-Wandler kann allerdings nur analoge Spannungssignale im Bereich 0 bis 5 Volt verarbeiten, daher ist eine Pegelanpassung zwischen C-Messelektronik und AD-Wandlerelektronik notwendig. Dazu wurde eine zusätzliche Schaltung aufgebaut. Die Pegelanpassungsschaltung verschiebt nun das symmetrische Eingangssignal so, dass das Messsignal den Wandler voll aussteuern kann. Diese Schaltung erlaubt nun einen Eingangsbereich von -2.5Volt bis 2.5Volt und bildet damit den gesamten Aussteuerbereich des Wandlers auf den Eingangsspannungsbereich ab.

Die Messbrücke liefert bei symmetrischer Auslenkung des kapazitiven Abstandssensors, aufgrund der nichtlinearen Kennlinie des Sensors, eine zum Nullpunkt unsymmetrische Ausgangsspannung, wie in Kapitel 5.3 gezeigt. Um nun den Arbeitsbereich des Abstandssensors auf den gesamten möglichen Spannungsbereich der AD-Wandlerelektronik auszudehnen, ist eine Schaltung denkbar die je nach gewünschtem Arbeitsbereich des Sensors den Ausgangsspannungshub komplett auch den Arbeitsbereich des Wandlers skaliert, denn nur so ist eine maximale Aussteuerung des Wandlers gewährleistet und nur so wird ein Maximum an Signal Rauschverhältnis und damit Auflösung erreicht. Idealerweise erfolgt diese Steuerung der Pegelanpassung über die Software.

Die vom AD Wandler gelieferten Daten müssen fehlerfrei an den PC zur weiteren Verarbeitung übertragen werden. Wegen der hohen Datenrate des Wandlers ist eine Zwischenspeicherung der Daten in einem First In First Out Speicher [40] notwendig. Diese Maßnahme ist notwendig um sicherzustellen, dass keine Daten verloren gehen. Tests mit PCs verschiedener Leistungsklassen haben gezeigt, dass die anfallende Datenmenge nicht kontinuierlich z.B. über die parallele Schnittstelle direkt auf Harddisk oder ins RAM des Personalcomputers gespeichert werden kann. Es kam immer wieder zu Datenverlust, da betriebssysteminterne Vorgänge die Datenübertragung immer wieder kurzfristig unterbrochen haben.

Die Fifo Einheit besteht aus drei 4kByte großen Fifo [40] Speicherbausteinen, diese Bausteine wurden in der Datenbreite kaskadiert, da es sich bei diesen Bausteinen nur um 8 Bit breite Bausteine handelt, aber aufgrund der Wortbreite von 14 Bit des AD Wandlers diese Wortbreite notwendig ist. Die Speichertiefe des einzelnen Bausteins wurde wiederum durch Kaskadierung von 4kByte auf 12kByte vergrößert.

Versuche haben gezeigt, dass die Speichertiefe von 12 kByte bei typischen Personalcomputern unterschiedlicher Leistungsklassen ausreichend ist um Datenverlust sicher zu vermeiden.

Sobald nun vom AD Wandler ein gültiges Datenwort zu Verfügung steht wird dieses Datenwort zunächst in den Fifo Speicher geschoben, bevor es dann verzögert zum PC übertragen wird. Das Einlesen des Datenwortes in den Fifo erfolgt synchron zum AD Wandler Takt, dagegen erfolgt das Auslesen der Datenworte aus dem Fifo asynchron, es wird durch das Messwertprogramm getriggert. Statusleitungen der Fifos geben Auskunft über den Füllgrad der Speicherbausteine, denn sowohl ein Überlauf des Speichers, wie auch ein leerer Speicher führen unweigerlich zu einem Datenverlust und müssen durch das Programm protokolliert werden.

Nach der kurzzeitigen Zwischenspeicherung im RAM des PCs erfolgt die endgültige Speicherung der Messwerte auf einer Festplatte im Personalcomputer. Die Menge der anfallenden Daten lässt sich am sinnvollsten mit einem Personalcomputer verarbeiten. Dieser hat die Rechenleistung um diese Daten zu visualisieren, zu speichern und anschließend weiter zu verarbeiten. Bevor nun die Messwerte endgültig auf einem PC gesichert werden können ist es erforderlich eine Verbindung zwischen der Wandlerkarte und dem PC herzustellen. Die Verbindung zwischen der AD Wandlerelektronik und PC wird mit einer Universal PCI Bus Karte der Firma *Kolter-Electronic* hergestellt, nähere Details im folgenden Kapitel.

Um die Zeichenschwingung aus der modulierten Trägerschwingung zurück zu gewinnen wird das modulierte Signal synchron zur Trägerschwingung abgetastet. Aus dem Sinussignal der Trägerschwingung wird das Triggersignal für den AD Wandler erzeugt um damit den AD Wandler zu triggern und die Messwerterfassung zu starten. Der Zeitpunkt der Wandlung wird so gewählt, dass genau zum positiven wie auch zum negativen Spitzenwert des modulierten Signals abgetastet wird. Stimmt man die Messbrücke so ab, dass der Grundabstand des kapazitiven Abstandssensors die Ausgangsspannung Null zur Folge hat, so kann man über die Differenzbildung der min/max Werte die Richtung der Änderung des Abstandes eindeutig bestimmen. Bild 6.6 zeigt den Aufbau der AD Wandlerelektronik. Die Schaltung besteht dabei aus mehreren Blöcke, wie „Level-Shifter“, „AD-Wandler“, „Logik“, „FiFo“ und „Latch/Buffer“.

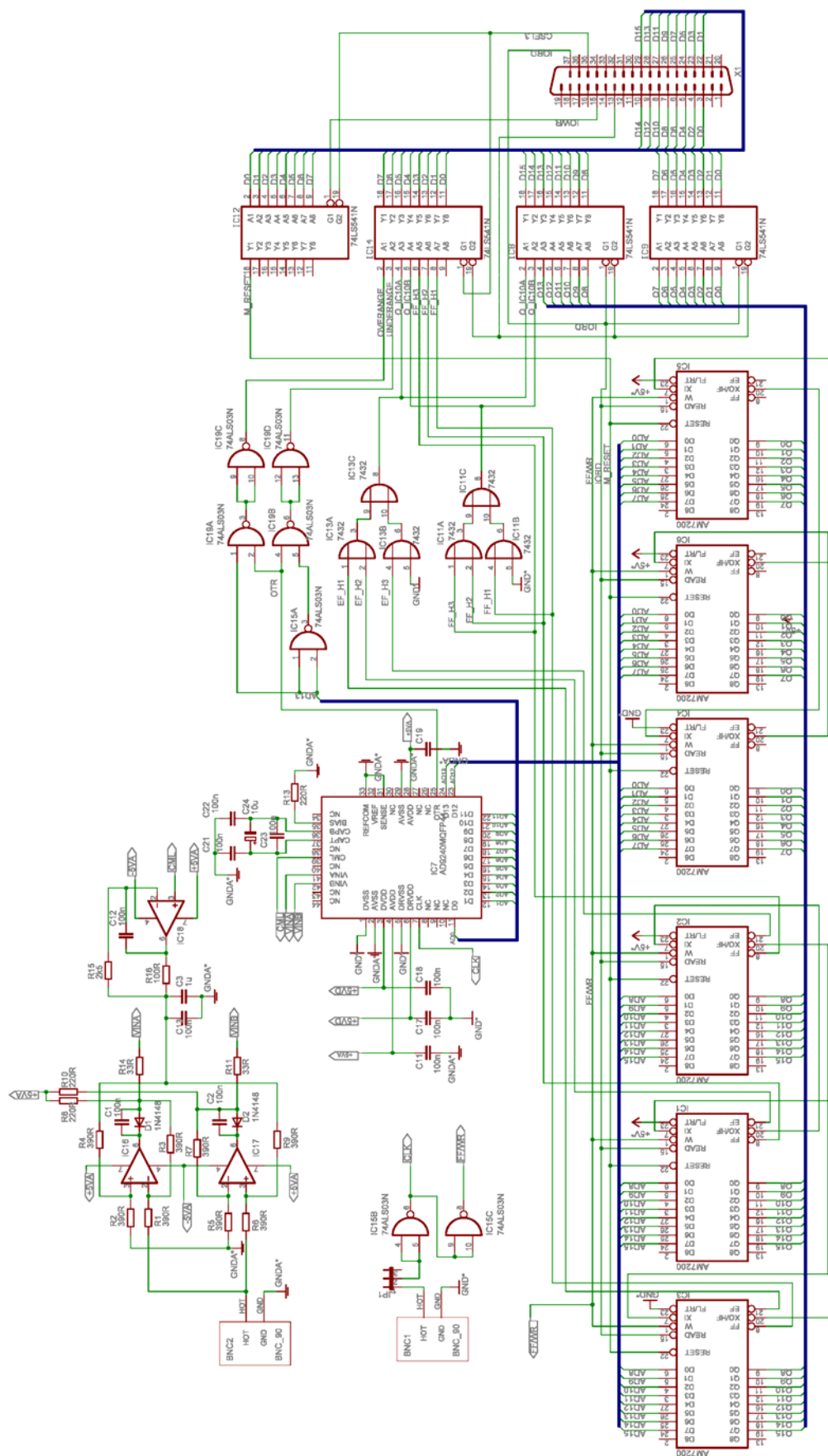


Bild 6.6: Schematic AD-Wandlertarte

6.3 PCI Bus, „Kolter“ Card

Um die von der AD Wandlerelektronik gelieferten Daten im PC speichern zu können war es notwendig eine geeignete Schnittstelle zwischen PC und Wandlerkarte zu entwickeln. Am PC sind zwar als Standard parallele und serielle Schnittstelle [49] vorhanden, aber wegen zu geringer Datenübertragungsrate scheiden diese Schnittstellen von vorne rein aus. Hier musste eine andere Lösung gefunden werden. Bei der anfallenden Datenmenge musste eine Verbindung zum internen PCI Bus des PCs gefunden werden. Denn nur dieser interne BUS ist in der Lage die Datenmenge aufnehmen und weiter verarbeiten zu können.

Bei dem PCI Bus des PCs handelt es sich um ein ausgereiftes und bedienerfreundliches, aber auch komplexes Bussystem. Das Busprotokoll und das Bushandling sind recht aufwendig. Um hier nicht unnötig Aufwand zu investieren wurde nach einer passenden kommerziellen aber dennoch flexiblen Lösung gesucht. Diese Lösung fand sich in einer PCI Bus Karte der Firma *Kolter Electronic* [50]. Hierbei handelt es sich um eine PC Einschubkarte mit entsprechender Hardwareschaltung für das Bustiming und die Kommunikation mit dem PCI. Dem Anwender stellt diese Karte einen 16 Bit breiten User Datenbus und diverse Steuerleitungen zur Verfügung. Über Softwaretreiber wird die Karte angesteuert.

Auf den User Datenbus kann über diese Softwaretreiber zugegriffen werden um so die anfallenden Daten ein- oder auszulesen. Zusätzlich kann über weitere, zur Verfügung stehende, freiprogrammierbare Steuerleitungen die AD Wandlerkarte gesteuert bzw. überwacht werden.

Über den 16 Bit User Bus wird die Wandlerkarte an die PCI Bus Karte angeschlossen.

Die Wandlerkarte benötigt weitere Steuerleitungen und eine Resetleitung um vor jeder Messung die Wandlerkarte in einen definierten Zustand versetzen zu können, dabei werden auch die Inhalte der Fifo Bausteine gelöscht und auf vordefinierte Werte gesetzt.

Während der Messung wird der Füllstand der Fifos durch die Software laufend kontrolliert und ausgewertet. Hierbei musste eine besondere Strategie entwickelt werden, damit nicht durch redundante Statusabfragen die Datenübertragungsrate deutlich herabgesetzt wird.

So ist es nicht sinnvoll im Wechsel Datenwort und Statuswort zu lesen, dies würde die Datenrate um nahezu die Hälfte senken. Sinnvoller ist es sich die bekannte Größe der Fifos, sowie die Füllstandsinformationen so zu Nutze zu machen, dass eine maximale Datenrate erreicht wird. Eine genauere und ausführliche Beschreibung findet sich in [21].

6.4 Digitaler Signalgenerator

Bei einem Trägerfrequenzmessverfahren handelt es sich um ein Amplitudenmessverfahren, bei welchem sich die Schwankung der Trägeramplitude direkt als Fehler des Messwertes auswirkt, daher ist eine hohe Stabilität der Trägeramplitude eine zwingende Voraussetzung zur präzisen Funktion dieses Messprinzips. Aus diesem Grund wird daher ein digitaler Signalgenerator [22] zur Erzeugung der Trägerfrequenz eingesetzt, somit ist hohe Stabilität der Trägeramplitude und auch der Trägerfrequenz gewährleistet.

Im Stadium des Prototyps ist dieser Signalgenerator zur flexiblen Handhabung in Frequenz, Phase und Amplitude auf digitalem Wege mit Hilfe eines programmierten Mikrocontrollers nahezu beliebig einstellbar. Dies erfordert einen relativ hohen Aufwand und ist von der Rauschleistung, die der Signalgenerator erzeugt sicher noch nicht optimal, da die Ausgangsfilter für diese flexible Anwendung ausgelegt sind und nicht für eine Festfrequenz optimiert wurden. Diese vom Generator erzeugte Rauschleistung addiert sich zusätzlich zu der von der Messbrücke erzeugten Rauschleistung und vermindert so die maximal erzielbare Auflösung.

In einem späteren Prototypenstadium, sobald alle Parameter bekannt sind, kann dieser Generator speziell auf die Anforderung zugeschnitten werden. Dabei kann durch eine extreme Bandpassfilterung, z.B. mit einer Resonatorschaltung, die erzeugte Rauschleistung sehr stark vermindert werden ohne das Nutzsignal zu unterdrücken. Gleichzeitig muss zusätzlich die Ausgangsamplitude der Trägerspannung erhöht werden, denn wie gezeigt wurde kann durch eine Erhöhung der Generatorspannung das Signal/Rauschverhältnis günstig beeinflusst werden, solange nicht in gleichem Masse auch die Rauschleistung steigt. So würde eine reine Verstärkung der jetzigen Trägeramplitude keinen Gewinn bringen, da im gleichen Masse auch das Rauschen verstärkt würde. Dies kann aber bei einer gezielten Konstruktion eines Generators berücksichtigt werden. Denn das hier gezeigte Messprinzip hat kaum Beschränkungen hinsichtlich der Generatorspannung, so kann die Messbrücke mit relativ hohen Spannungen ohne Nachteil versorgt werden.

6.5 Software zur Messwerterfassung

Um die gemessenen Daten aufnehmen und verarbeiten zu können wurde ein eigenständiges Messwertfassungsprogramm erstellt [21]. Diese Programm beinhaltet sowohl den schon erwähnten Softwaretreiber zur Steuerung der PCI Bus Karte wie auch eine komplette Messsoftware zur Darstellung und Speicherung der gemessenen Daten. Dieser Softwaretreiber ist der Kern des Messprogramms, er stellt die Verbindung zwischen dem PC, bzw. dem Betriebssystem des PC und der PCI Buskarte her. Die erfassten Daten können somit direkt auf einer Festplatte gespeichert werden und anschließend visualisiert werden. Das Datenformat der erfassten Daten wurde so universell gewählt, dass eine einfache Weiterverarbeitung mit einer Vielzahl von kommerziellen Programmen möglich ist. Das Messprogramm steuert und überwacht den Datentransfer zwischen AD Wandlerkarte und PC. Beim Start eines Messvorgangs initialisiert das Programm die AD Wandlerkarte, setzt die Speicherinhalte der FIFOs auf Null um so verbleibende Daten sicher zu löschen und startet die Messwerterfassung. Ebenso werden auf Betriebssystemebene sämtliche Interrupts gesperrt um eine ungewollte Unterbrechung einer Messung durch betriebssysteminterne Vorgänge zu unterbinden.

In Bild 6.7 wird die Oberfläche des Messprogramms gezeigt, es handelt sich hierbei zunächst um eine Windowsstandard Oberfläche zur Bedienung des Programms, aber mit einer der Messproblematik angepassten Steuerung. Das Menü beinhaltet die notwendigen Funktionen zur Dateiverwaltung und zur Programmsteuerung. So kann die Messung schnell und einfach über Funktionstasten gesteuert werden. Ebenso kann durch eine implementierte Zoomfunktion der Messbereich angepasst werden oder einzelne Abschnitte des Messschriebs lassen sich gezielt vergrößern oder verkleinern.

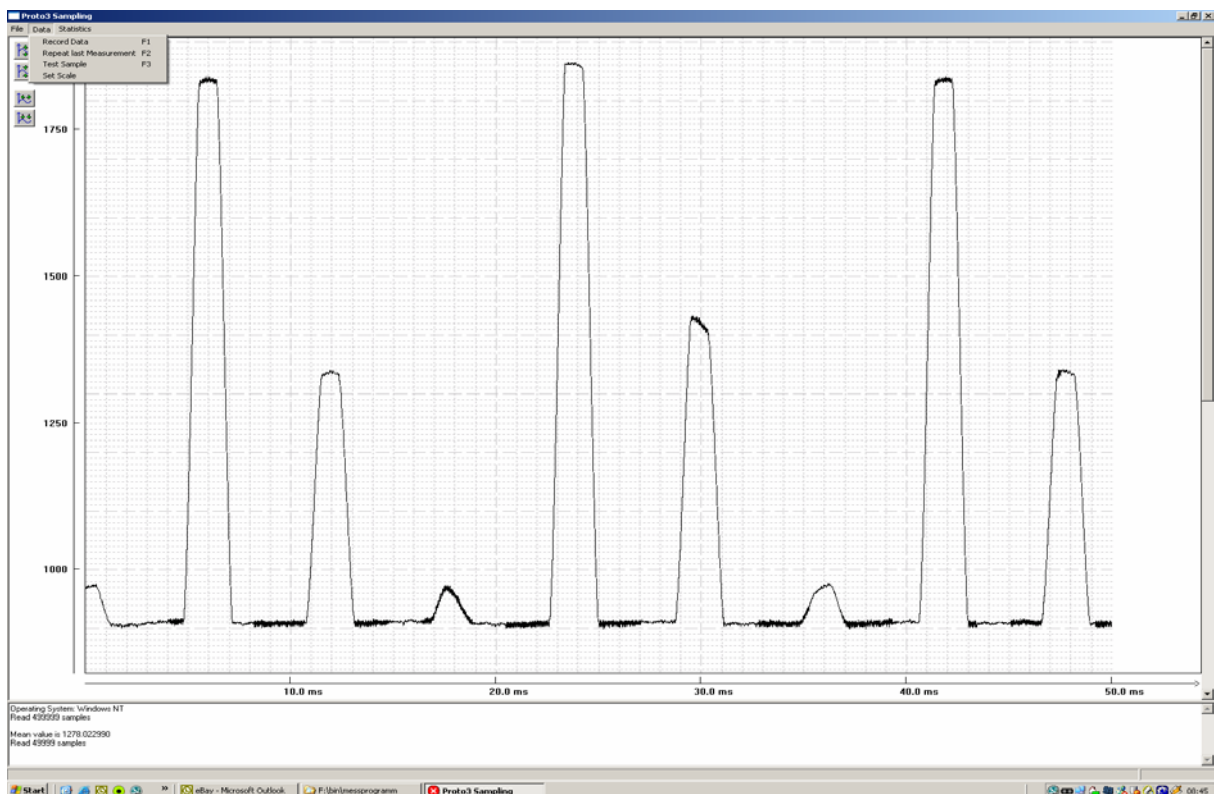


Bild 6.7: Software für die Messdatenerfassung

7 Versuchseinrichtung

Um die Eigenschaften des Messsystems zur kapazitiven Abstandsmessung auch praktisch in einem realistischen Einsatzumfeld überprüfen zu können, wurde das System auf einer Ultra Präzisionsdrehmaschine des Lehrstuhls für Feinwerktechnik an der Universität Kaiserslautern installiert. Die Maschine befindet sich in einem klimatisierten Raum um größere Temperaturschwankungen und damit thermische Einflüsse wie Temperaturdrift und Längendehnung soweit wie möglich ausschließen zu können. Im Rahmen unterschiedlicher Arbeiten und Untersuchungen wurden die Eigenschaften der Maschine genau untersucht und somit sind ihre spezifischen Eigenschaften sehr gut bekannt [2]. So wurde beispielsweise die Schrittweite der einzelnen Achsen sehr genau untersucht und vermessen.

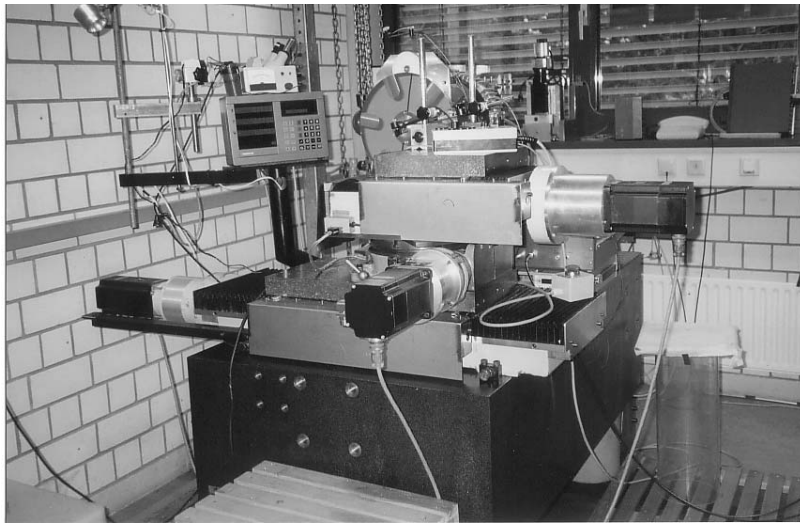


Bild 7.1: Die Ultrapräzisionsdrehmaschine des Lehrstuhls für Feinwerktechnik

Bei dieser Ultra Präzisionsmaschine handelt es sich um eine Drehmaschine mit besonders hoher Genauigkeit. Auf dieser Maschine sind Bewegungsachsen von besonderer Präzision und Genauigkeit auf einen massiven Granitblock montiert. Aus diesem Aufbau heraus ergeben sich hervorragende Eigenschaften hinsichtlich Laufruhe und Genauigkeit. Dadurch können hervorragende Drehergebnisse erzielt werden. Zusätzlich zu den typischen Bewegungsachsen in x und y -Richtung, besitzt die Maschine noch eine Schwenkachse Φ . Durch eine Programm gesteuerte Bewegung der Achsen können Freiformflächen hoher Präzision und Genauigkeit gedreht und hergestellt werden. Als eine weitere Besonderheit dieses Maschinenaufbaus kann die luftgelagerte Hauptspindel genannt werden. Diese ist in Verbindung mit dem restlichen Aufbau insbesondere für die ausgezeichneten Ergebnisse verantwortlich.

Mit diesem Aufbau der Maschine kann daher nicht nur der Abstand der Messflächen zueinander parallel verschoben werden, sondern es kann auch durch die Schwenkachse Φ [2] der Einfluss der Verkipfung der beiden Messflächen zueinander erprobt werden. Somit bietet die Maschine die Möglichkeit nahezu jede Form der geometrischen Beziehungen der Messflächen zueinander zu erproben.

Der Antrieb der Bewegungsachsen erfolgt über Schrittmotoren. Dies ist für eine Ultrapräzisionsmaschine eine eher ungewöhnliche Konstruktion, typischerweise werden diese UP Maschinen über DC Motoren mit einer Linearregelung angesteuert. Die Verwendung von Schrittmotoren als Antrieb der Bewegungsachsen hat durchaus Vorteile wie in [2] ausführlich

dargelegt wurde. Im Gegensatz zu DC Motoren mit einer Linearregelung stellen aber die schnellen Ansteuerimpulse der Schrittmotoren eine echte Herausforderung an die Störfestigkeit einer Messelektronik dar. So werden im Falle der Ultrapräzisionsmaschine die Schrittmotoren über relativ lange ($>5\text{m}$) Zuleitungen mit den dazugehörigen Leistungsverstärkern verbunden. Die Leistungsverstärker sind wiederum auch über lange Zuleitungen mit der Rechnersteuerung verbunden. Dieser Umstand verbunden mit schnellen Stromanstiegsflanken kann zu einer erheblichen Störlast führen und dadurch die Messelektronik negativ beeinflussen.

Bild 7.2 zeigt den möglichen Einfluss der Schrittmotorsteuerung auf das Sensorsignal.

So lassen sich an diesem Bild sehr gut die durch die Taktung der Schrittmotoren hervorgerufene Störeinflüsse auf das Messsignal erkennen. Das Diagramm entstammt einem ersten Versuch der Inbetriebnahme des Messsystems, dabei wurde zum Test das ungefilterte Signal der Sensorelektronik aufgenommen. Dies zeigt deutlich den Einfluss der Schrittmotorsteuerung. Die Taktung der Schrittmotoren erfolgt mit 20kHz Taktfrequenz und ist deutlich im Diagramm als große Spikes zu erkennen.

Dieser Problematik ist bei der Auswahl der Sensorelektronik Rechnung zu tragen. Das Sensor Auswerteverfahren muss so gestalten sein, dass diese Störungen unterdrückt oder hinreichend bedämpft oder gefiltert werden können.

Durch die Wahl des Trägerfrequenz Messverfahren können diese Formen der Störungen deutlich bedämpft werden, da sie weit außerhalb der Trägerfrequenz von 1MHz liegen und somit durch geeignete Filterung unterdrückt werden können.

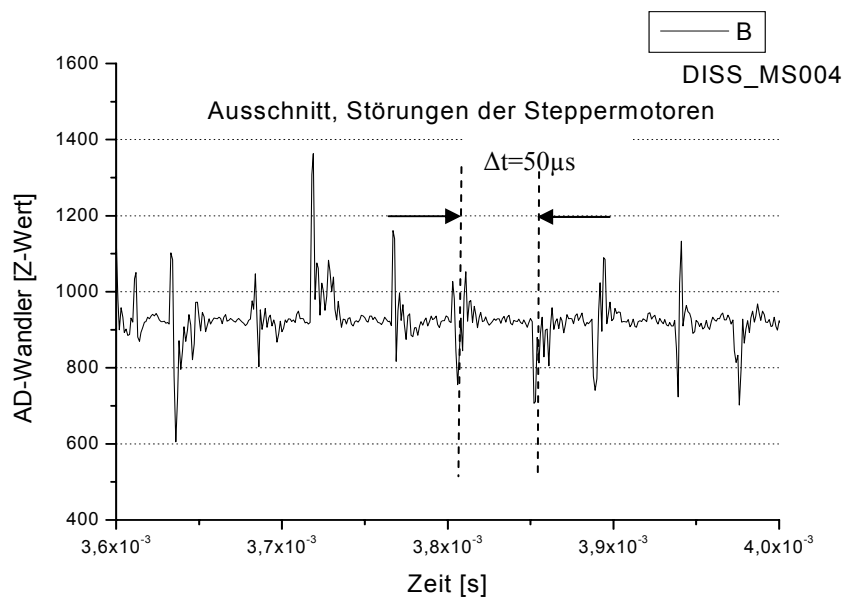


Bild 7.2: Störungen durch Schrittmotoren

7.1 Messaufbau

Zur Überprüfung der bisherigen gemachten theoretischen Untersuchungen und Betrachtungen des Messsystems wurde der Prototyp auf einer UP Drehmaschine installiert. Bild 7.3 zeigt einen Teil des mechanischen Aufbaus auf der Drehmaschine. Zur Simulation einer schnellen Änderung des Abstandes der Sensor Elektroden, wurde auf der Hauptspindel eine Planscheibe installiert die als bewegliche bzw. rotierende Masselektrode für den Abstandssensor dient. Zusätzlich wurden Vertiefungen in die Planscheibe eingefräst, die sich dann durch die Rotation der Scheibe unter dem Sensor hindurch bewegen. Der kapazitive Abstandssensor wurde mittels eines Messstativs parallel zur Planscheibe montiert. Um die Planscheibe auf ein definiertes Massepotential zu legen erfolgt im Zentrum der Planscheibe die elektrische Kontaktierung durch einen Schleifkontakt. Durch den luftgelagerten Aufbau der Hauptspindel ist der Rotor ohne elektrische Kontaktierung zunächst potentialfrei.

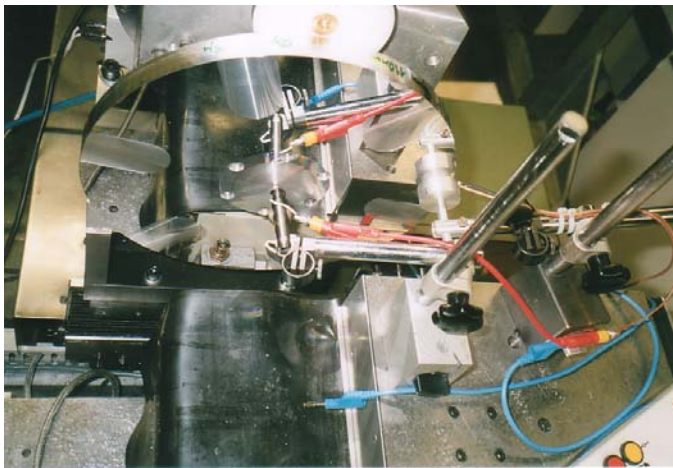


Bild 7.3: Messaufbau auf FWT Maschine

Dieser oben geschilderte Aufbau ist schematisch in der Draufsicht mit Bild 7.4 dargestellt. Die Vertiefung dreht sich unter dem Sensor hindurch und verändert den Abstand der Messelektroden.

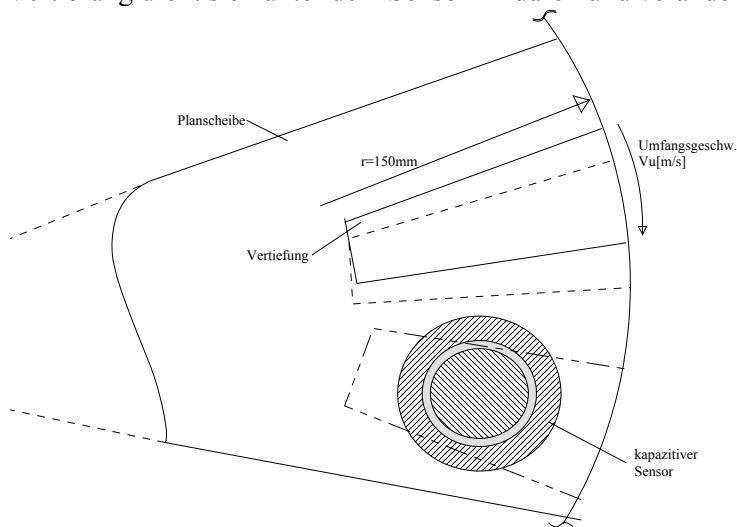


Bild 7.4: Messaufbau mit Sensor und Planscheibe

Verändert man den Abstand der Messelektroden in definierter Weise, so kann man auf das dynamische Verhalten des Messsystems schließen. Dies kann zum einen durch eine sinusförmige periodische Änderung des Abstandes der Elektroden erfolgen oder durch eine sprunghafte Änderung des Abstandes. Idealerweise ist die sprunghafte Änderung beliebig schnell und von einer definierten Sprunghöhe und stellt somit eine Heavyside Sprungfunktion dar. Mit realen physikalischen Systemen sind aber beliebig schnelle Änderungen nicht darstellbar. Um über eine sinusförmige periodische Änderung zum Übertragungsverhalten zu gelangen benötigt man eine Art Lautsprecher oder ein ähnlich gebautes Gerätes, welches in der Lage ist mit einer genau definierten Amplitude und Frequenz zu schwingen um so den Abstand zu variieren. Dabei muss die Frequenz über den gesamten zu untersuchenden Frequenzbereich durch gestimmt werden. Da beides nicht zur Verfügung stand, musste im Rahmen der technischen Möglichkeiten eine andere Lösung gesucht werden. Hier bietet es sich aber an die technischen Möglichkeiten der Ultra Präzisionsmaschine auszunutzen.

Um eine möglichst schnelle Änderung durch eine hohe Umfangsgeschwindigkeit des Messplattenabstandes zu erreichen wurde auf der Hauptspindel eine 300mm große Planscheibe montiert. In diese Planscheibe wurden wie schon am Anfang des Kapitels kurz erwähnt, am äußeren Rand unterschiedlich tiefe Taschen gefräst, schematisch in Bild 7.4 dargestellt. Montiert man nun den kapazitiven Abstandssensor am äußersten Rand der Planscheibe und lässt die Scheibe mit hoher Drehzahl rotieren, so bewegen sich diese Vertiefungen unter dem Sensor hindurch und bewirken eine schnelle stufenförmige Änderung des Plattenabstandes und somit eine schnelle Änderung der Messkapazität.

Durch die Luftlagerung des Rotors der Hauptspindel besteht keine mechanische und wichtiger, keine elektrische Verbindung zwischen Rotor und dem Motorhalter, daher ist der Rotor als elektrisch isoliert gegenüber Masse zu betrachten. Damit aber ein Werkstück, welches auf der Hauptspindel aufgespannt wird, mit dem kapazitiven Abstandssensor vermessen werden kann, ist eine Kontaktierung des Spannfutters oder der Planscheibe mit dem elektrischen Nullpotential der Maschine und der Messelektronik notwendig. Die Kontaktierung erfolgt im Zentrum der Planscheibe über einen Schleifkontakt, da direkt im Zentrum der Planscheibe selbst bei hoher Drehzahl keine Umfangsgeschwindigkeit herrscht und somit Kontaktrauschen durch sich mit hoher Geschwindigkeit zu einander bewegenden Kontaktflächen vermieden wird. Es ist allerdings davon auszugehen, dass eine so günstig positionierbare Kontaktierung nicht immer erreichbar ist.

Um eine sehr gut definierte Oberfläche zu erreichen und Feldinhomogenitäten durch Rauheit der Oberfläche zu vermeiden, wurde, nachdem die Taschen in die Planscheibe gefräst wurden, nochmals die Oberfläche mit einem Diamantwerkzeug auf der UP Maschine überdreht. Anschließend wurde die Planscheibe für die nachfolgenden Messungen nicht mehr umgespannt. Durch dieses Überdrehen der Planscheibe wurden die restlichen Unebenheiten und Rauigkeiten der Oberfläche beseitigt, die Qualität dieser Maßnahme zeigt sich in der nahezu perfekt spiegelnden Oberfläche. In Bild 7.5 ist das Profil der Planscheibe in der Seitenansicht zu sehen. Es wurden sechs Vertiefungen in die Planscheibe eingefräst. Nach Montage der Planscheibe auf der Maschine und nach dem Überdrehen wurden die Vertiefungen noch mal mit einem hochgenauen¹⁰ *Mahr* Taster vermessen um eine Aussage über die Geometrie dieser Vertiefungen zu erhalten. Hier sind allerdings noch genauere Messungen denkbar, so ist z.B. eine Vermessung mittels Laserinterferometrie denkbar, dies würde dann eine noch genauere Aussage über die geometrischen Verhältnisse auf der Planscheibe liefern. Ebenso sind noch weitere

¹⁰ Auflösung und Genauigkeit des Mahr Tasters besser 1µm.

Variationen der Planscheibe denkbar, wie z.B. unterschiedliche Vertiefungen und Erhebungen, diese wurden aber aus zeitlichen Gründen nicht mehr realisiert, sollen aber der Vollständigkeit halber aufgeführt werden.

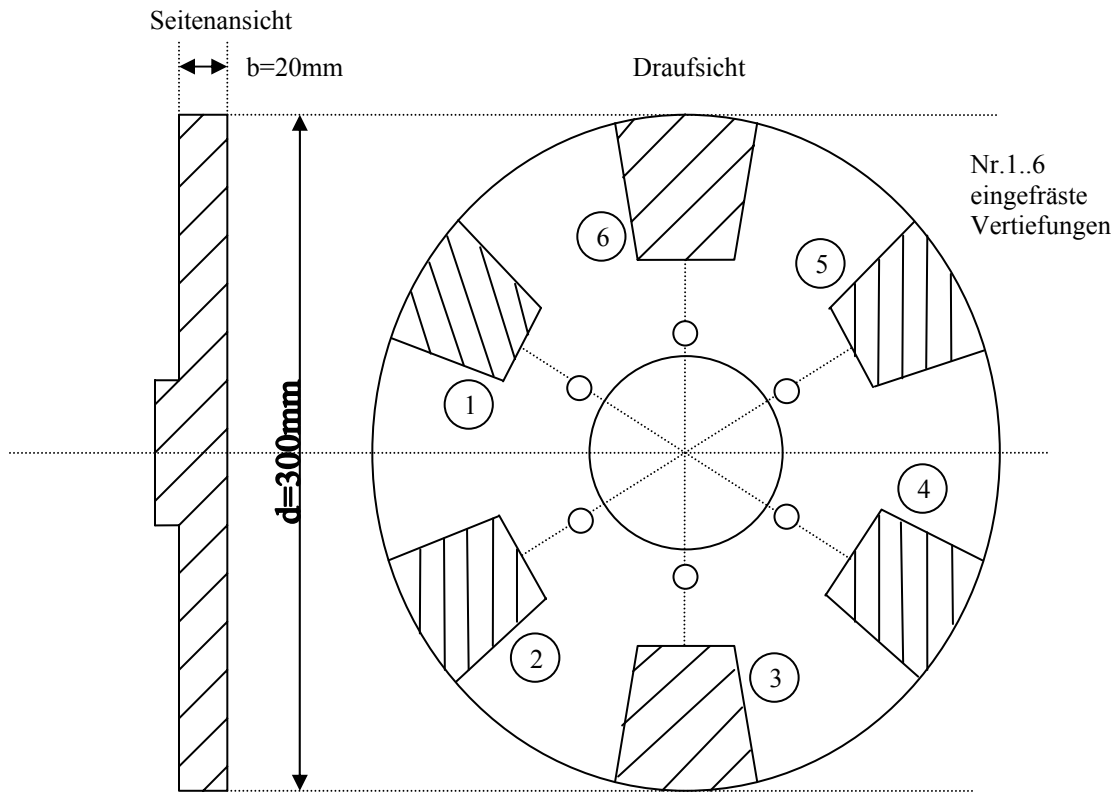


Bild 7.5: schematisch, Konstruktion der Planscheibe

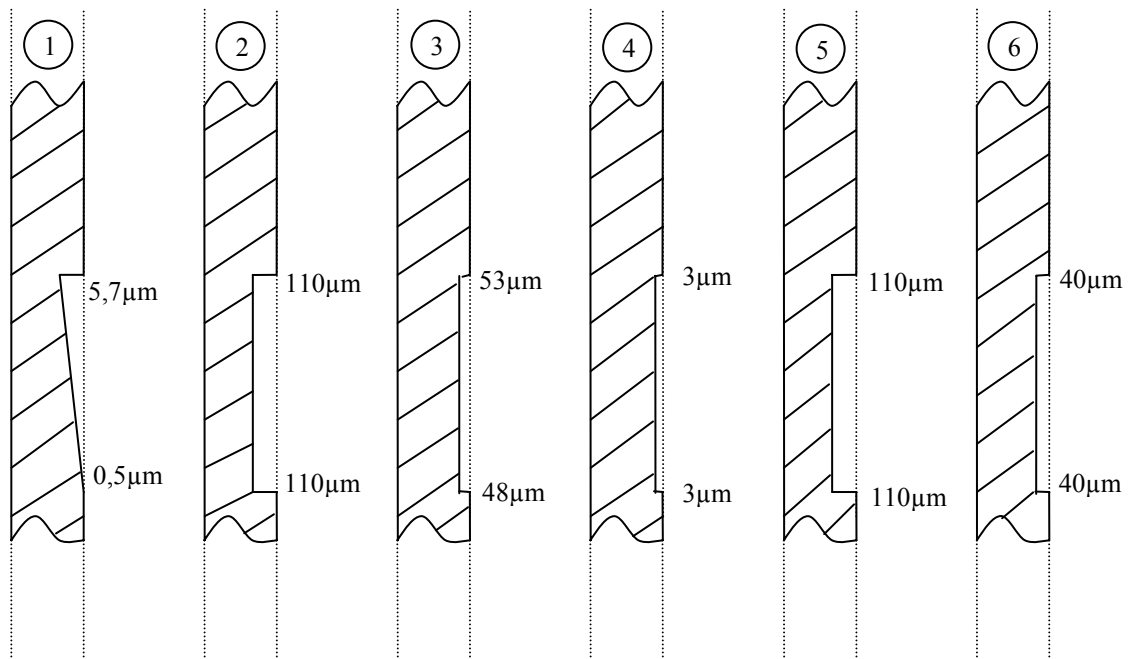


Bild 7.6: Planscheibe, Maße der eingefrästen Vertiefungen nach Vermessung

Um die maximal mögliche Umfangsgeschwindigkeit auf der Moore Maschine zu erreichen, wurde die größtmögliche Planscheibe mit 300mm Durchmesser installiert. Bei einer maximalen Drehzahl von 3000U/min erreicht man eine Umfangsgeschwindigkeit von ca. 50m/s bei keinerlei messbaren Vibrationen seitens der Maschine. Dreht die Planscheibe mit 3000U/min so erfolgt die Änderung der Kapazität in Abhängigkeit des Sensordurchmessers unterschiedlich schnell. Bei einem Durchmesser des FWT Sensors von 18mm erfolgt die Änderung in ca. 400 μ s. So lange braucht die Vertiefung um komplett unter der Sensormessfläche durchzulaufen. Rechnet man diese Zeit in eine Frequenz um so erhält man ca. 2.5kHz als Grundschwingung, dies gibt einen ersten Anhaltswert für die mögliche Dynamik

Die Dynamik kann erhöht werden indem man die Drehzahl erhöht oder bei gleich bleibender Drehzahl eine noch größere Planscheibe einsetzt. Beides ist aus technischen Gründen nicht realisierbar. Daher kann man eine höhere Dynamik nur durch Verkleinerung der Sensormessfläche erreichen. Verwendet man anstelle des FWT Sensors den Sensor (Durchmesser der Sensorfläche $d=6\text{mm}$) der Firma Eichhorn und Haussmann [18], so ergibt sich aufgrund des geringeren Durchmesser der Messfläche bei gleicher Drehzahl der Planscheibe gegenüber dem FWT Sensor eine schnellere Änderung der Messkapazität. Es verringert sich die für eine komplette Änderung der Kapazität benötigte Zeit auf ein Drittel und daher steigt die Frequenz auf ca. 7,5kHz.

Dies entspricht zwar noch nicht ganz der geforderten Grenzfrequenz von 100kHz, aber durch eine Änderung der Planscheibe, z.B. feinere Strukturen kann man noch höhere Grundfrequenzen erreichen. Für einen ersten Ansatz zur Feststellung der Grenzfrequenz kann man einen anderen Ansatz wählen, indem man keine Abweichung von der theoretischen Kennlinie zulässt. Würde die Grenzfrequenz im Bereich weniger Kilohertz liegen so wäre eine Abweichung von der Ideallinie aufgrund von Tiefpasseigenschaften des Systems zu erwarten.

Zur qualitativen Beurteilung der Dynamik wird zunächst der ideale Signalverlauf mit dem real gemessenen verglichen. Die zeitliche Änderung der Kapazität bei der hier verwendeten Messmethode unterscheidet sich zunächst etwas von der üblichen Art der Änderung bei einer longitudinalen Verschiebung der Messflächen zueinander, da das Eintauchen der Vertiefung eine unterschiedlich große Änderung der Fläche über die Zeit zur Folge hat. Bild 7.7 demonstriert die Zusammensetzung der gesamten Messkapazität bei Verwendung der Planscheibe.

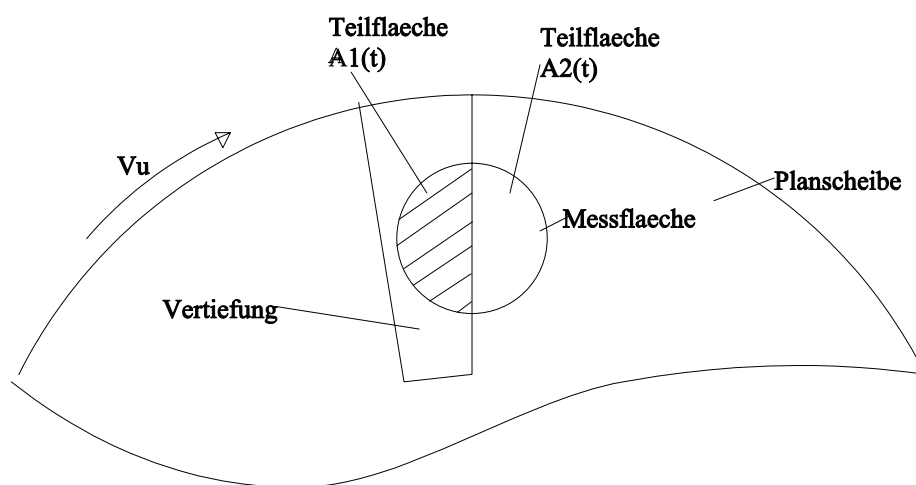


Bild 7.7: Resultierende Gesamtkapazität bei Messung mit Planscheibe

Vergleicht man den theoretischen Verlauf der Änderung der Kapazität, wie in Bild 7.8 gezeigt, erkennt man eine zum Teil deutliche Abweichung im zeitlichen Verlauf gegenüber der konventionellen Änderung. Die Änderung der kapazitätsrelevanten Fläche ändert sich nach Formel 7.1

$$A_1(t) = r^2 \cdot \arccos\left(\frac{r - v \cdot t}{r}\right) - (r - v \cdot t) \cdot \sqrt{2 \cdot r \cdot v \cdot t - v^2 \cdot t^2} \quad (7.1)$$

Die daraus resultierende Teilkapazität C1 ist dann

$$C_1(t) = \frac{\varepsilon \cdot A_1(t)}{d_0 + \Delta d} \quad (7.2)$$

und für C2 gilt

$$C_2(t) = \frac{\varepsilon \cdot (A - A_1(t))}{d_0} \quad (7.3)$$

und für die gesamt Messkapazität gilt

$$C_{\text{Mess}}(t) = C_1(t) + C_2(t) \quad (7.4)$$

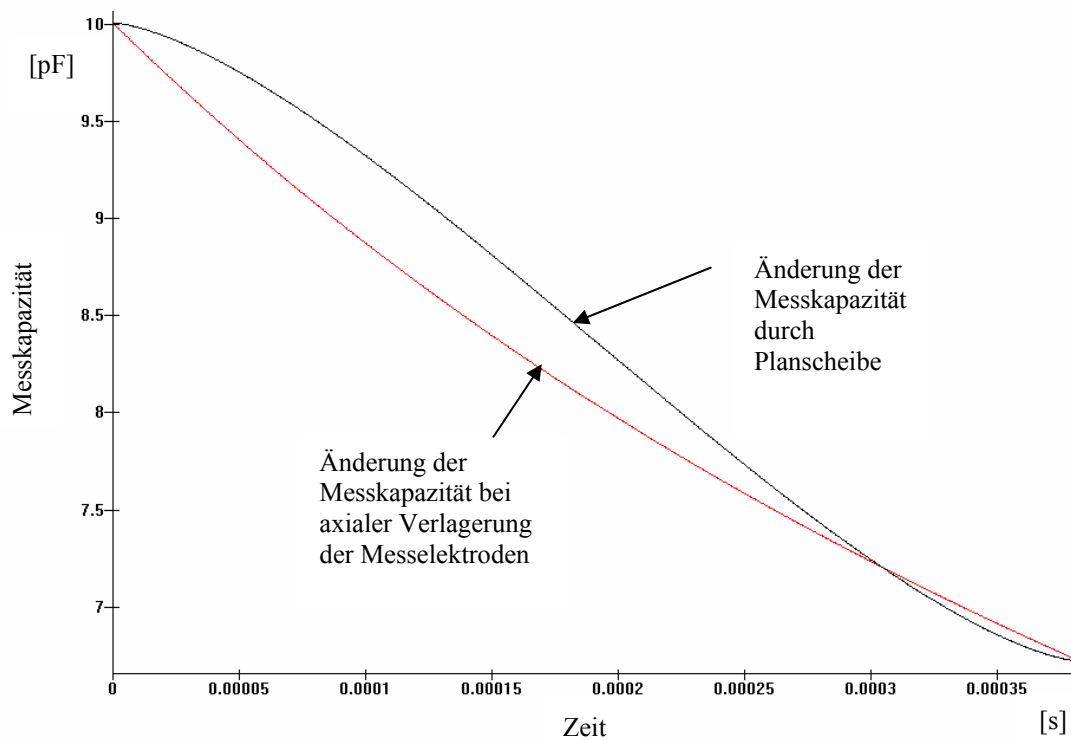


Bild 7.8: Änderung der Messkapazität über die Zeit bei drehender Planscheibe (Radius=150mm, Drehzahl=3000U/min).

7.2 Messung mit FWT Sensor

Die Planscheibe mit ihren taschenförmigen Vertiefungen führt durch ihre Drehbewegung zu einer Änderung der Messkapazität und damit zu einer messbaren zeitlichen Änderung der Ausgangsspannung. Die Größe der zeitlichen Änderung der Messkapazität ist nicht nur abhängig von der Drehzahl, sondern auch vom Grundabstand zwischen Messscheibe und Abstandssensor. Durch den geometrischen Aufbau der Planscheibe ergibt sich, ausgehend von der Grundkapazität, je nach Tiefe der Taschen eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Verkleinerung der Messkapazität. Wie in Kapitel 5.3 gezeigt wurde ist die Empfindlichkeit des Abstandssensors eine Funktion des Abstandes und sie ist nicht für jeden Abstand gleich, sondern sie verringert sich je größer der Abstand wird. Aus diesem Grund wäre eine Messung bei der sich der Abstand zwischen Planscheibe und Sensor verringert anstatt zu vergrößern günstiger. Aus Gründen der einfacheren Herstellung der Planscheibe wurde allerdings der andere Weg beschritten. Dies ist für eine erste Untersuchung des Messsystems an sich auch nicht weiter kritisch, da das Ziel der ersten Untersuchungen und Messungen auf der UP Maschine auch nicht sein kann das Letzte an Auflösung aus dem Messsystem herauszukitzeln, sondern die prinzipielle Funktion zu überprüfen und die theoretischen Untersuchungen zu bestätigen oder aber durch praktische Erkenntnisse zu ergänzen.

Ein weiteres Ziel der Messungen sollte es sein die Interaktion zwischen Elektronik und Maschine zu untersuchen. Wie ja schon gezeigt wurde kann der Einfluss der Maschine und ihrer Steuerelektronik erheblich auf die Sensorelektronik sein.

Als erstes wurden Messungen mit dem FWT Sensor durchgeführt. Wie zu erwarten ist, gibt der Verlauf der Ausgangsspannung das Profil der Planscheibe schon relativ genau wieder. Um eine maximale Störlast zu erzeugen wurden die Schrittmotoren und die Rechnersteuerung betrieben, d.h. der Sensor wurde im Mikroschrittbetrieb parallel zur Planscheibe verfahren. So erfolgt über die kurze Zeit der Messung zwar so gut wie keine relevante Änderung des Wegs (Verkleinerung des Umfangs), aber die induzierte Störung durch die Taktung des Schrittmotors ist somit maximal. Gleichzeitig entspricht dies auch einem möglichen praxisnahen Arbeitsschritt bei der Erstellung eines Drehteils, so gesehen handelt es sich nicht um eine konstruierte praxisfremde Simulation, sondern dieser Fall kann durchaus als typisch und praxisnah angesehen werden.

Als weitere Störquelle kommt auch die Hauptspindel in Frage. Der Antrieb der Hauptspindel ist ein Gleichstrommotor, mit Bürsten Kommutierung. Dieses Bürstenfeuer erzeugt eine hohe Störlast über ein weites Frequenzspektrum bis weit in den Hochfrequenzbereich hinein. Diese Störung kann sich auf zwei verschiedenen Wegen ausbreiten, zum einen in Form von Abstrahlung und Einwirkung direkt auf den Eingang oder den Sensor der Sensorelektronik und zum anderen einen indirekten Weg über die Netzteile und 230 Volt Netzleitung.

Denn obwohl die Zuleitungen zwischen den Schrittmotoren und den Leistungsverstärkern extra abgeschirmt wurden, sind die Störungen auf der Maschinenseite nicht komplett zu unterdrücken und deutlich in Bild 7.9 zu erkennen. Allerdings ist auch der noch gestörte Signalverlauf (Kurve 1, blau) erkennbar. Hierbei ist anzumerken, dass das Signal noch nicht gefiltert wurde, d.h. es erfolgte weder eine Filterung auf elektrischer Ebene noch eine Filterung mittels Software.

Weiter erkennt man an diesem Messschrieb die einzelnen Vertiefungen der Planscheibe als verschieden hohe Säulen (Zahlen 1 bis 6). Die zweite Kurve (Kurve 2, rot) ist eine gleitende

Mittelwertbildung über 50 Werte der ersten Kurve, hier ist der Verlauf des Planscheibenprofil schon recht deutlich zu erkennen.

Zum Vergleich mit Bild 7.9 dient Bild 7.10 zeigt den fast idealen Verlauf für die Messung mit der Planscheibe, um diesen ziemlich störungsarmen Verlauf zu erhalten wurden sämtliche Störer wie auch die Hauptspindel abgeschaltet. Die Hauptspindel wurde von Hand durchgedreht, so kann jede elektrische Störung von außen ausgeschlossen werden. Die verbleibenden Störungen, wie z.B. AD-Wandlerrauschen rühren dann von der Sensorelektronik selbst her und sind ohne weitere konstruktive Änderungen nicht zu verringern.

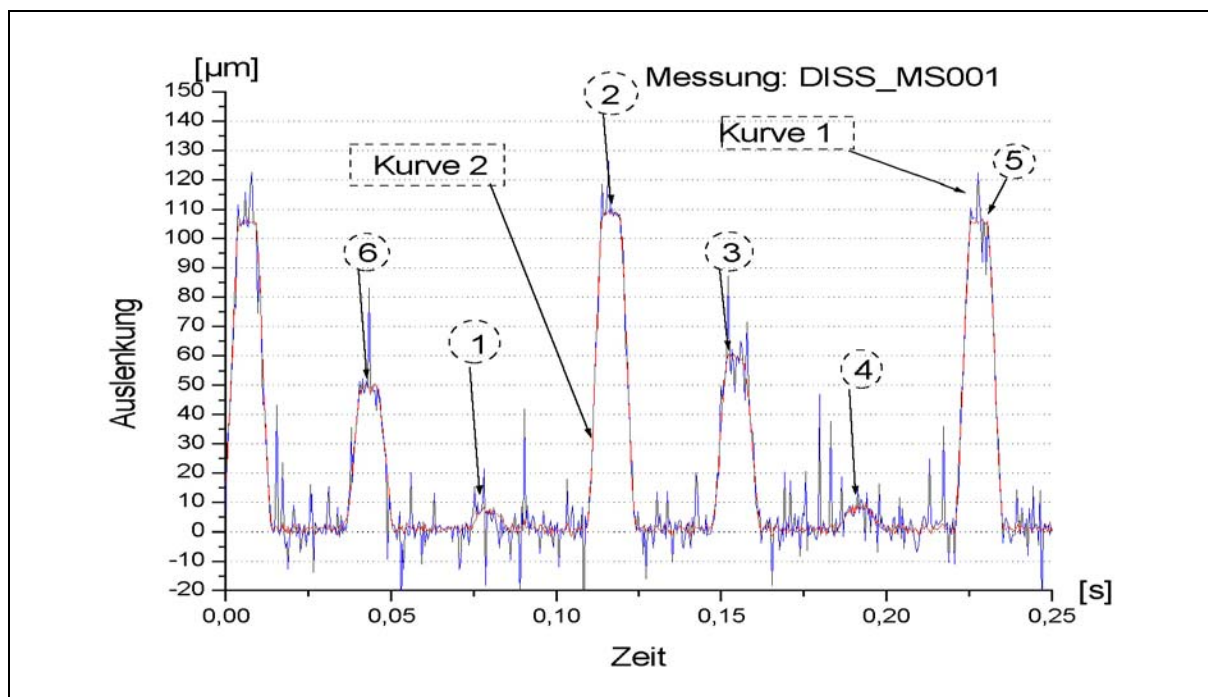


Bild 7.9: Messung mit erheblichen Störungen durch eingeschaltete Drehmaschine, Grundabstand 300µm, Drehzahl 300 U/min, Filter nicht aktiv

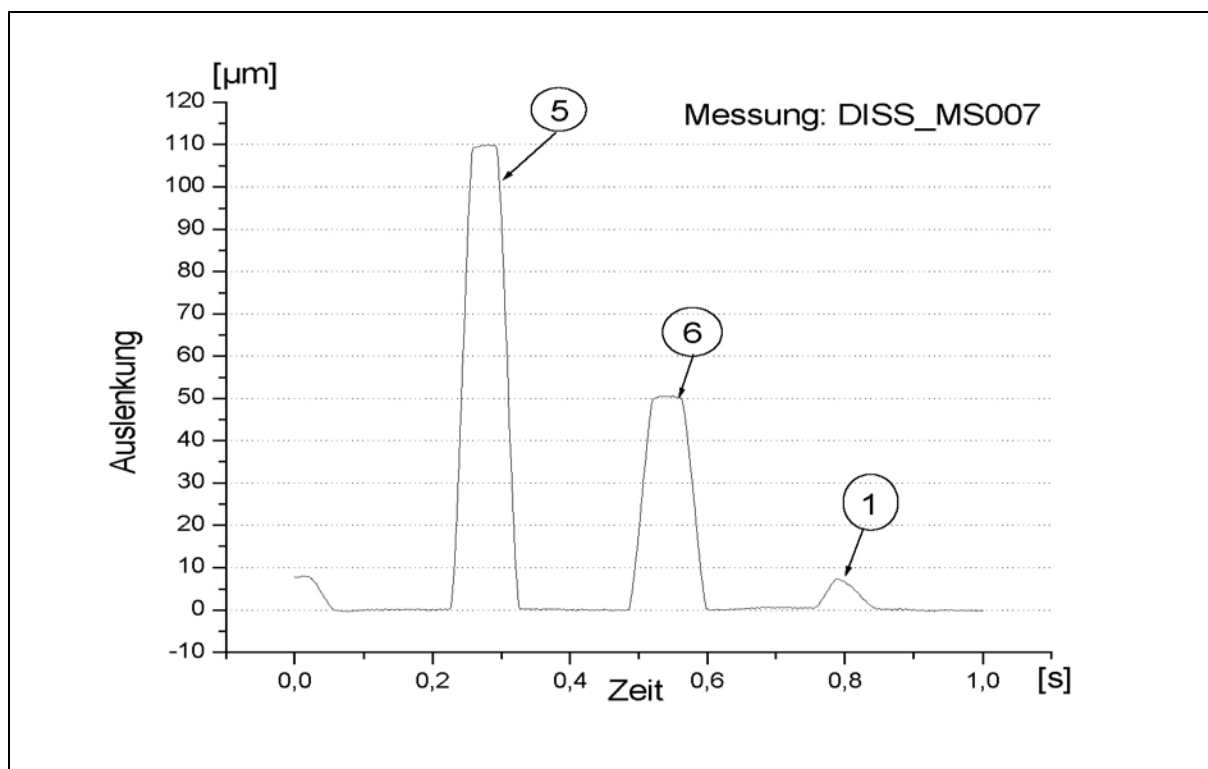


Bild 7.10: Messung Planscheibe, Drehmaschine komplett abgeschaltet, Grundabstand 300µm, Drehzahl von Hand, Filter aktiv (fg=100Hz)

Um die Störungen weiter unterdrücken zu können wurde eine weitere Messung mit verbesserter Masseverbindung, wie weiter unten beschrieben, zwischen allen Modulen durchgeführt, das Ergebnis zeigt Bild 7.11. Durch den modularen Aufbau eines Prototyps handelt man sich die gezeigten Probleme ein. Zwar bietet ein modularer Aufbau, gerade in der Testphase, viele Vorteile, dennoch darf nicht vernachlässigt werden, dass Potentialdifferenzen zwischen den einzelnen Modulen sehr schnell zu Störungen führen können. So wurden die Massepotentiale sämtlicher Elektronikmodule und Maschinenteile niederohmig und niederinduktiv mit zusätzlichen Masseleitungen verbunden. Sämtliche Masseleitungen wurden zudem in einem Sternpunkt zusammengeführt. Es zeigt sich durch diese Maßnahme eine deutliche quantitative Verringerung des Störpegels in Bild 7.11 gegenüber Bild 7.9. Kurve 1 zeigt den Verlauf der Messwerte ohne Filterung, wogegen Kurve 2 mit einem gleitenden Mittelwert über 50 Werte gefiltert wurde.

In Bild 7.12 erkennt man deutlich die Abweichung der gemessenen Kennlinie vom Verlauf der roten Geraden. Dies ist soweit aber auch zu erwarten, da ja gezeigt wurde, dass der Verlauf der Kennlinie nicht genau einer Geraden folgen darf. Um nun die Funktionsweise, sowohl des Testaufbau als auch des kompletten Prototyps überprüfen zu können wird nun ein Teilabschnitt der Messkurve aus Bild 7.11 entnommen und in Bild 7.12 vergrößert dargestellt. Legt man eine Gerade durch die ansteigende Flanke und markiert die Schnittpunkte mit dem Level des oberen und unteren Pegels so kann man die Slew Rate der Flanke angeben. Die Anstiegszeit beträgt ca. $400\mu\text{s}$ (Anstiegszeit= t_2-t_1 , $t_2=0,00695\text{s}$, $t_1=0,00655\text{s}$).

Im darauf folgenden Bild 7.13 ist wiederum eine Messung mittels Planscheibe erfolgt, diesmal wurden aber die Messwerte leicht gefiltert und sofort ist der Unterschied zur vorherigen Messung deutlich. Bild 7.14 zeigt einen Ausschnitt aus dem vorherigen Bild 7.13 und die Überprüfung der Slew Rate des gemessenen Signals. Hier zeigt sich wieder qualitativ die erwartete Abweichung des gemessenen Signals von dem Geraden Verlauf, resultierend aus dem Messaufbau und so wie in Bild 7.8 dargestellt. Durch die geeignete Filterung des Signals tritt die Abweichung auch deutlicher hervor. Rein Qualitativ lässt sich sagen, dass das Signal so wie erwartet die Planscheibe vermisst.

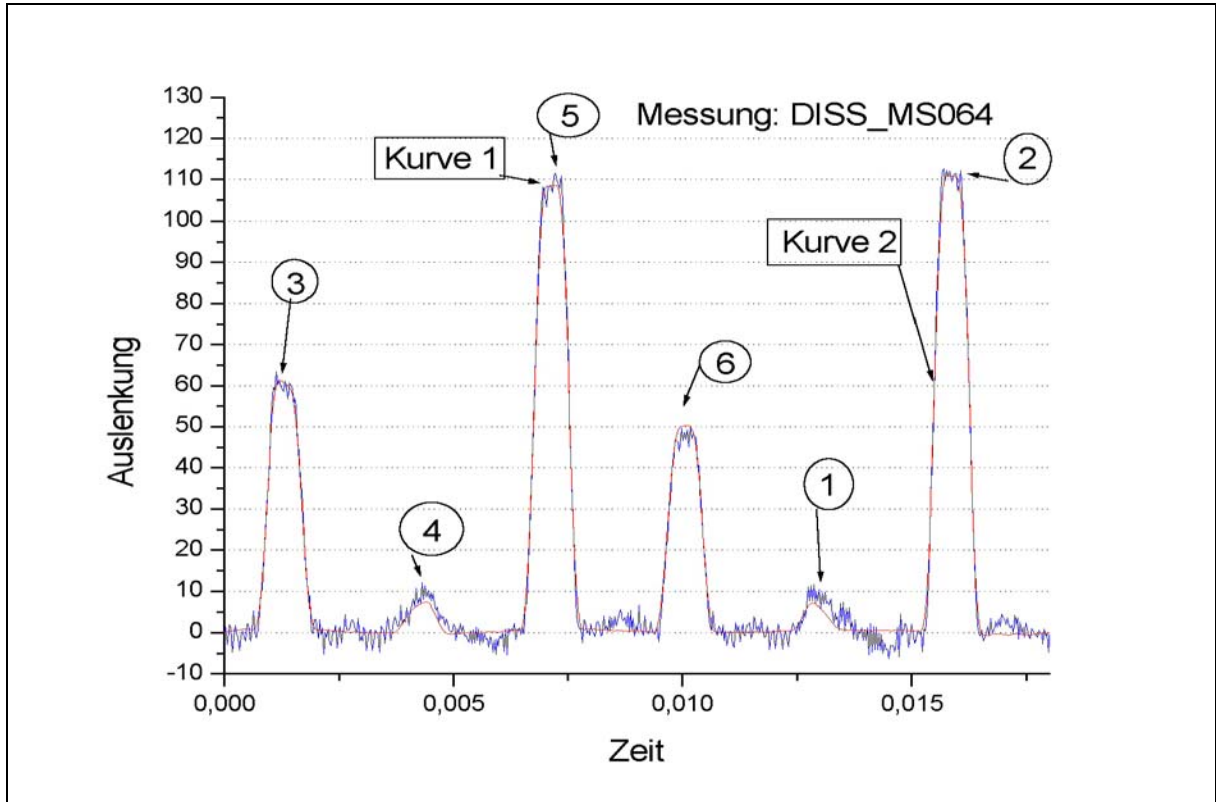


Bild 7.11: Verbesserte Messung mit unterdrückten Störungen, Grundabstand 250µm, Drehzahl 3000 U/min, kein Filter aktiv

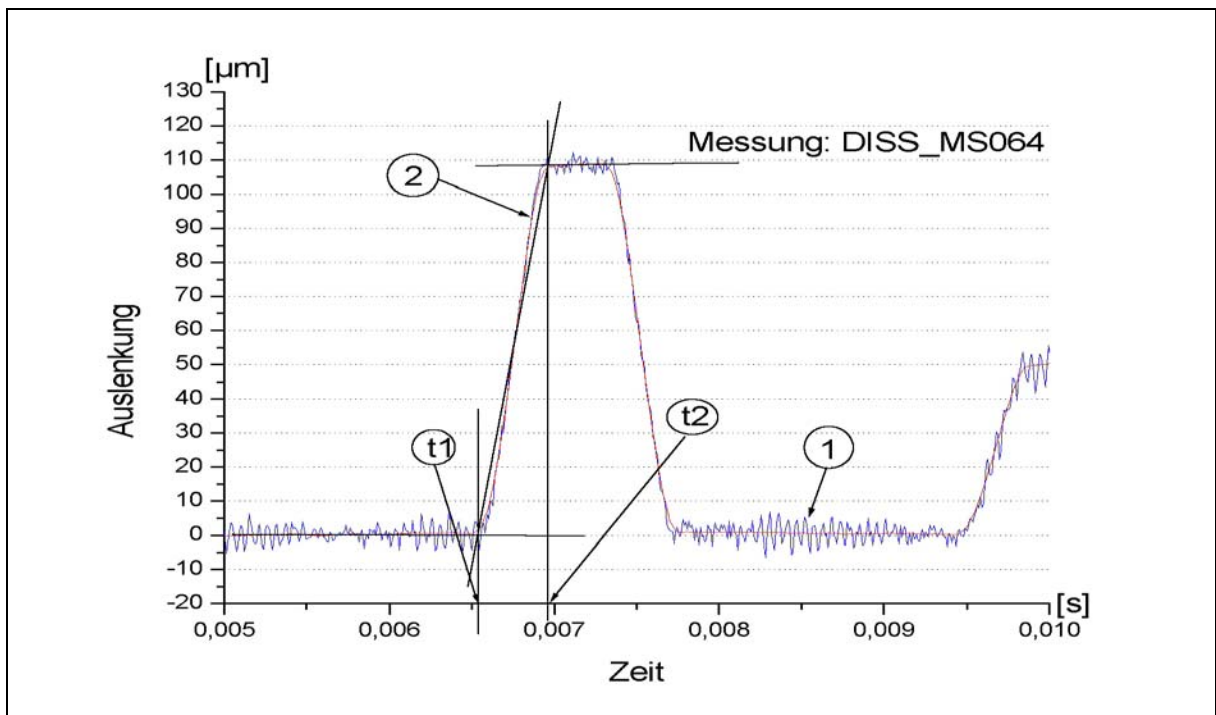


Bild 7.12: Slew Rate des Messsystems, Grundabstand 250µm, Drehzahl 3000U/min, kein Filter aktiv

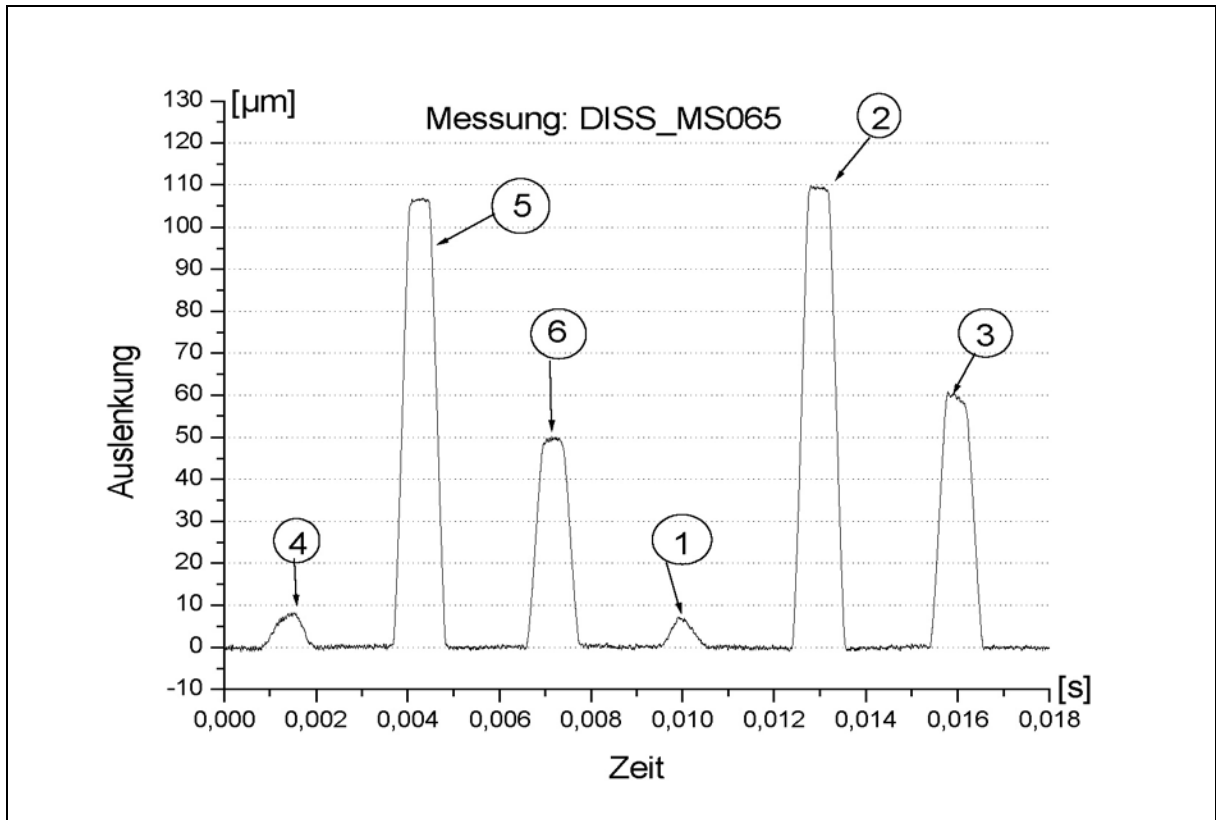


Bild 7.13: Messung Planscheibe mit Filterung, Grundabstand 250 μm , Drehzahl 3000U/min, Filter aktiv ($f_g=100\text{Hz}$)

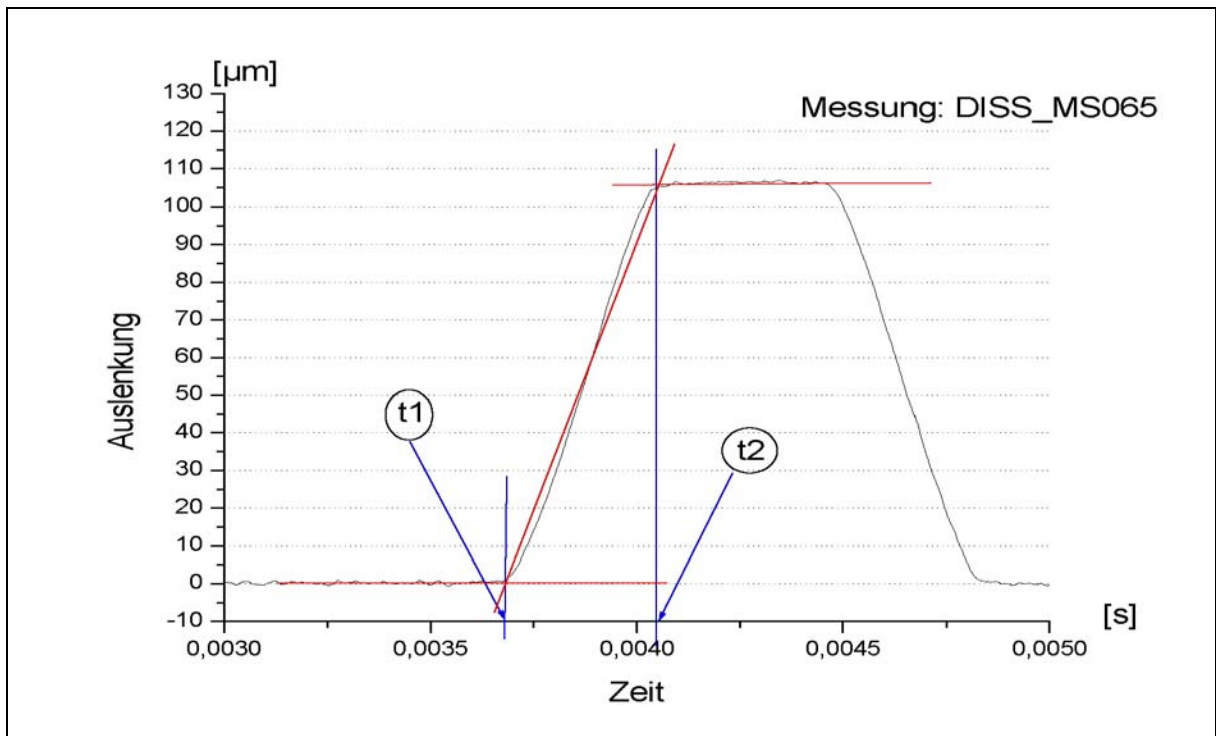


Bild 7.14: Ausschnitt aus Messung

7.3 Messung mit E+H Sensor

Im vorangegangenen Kapitel wurde die Dynamik mit Hilfe eines vom Lehrstuhl für Feinwerktechnik entwickelten Sensors überprüft, da aber die eigentliche Sensorfläche dieses Sensors relativ groß ist benötigt auch die Vertiefung in der Planscheibe eine relativ lange Zeitdauer um die Fläche unter dem Sensor auszufüllen, die bei maximaler Drehzahl der Planscheibe erreichbare Dynamik ist dadurch begrenzt. Um diese Zeit weiter zu verringern wurde der bisher verwendete FWT Sensor gegen einen Sensor mit geringerem Durchmesser (Eichhorn und Haussmann Sonde, Durchmesser Messfläche $d=6\text{mm}$) ausgetauscht, bei sonst identischem mechanischem und elektrischen Aufbau. Die Slew Rate kann somit auf etwa ein Drittel reduziert werden.

Um dies zu überprüfen wurde Bild 7.15 aufgenommen.

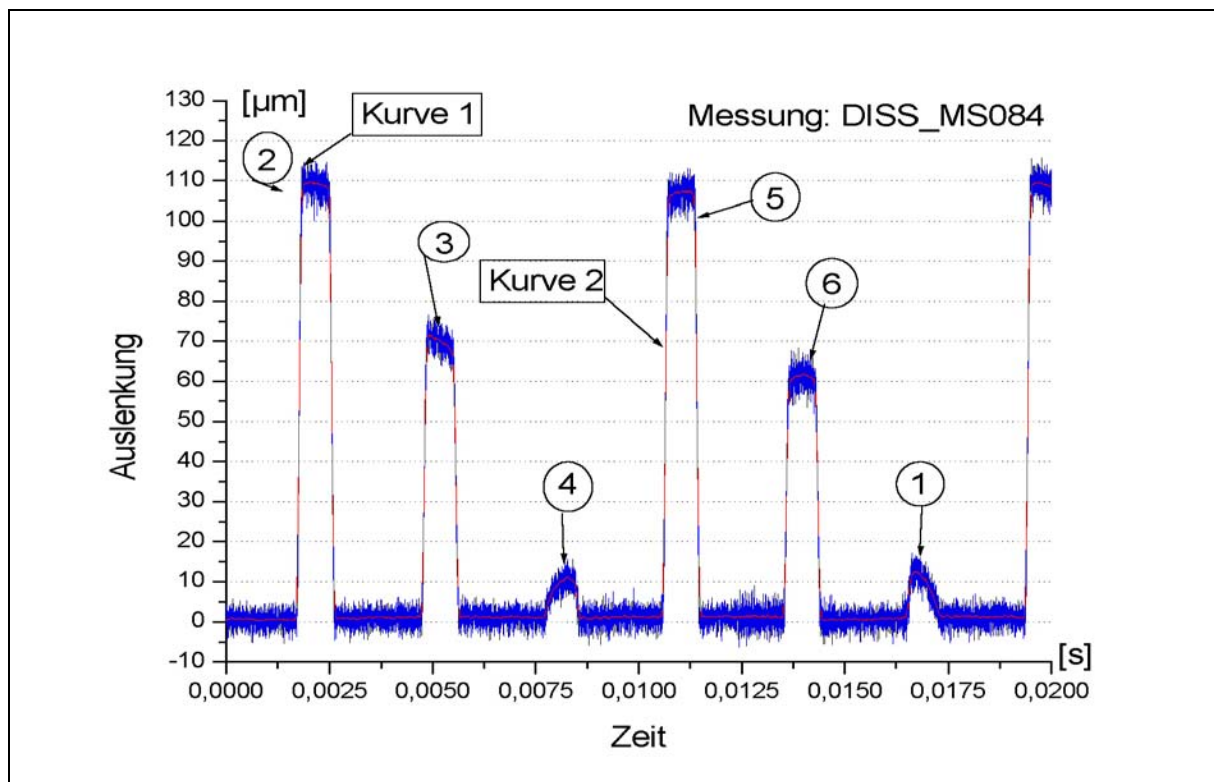


Bild 7.15: Messung Planscheibe mit Eichhorn und Haussmann Sensor

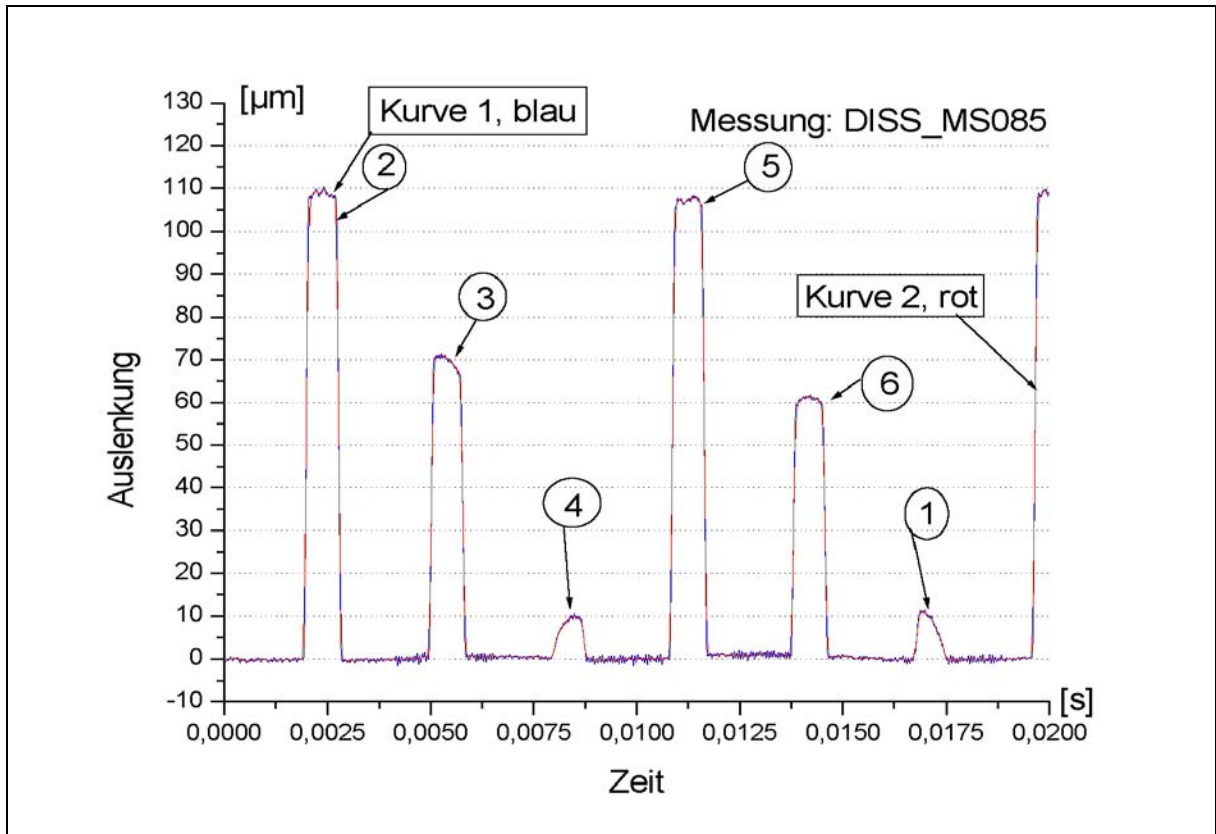


Bild 7.16: Messung Planscheibe mit E+H Sensor, gefiltert

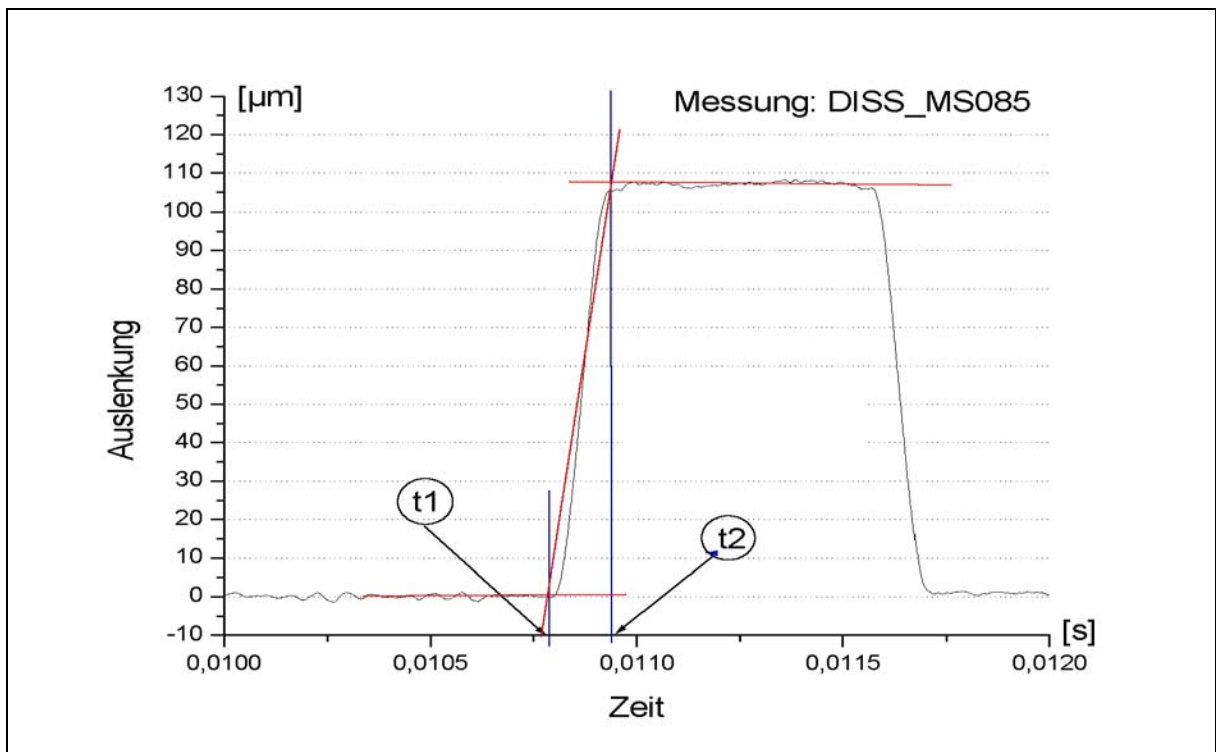


Bild 7.17: Slew Rate E+H Sensor

8 Ausblick

Heutzutage sind viele Dinge technisch möglich die vor nicht allzu langer Zeit kaum denkbar waren, so kann auf kleinstem Raum Rechenleistung integriert werden die bis vor kurzem noch Großrechnern vorbehalten war. Trotz dieser Möglichkeiten kann es sich immer wieder lohnen einen Blick auf eine zunächst recht einfach aussehende Schaltung zu werfen. Denn die intelligente Kombination von technisch Ausreichendem und technisch Sinnvollen kann durchaus zu den gleichen Ergebnissen führen wie das technisch Machbare, welches häufig dann zu einem konstruktiven Overkill führt, der bei genauerer Betrachtung vielleicht gar nicht notwendig gewesen wäre.

Basierend auf den Erfahrungen, die mit dem Aufbau des kapazitiven Abstandsmesssystem und der ersten gemessenen Daten gewonnen wurden, eröffnet sich eine Vielzahl von möglichen Schritten zur Weiterentwicklung und Verbesserung des gesamten Messsystems, dabei sei auch ein Blick in die Zukunft gewagt. Möglicherweise steht dann am Ende dieser Entwicklung ein Messsystem zur Abstandsmessung das ohne Justage und nur mit einer groben Ausrichtung gegenüber dem Messobjekt eingesetzt werden kann, dies wird in Bild 8.1 dargestellt. Der kapazitive Sensor wird ohne genaue Justage gegenüber dem zu vermessenden Objekt platziert und es kann sofort mit der Messung begonnen werden.

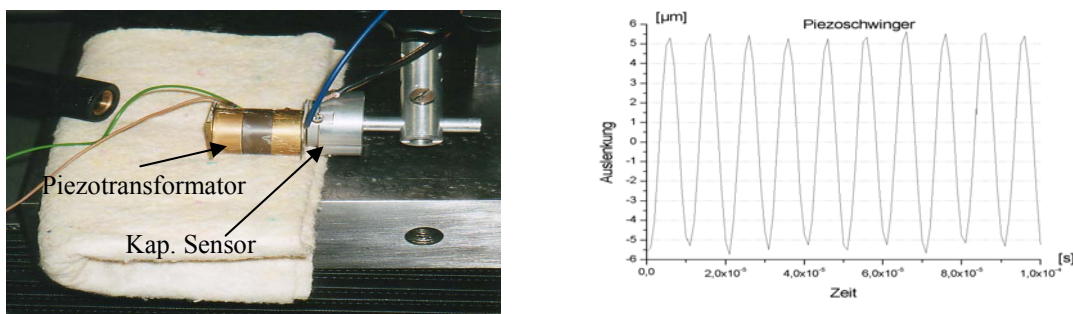


Bild 8.1: Messvision der Zukunft¹¹

So ist gerade die geometrische Schiefstellung (Verkipfung) mit einer einzelnen Sensorfläche nicht zu erkennen, aber gerade die exakte geometrische Ausrichtung der Elektroden zueinander ist bei der Abstandsmessung besonders wichtig. Hier könnte ein Ansatz sein, die Aufteilung (Kuchensegmente oder Stufung einzelner Segmente) der Elektroden so zu gestalten, dass ein eindeutiger Rückschluss auf eine Fehlstellung der Sensorflächen möglich ist. Dies erfordert aber aus heutiger Sicht einen nicht unerheblichen mechanischen Aufwand, da sich bei gleich bleibender Sensorgröße die Fläche einzelner Sensorflächen verringert. Aus elektrischer Sicht wird es ähnlich schwierig, da die Fläche der Elektroden zwangsläufig kleiner wird und somit auch die Messkapazität sinkt. Auf die daraus resultierenden Schwierigkeiten wurde in dieser Arbeit mehrfach hingewiesen.

¹¹ In diesem Beispiel ist das Messobjekt ein Piezotransformator der mit einem Sinussignal von 100kHz angesteuert wird und mit dieser Frequenz eine sinusförmige axiale Schwingung von wenigen Micrometern generiert. Der Messplot zeigt das annähernd sinusförmige axiale Schwingen des Piezotransformator mit ca. 5 μm Amplitude, dennoch ist diese Messung nur rein qualitativ zu betrachten, sie liefert nur eine Aussage über die grundsätzliche Funktion dieses Messaufbaus, nicht jedoch eine genaue Messung der Schwingungsamplitude des Transformators.

Bezüglich des Gesamtaufbaus erscheint ein weiterer Schritt hinsichtlich Integration und Kompaktheit sinnvoll. Der Einfluss der Maschine und die Problematik mit der passenden Erdung aller Komponenten des Messsystems lassen bei weiterer Schaltungsoptimierung eine Verringerung der Empfindlichkeit gegen diese Art der Effekte durch Spannungsdifferenzen auf den Masseleitungen und Störimpulsen erwarten. Bei besonderen Anwendungen ist zu prüfen ob nicht ein Teil der empfindlichen Eingangsstufe direkt am oder sogar im Sensor angebracht werden kann, immer kleinere und leistungsfähigere Bauteile machen dies schon heute teilweise möglich. Durch diese Integration der Elektronik auf dem Sensor könnte der Einfluss der Kabellänge auf Rauschen und Empfindlichkeit weiter verringert werden.

Die Verbesserung des Rauschabstandes und somit der Auflösung lässt sich durch eine Erhöhung der Generatorspannung bei gleichzeitig optimierter Aussteuerung der Messschaltung über den jeweils verwendeten Sensormessbereich verbessern. Dabei darf der Signalgenerator allerdings keinen nennenswerten Beitrag zur Rauschleistung liefern.

Die schon im Ansatz gegebene Möglichkeit (Stichwort Kapazitätsdiode) die Messbrücke elektrisch abzugleichen, quasi auf Knopfdruck ist sicher wünschenswert aus Sicht des Anwenders. Ein vollautomatisierter Abgleich würde aber möglicherweise einen komplexeren Sensor erfordern, somit schließt sich der Kreis wieder mit siehe oben, Abschnitt 2. Die Steuerung eines vollautomatischer Abgleich ist wiederum relativ einfach zu implementieren, da ausreichend Rechenleistung schon heute für wenig Geld zu bekommen ist.

9 Zusammenfassung

Moderne Wertvorstellungen in der Gesellschaft entwickeln sich zunehmend in Richtung der Ganzheitlichkeit, es entsteht ein Bewusstsein für globale Zusammenhänge in Natur und Technik. Dieser Herausforderung muss sich auch der Ingenieur oder Naturwissenschaftler stellen. Um deutliche Verbesserungen in der Technik zu erzielen genügt es häufig nicht einzelne Teilaspekte aus dem Gesamtzusammenhang herauszunehmen und ohne Betrachtung angrenzender Schnittstellen zu verbessern. Eine Gesamtbetrachtung dieser Schnittstellen ist notwendig um Reibungsverluste zu minimieren und somit die Gesamtperformance des Systems zu verbessern.

Daher wurde im Rahmen dieser Arbeit ein umfassendes Konzept für ein kapazitives Messsystem entwickelt und im Folgenden dann als Prototyp realisiert. Neben den theoretischen Betrachtungen und der praktischen Realisierung eines funktionsfähigen Prototyps wurde auch die Anwendung in einer realen Arbeitsbedingung in den Vordergrund gestellt. Um realistische Rahmenbedingungen zu schaffen wurde der Prototyp auf einer Ultrapräzisionsmaschine des Lehrstuhls für Feinwerktechnik montiert und weiterentwickelt. Denn oft sind im Labor oder im Experiment funktionierende Lösungen für einen späteren Serieneinsatz schon vom Konzept her nicht tauglich. Dies gilt für das hier vorgestellte Konzept eines kapazitiven Messsystems nicht.

Die in der modernen Labormesstechnik und besonders in der Prozessmesstechnik so grundlegenden Dinge wie Datenverarbeitung und Speicherung der gemessenen Daten sind dabei ebenso selbstverständliche Bestandteile des Gesamtkonzeptes, wie Flexibilität und Praxistauglichkeit.

Um dem ganzheitlichen Anspruch im Sinne des Messsystems gerecht zu werden, wurde zunächst eine komplette Messkette nach Bild 5.1 definiert. Beginnend mit dem Sensor selbst, konnten basierend auf einer Literaturrecherche, die grundlegenden Prinzipien für kapazitive Sensoren in zwei Gebiete der Technologie unterteilt werden.

- 1.) Hybride oder integrierte Sensortechnik
- 2.) Konventionelle Sensortechnik

Um die im Rahmen dieser Arbeit gestellte Forderung nach einer freizugänglichen Sensorelektrode erfüllen zu können wurde die hybride oder integrierte Sensortechnik ausgeschlossen, da bei dieser Technik die Kapselung der Sensorelektroden notwendig ist und somit keine Elektrode für den Anwender zugänglich bleibt. Daher bleibt nur die konventionelle Technik zum Aufbau von kapazitiven Sensoren übrig. Im Rahmen dieser Arbeit konnte dabei auf schon existierende passive kapazitive Sensoren des Lehrstuhls für Feinwerktechnik und der Firma Eichhorn und Hausmann zurückgegriffen werden.

Die Auswertung dieser Sensoren kann nach sehr unterschiedlichen Messverfahren erfolgen. Diese Verfahren wurden in Kapitel 4 ausführlich diskutiert und bewertet, dabei hat sich gezeigt, dass alleinig das Prinzip des Trägerfrequenzverfahren genügend Potential bietet die Forderungen nach sehr guter Genauigkeit und hoher Messgeschwindigkeit zu erfüllen.

Die weiteren Verfahren wie z.B. Relaxationsoszillator oder LC-Schwinger konnten als nicht geeignet identifiziert werden, da diese Verfahren entscheidende Nachteile hinsichtlich Genauigkeit und potentieller Messgeschwindigkeit haben. Selbst moderne Messauswerteverfahren nach dem Prinzip der Systemidentifikation scheitern an der geforderten hohen Dynamik.

Daher wurde als Grundprinzip für die Auswertung eines kapazitiven Sensors das Trägerfrequenzmessverfahren gewählt. Um die gestellten Anforderungen aber erfüllen zu können musste das TF-Verfahren zunächst entscheidend modifiziert werden. Die klassischen Verfahren zur Demodulation wie die synchrone Demodulation oder die Hüllkurvendemodulation sind ungeeignet, da sie zunächst das analoge modulierte Signal ins Basisband verschieben und dann erst für weitere Verarbeitung das Ausgangssignal zur Verfügung stellen.

Dieser Zwischenschritt ist besonders anfällig für Signalverzerrungen und Phasenfehlern zwischen Trägerschwingung und moduliertem Signal. Um nun diese Nachteile zu Umgehen erfolgt die Demodulation direkt durch die Abtastung des modulierten Signals mittels eines sehr schnellen AD-Wandlers. Das modulierte Signal wird so direkt ins Basisband zurückgefaltet. Da es sich bei dem modulierten Signal um ein bandbegrenzttes Signal handelt kann die Abtastrate des AD-Wandlers an die Bandbreite des modulierten Signals angepasst werden, es findet eine Unterabtastung statt. Nachteilig ist hierbei, dass die hochfrequenten Anteile des thermischen Rauschens durch die Unterabtastung in das Basisband zurückgefaltet werden und so den Signal/Rauschabstand verschlechtern. Durch den Einsatz einer rauscharmen Sensorelektronik und der Optimierung der Messbrückenparameter konnte dieser Nachteil streckenweise wieder kompensiert werden.

Die Modulation der Trägerschwingung erfolgt durch die Veränderung der Kapazität des kapazitiven Sensors. Aufgrund der geringen Kapazität von kapazitiven Sensoren wurden zur optimalen Auswertung dieser Sensoren verschiedene Berechnungen und Modelle erstellt. Anhand dieser Modelle konnte der optimale Arbeitspunkt für den Sensor berechnet werden. In diesem Arbeitspunkt stellt sich die maximale Empfindlichkeit des Sensors ein. Die dabei erarbeiteten Werte konnten dann für den Prototyp übernommen werden.

Aufgrund der geringen Kapazitätswerte der Sensoren spielt der Einfluss von parasitären Effekten eine besonders große Rolle und muss daher vermieden werden. Bei der Untersuchung der parasitären Effekte hat sich gezeigt, dass der Einfluss einer exemplarisch angenommenen parasitären Kapazität auf die Empfindlichkeit relativ gering und daher vernachlässigbar ist, im Gegensatz dazu ist aber der negative Einfluss durch das Temperaturverhalten dieser parasitären Kapazität nicht zu vernachlässigen, er wirkt sich deutlich negativ auf die Messkapazität aus und muss durch Gegenmaßnahmen vermieden werden. Als Gegenmaßnahmen wurde neben einem kapazitätsarmen Aufbau der Schaltung die Guardtechnik zur Unterdrückung parasitärerer Kapazitäten eingesetzt.

Die aktive Abschirmung der empfindlichen signalführenden Leitungen auf Leiterplatte, Sensor und Anschlusskabel bietet einen wirksamen Schutz gegen den negativen Einfluss parasitäre Kapazitäten. Der Einfluss dieser aktiven Schaltung hinsichtlich des Rauschen und des Verstärkungsfehlers auf die Performance des Messsystems wurde bewertet. Anhand von Modellen wurden der Verstärkungsfehler und die Rauschspannung quantifiziert.

Neben diesen zentralen Störgrößen wurde der Einfluss der Temperatur untersucht, so entstehen durch die Verlustleistungen passiver und aktiver Bauelemente unterschiedlich warme Bereiche auf der Leiterplatte, Die daraus resultierenden Abweichungen der Bauteileparameter von ihren nominalen Werten konnte durch geeignete Dimensionierung von Bauteilwerten und Bauteilformen minimiert werden.

Das verstärkte Messsignal wird durch einen schnellen AD-Wandler in einen digitalen Datenstrom umgesetzt. Obwohl die Datenrate des Messsystems durch Unterabtastung deutlich gesenkt werden konnte, fällt dennoch eine recht große weiterzuverarbeitende Datenmenge von einigen Megabyte pro Sekunde an.

Damit eine fehlerfreie Datenübertragung an den PC erfolgen kann ist eine Zwischenspeicherung der gewonnenen Daten in einem Puffer notwendig. Dies ist erforderlich, da aufgrund der Betriebssystemeigenschaften von Windows da nicht ausgeschlossen werden kann, dass durch betriebssysteminterne Vorgänge eine kurzfristige Unterbrechung der Datenübertragung erfolgt. Dies führt ohne Zwischenspeicherung zu einem Datenverlust, eine Rückgewinnung des abgetasteten Signals wäre somit nicht mehr fehlerfrei möglich.

Die Zwischenspeicherung erfolgt mit einem insgesamt 12k-Byte großen und 16 Bit breiten Fifo-Speicher, der zusammen mit der AD-Wandlerelektronik auf einer Platine untergebracht werden konnte. Diese Elektronik ist neben der Sensorelektronik und der Signalerzeugung für die Trägerfrequenz ein zentraler Bestandteil des Prototypen.

Der Prototyp wird durch einen handelsüblichen PC angesteuert. In diesem PC befindet sich eine optimierte PCI-BUS-Einsteckkarte die das Interface zwischen dem PCI Bus des Rechners und der Wandlerelektronik des Prototyps herstellt. Durch dieses Interface ist es möglich, die während einer Messung anfallende große Datenmenge auf einem PC zu speichern. Gesteuert wird der PC mittels einer eigens für diese Anwendung entwickelten Software. Diese Software übernimmt auf Betriebssystemebene die Kontrolle und sperrt ungewollte Unterbrechungen durch verschiedene auf einem PC laufende Tasks. Gleichzeitig visualisiert die Software die gemessenen Daten in geeigneter Weise auf einem Bildschirm.

Der Aufbau des gesamten Messsystems und die abschließenden Untersuchungen erfolgten auf einer Ultrapräzisionsdrehmaschine. Diese Maschine bot aufgrund ihrer bekannten mechanischen Eigenschaften eine präzise Grundlage für die Untersuchungen am Messsystem. Hierbei zeigte sich, dass neben den deterministischen Störgrößen eine Vielzahl von weiteren unvorhersehbaren Störungen negativen Einfluss auf die Gesamtperformance des Messsystems nehmen kann. Diese Störgrößen wie z.B. Netzstörungen konnten durch verschiedene Abschirmmaßnahmen deutlich verbessert werden. So enthielten die ersten Messungen deutliche Zeichen dieser Störanteile die nur unzureichend durch eine softwareseitige digitale Filterung unterdrückt werden konnten. Mit weiteren Messungen konnte dann die deutliche Abnahme des Störpegels verifiziert werden.

Im Zusammenspiel der einzelnen Komponenten des Messsystems, aber auch im Aufbau auf der Maschine zeigte sich wo noch Verbesserungspotential verborgen ist, so ist z.B. die Störunterdrückung durch geeignete Filterung auf Elektronikseite noch verbesserungsfähig, ebenso lässt sich die Auflösung und Genauigkeit noch durch Optimierung des Trägerfrequenzgenerators steigern. Dennoch konnten die durchgeführten Messungen und Untersuchungen die theoretischen Eigenschaften des Messsystems bestätigen.

10 Literaturverzeichnis

- [1] J. Bethke: „Entwicklung einer praktisch einsetzbaren Messtechnik für die Schmierfilmdick in Wälzlager und anderen tribologischen Systemen“, VDI Verlag, 1991
- [2] W. Klein: „Ultrapräzisionsbearbeitung mit Schrittmotor-Achsantrieben“, Dissertation am Lehrstuhl für Feinwerktechnik der Universität Kaiserslautern, 1999
- [3] G. Lauer: „Optimierung einer Auswertelektronik für das kapazitive Differenzmessverfahren“, Dissertation am Lehrstuhl für Feinwerktechnik der Universität Kaiserslautern, 1993
- [4] R.Reisacher: „Prüfung und Überwachung auslassgedrosselter Luftlager durch Einsatz computergestützter kapazitiver Sensorsysteme“, Dissertation am Lehrstuhl für Feinwerktechnik der Universität Kaiserslautern, 1992
- [5] R. Graf: „Kapazitive Sensorik mit schnellen LC-Oszillatoren“, Dissertation am Lehrstuhl für Feinwerktechnik der Universität Kaiserslautern, 2002
- [6] W. Hess: „Digitale Filter“, Teubner Studienbücher Elektrotechnik Verlag Stuttgart 1993
- [7] C. Lang: „Modellbildung und Realisierung eines rauscharmen elektromechanischen $\Delta\Sigma$ -Modulators zur Beschleunigungsmessung nach dem Prinzip der Kraftkompensation“, Dissertation im Fachbereich Elektrotechnik der Universität Kaiserslautern, 2000
- [8] U. Tietze, C. Schenk: „Halbleiterschaltungstechnik“, Springer Verlag Berlin, 1993
- [9] Küpfmüller, „Einführung in die Theoretische Elektrotechnik“, Verlag 1990
- [10] W. Heinlein, „Skript zur Vorlesung Theoretische Elektrontechnik 3“, Uni Kaiserslautern, 1979
- [11] Bronstein, Semendjajew, „Taschenbuch der Mathematik“, Verlag Harri Teutsch, 1979
- [12] W. Heinlein: „Grundlagen der faseroptischen Übertragungstechnik, Teubner Verlag 1985
- [13] Queensgate: „The Nano Positioning Book“, Queensgate Instruments, 1997
- [14] S.M. Harb, D.G. Chetwynd: „Tilt Errors in parallel Plate Capacitance Micrometry“, International Congress in Precision Engineering, Page 147-150, May 1995
- [15] W. Seemann, R. Gaussmann: „A refined model for a piezoelectric transformer“, Universität Kaiserslautern, 2001
- [16] Analog Devices: „Datenblatt ADXL50

- [17] T. Hauck: „Prüfstand zur Dehnmessung“, Universität Lehrstuhl für Feinwerktechnik, Diplomarbeit 2000
- [18] Eichhorn und Hausmann: „Übersicht kapazitive Sensoren“
- [19] Microepsilon: „Katalog kapazitive Sensoren“
- [20] Hitex: „Katalog, kapazitive Sensoren“
- [21] M. Bickel: „Entwicklung der Software für ein Messwerterfassungssystem“, Studienarbeit Universität Kaiserslautern, Lehrstuhl für Feinwerktechnik, September 2001
- [22] J. Bluth: „Entwicklung eines digitalen Sinusgenerators mit 1MHz oberer Grenzfrequenz, insbesondere für den Einsatz in einem Trägerfrequenzmeßsystem“, Diplomarbeit Universität Kaiserslautern Lehrstuhl für Feinwerktechnik, Oktober 1996
- [23] Micro Epsilon: „Lieferprogramm 2005“
- [24] Physik Instruments: „Lieferprogramm“
- [25] M. Denker: „Ein neues Messgerät auf korrelativer Basis für die Auswertung kapazitiver Sensoren, Dissertation Universität Siegen, Juni 1996
- [26] W. Schmusch: „Elektronische Messtechnik“, Vogel Verlag, 1993
- [27] E. Stadler: „Modulationsverfahren“, Vogel Fachbuchverlag, 1990
- [28] Steinbuch, Rupprecht: „Nachrichtentechnik Band 2“, Springer Verlag 1982
- [29] R. Müller: „Rauschen“, Springer Verlag, 1990
- [30] M. Santen: „Das PSpice Design Center Arbeitsbuch 6.1“, Fächer Verlag 1994
- [31] K. Hoffman: „VLSI Entwurf“ Oldenbourg Verlag München Wien, 1993
- [32] BurrBrown: „Datasheet Linear Products“, 1996/1997
- [33] W. Burger: „Beiträge zur Messtechnik an geschmierten Gleit- und Wälzkontakten“, Dissertation Universität Karlsruhe, 1993
- [34] J. Graeme: „Optimizing OP AMP Performance“, Mc Graw Hill, 1997
- [35] M. Steffes: „Noise Analysis for High Speed Op Amps“, BurrBrown Application Bulletin AB103, Burr Brown Corporation, October 1996
- [36] J. M. Bryant: „Rauschverhalten des Operationsverstärkers“, Elektronik Informationen Ausgabe 01.1997 Seite 58ff.

- [37] J. Sherwin: „Noise specs confusing?“, National Semiconductor Application Note 104, 1990
- [38] Firma Lemo: „Lieferprogramm 1999“
- [39] Physik Instrumente: „Lieferprogramm, Kapazitive Sensoren“, 1994
- [40] Cypress: „Datasheet CY7C419/21/25/29/33 Asynchronous FIFO“, Cypress Semiconductor corporation, 1997
- [41] Analog Devices: „Complete 14-Bit, 10 MSPS Monolithic A/D Converter AD9240“, Analog Deviecs, Inc., 1997
- [42] D. Achilles: „Digitale Signalverarbeitung, Skript zur Vorlesung“, Universität Kaiserslautern
- [43] P. Fettweis: „Einführung in die Nachrichtentechnik, Skript zur Vorlesung“, Universität Dresden, Vodafone Stiftungslehrstuhl, Oktober 2002
- [44] B. Jones: „Messgeräte, Messverfahren, Messsysteme Teil 1+2“, Oldenbourg Verlag, 1980
- [45] D. Nährmann: „Operationsverstärkerpraxis“, Franzis Verlag, 1988
- [46] O. Föllinger: „Regelungstechnik“, Hüthig Verlag, 1992
- [47] U. Reimers: „Digitale Fernsehtechnik, Springer Verlag 2000?“
- [48] A. van den Enden , N. Verhoeckx: „Digitale Signalverarbeitung“, Vieweg Verlag, 1995?
- [49] H.P. Messmer: „PC Hardwarebuch“, Addison Wesley, 1997
- [50] H. Kolter: „Kolter Electronic, PCI BUS und Proto3 PCI Karte“, Kolter Electronic, 2000
- [51] B.Pease: „Understand Capacitor Soakage to Optimize Analog Systems“, National Semiconductor Applications, 1997
- [52] H. Lüke: „Korrelationssignale“, Springer Verlag, 1992
- [53] G. Kurz: „Oszillatoren“, Hüthig Verlag Heidelberg, 1994
- [54] I. Gottlieb: „Practical Oscillator Handbook“, Newnes Verlag, 1997
- [55] R. Graf: „Oscillator Circuits“, Newnes Verlag, 1997
- [56] R. Matthys: „Crystal Oscillator Circuits“, Krieger Publishing Company, Florida, 1992

- [57] W. Engelhardt: „Entwicklung eines schaltenden Quarztasters für die Koordinatenmesstechnik, Dissertation Universität Stuttgart, 1997
- [58] A. Hildebrandt: „Berechnung des Jitters in Schwellwert Entscheidern am Beispiel einer monolithisch integrierten Sensor Auswerteschaltung, Dissertation Universität Kaiserslautern, 1996
- [59] Robert BOSCH GmbH: „Technische Unterrichtung, ESP“, Stuttgart 2003
- [60] A. Spang, D. Wüstenberg: „Kapazitives Verfahren misst online und berührungslos die Dicke von Folien, Maschinenmarkt Würzburg 102, 1996
- [61] O. Zinke: „Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe, Springer Verlag Berlin, Heidelberg, NewYork, 1965
- [62] O. Klingenstein: „Grundlagen passiver Bauelemente, Verlag Frech Stuttgart, 1977
- [63] H. Höft: „Passive elektrische Bauelemente, Hüthig Verlag, Heidelberg, Basel,
- [64] Vishay: „Datasheet Metal Film Cylindrical Resistors“, Document Number 20005, March 2002
- [65] H. Lüke: „Signalübertragung, Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme, Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1992
- [66] A. Bernard, M Gay: „Super Cactus: Project of 10^{-11} g three axis accelerometer (Onera), Acta Astronautica Vol 7.pp 401-416, Pergamon Press Ltd., 1980
- [67] G.F. Mauer, J.L. Garbini, J.E. Jorgensen and K.L. Lee
A sensor for the online inspection of drilled hole dimensional parameters
Int. J. Production Research , 1986, VOL 24, No. 4, 859-868
- [68] Hectronic/Kienzle GmbH: “Automatische Füllstandsmessung auf öffentlichen Tankstellen, kapazitive gegen Magnetostriktion” Produktkatalog 2005
- [69] Hans Turck GmbH & Co.KG, Produktkatalog 2005
- [70] B. Fuhmann, H. Meisser: Längenänderung mit kapazitiven Sensoren messen, Technica Verlag, 20/1988
- [71] Willem Chr. Heerens: Application of capacitance techniques in sensor design, review article 1986

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name: Jonas Bluth
Geburtsdatum: 12. Januar 1967
Geburtsort: Stuttgart
Familienstand: ledig
Nationalität: Deutsch

Schulbildung

1974 – 1977: Grundschule Stuttgart-Botnang
1977 – 1986: Dillmannngymnasium Stuttgart

Wehrdienst

07/1986 – 09/1987: Fernmelder beim Fernmeldebataillon 230, Dillingen/Donau

Studium

10/1987 – 10/1996: Studium der Elektrotechnik an der Universität Kaiserslautern,
Vertiefungsrichtung Nachrichtentechnik
10/1987 – 03/1991: Grundstudium der Elektrotechnik an der Universität Kaiserslautern
03/1991: Vordiplom Elektrotechnik
10/1996: Diplom Elektrotechnik

Berufliche Tätigkeit

11/1997 – 10/2001: Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Feinwerktechnik an
der Universität Kaiserslautern
ab 11/2001 Robert BOSCH GmbH Stuttgart