

Projektarbeit zum Thema:

**Meßtechniken und Schaltungsentwürfe
zur hochpräzisen Abstandsmessung
mit Ultraschall**

von

Christian Stehning

Universität Bremen
Fachbereich 1, Elektrotechnik

Betreuer: Dipl. Ing. A. Buhrdorf
Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. J. Binder

August 1999

1. EINLEITUNG	3
1.1 GEGENWÄRTIGE EINSATZGEBIETE DER ULTRASCHALLTECHNIK	4
1.2 ANWENDUNGSBEISPIEL FÜR EINE HOCHPRÄZISE ABSTANDSMESSUNG - DAS „INTELLIGENTE RADLAGER“	5
1.3 ANFORDERUNGEN AN DAS ULTRASCHALL-SENSORSYSTEM	6
1.4 ZUM AUFBAU DIESER PROJEKTARBEIT	7
2. MEßPRINZIPIEN ZUR BERÜHRUNGSLOSEN ABSTANDSBESTIMMUNG MIT ULTRASCHALL	8
2.1 ABSTANDSMESSUNG MIT DER PULS-ECHO-METHODE („TIME OF FLIGHT“)	9
2.1.1 Theoretische Grundlagen:	9
2.1.2 Einschränkungen der Puls-Echo-Methode	10
2.1.3 Schlußfolgerung	11
2.2 ABSTANDSMESSUNG ÜBER DEN PHASENVERGLEICH	12
2.2.1 Theoretische Grundlagen	13
2.2.2 Praktische Realisierung - Überblick über bestehende Ansätze	15
2.2.3 Funktionsweise eines digitalen Phasenkomparators	16
2.2.4 Verbesserung der Linearität	17
2.2.5 Vollständiger Aufbau der elektrischen Schaltung	19
2.2.6 Meßmethoden zur Bestimmung der Performance und Meßergebnisse	21
2.2.7 Zusammenfassung	21
2.2.8 Funktionsweise eines analogen Phasenkomparators	22
2.2.9 Praktische Realisierung	24
2.3 ABSTANDSMESSUNG DURCH DIE ‘WAVEMODE-LOCKING-METHODE’ (WML)	25
2.3.1 Theoretische Grundlagen	26
2.3.2 Praktische Realisierung	27
2.4 ABSTANDSMESSUNG DURCH RESONANCE MODE LOCKING (RML) MIT EINEM ULTRASCHALLWANDLER	29
2.4.1 Theoretische Grundlagen	30
2.4.2 Praktische Realisierung	33
2.4.3 Zusammenfassung	34
3. AUFSCHLÜSSELUNG VON STÖREINFLÜSSEN	36
3.1 DOPPLER-EFFEKT	37
3.2 TEMPERATURABHÄNGIGKEIT DER SCHALLGESCHWINDIGKEIT	38
3.3 EXTERNE RAUSCHQUELLEN	40
3.3.1 Kapazitive Einkopplung	40
3.3.2 Induktive Einkopplung	41
3.3.3 Resistive Einkopplung	42
3.4 INTERNE RAUSCHQUELLEN	43
3.4.1 Thermisches Rauschen	43
3.4.2 Schrot-Rauschen	43
3.5 ÜBERSCHREITUNG DES MEßBEREICHES	45
4. SCHLUßBETRACHTUNG	47
5. ANHANG	49
ANHANG A: ABBILDUNG UND SCHEMATIC EINER SCHALTUNG FÜR DAS RML- VERFAHREN	50
ANHANG B: ANTWORTEN AUF E-MAILS ZUM RML-VERFAHREN VON J. TAPSON	51
ANHANG C: LITERATURVERZEICHNIS	53

1. Einleitung

1.1 Gegenwärtige Einsatzgebiete der Ultraschalltechnik

Unter dem Begriff „Ultraschall“ versteht man grundsätzlich Schallwellen oberhalb der menschlichen Hörgrenze, also mit einer Frequenz von mehr als 20.000 Hertz. Für diese Art der Akustik hat sich seit längerer Zeit eine breite Palette von Anwendungen in der medizinischen Diagnostik sowie in der industriellen, zerstörungslosen Materialprüfung gebildet.

Die Vorteile der Ultraschallakustik liegen vor allem darin, daß ohne eine Beeinträchtigung des Materials oder Gefährdung von Organismen anhand einer Auswertung der reflektierten Ultraschallwellen Aussagen über die Beschaffenheit eines Materials, oder im Falle einer medizinischen Anwendung, von menschlichem Gewebe getroffen werden kann. Eine weitere interessante Anwendung von Ultraschallwellen besteht darin, daß sie im Prinzip genau wie elektromagnetische Wellen zu einer berührungslosen Abstandsmessung zwischen einem Sender bzw. Empfänger und einem Objekt mit einer ausreichend reflektierenden Oberfläche eingesetzt werden können.

Während diesbezügliche Entwürfe zur Abstandsmessung mit Ultraschallsensoren bisher vor allem durch Systeme für geophysikalische Vermessungen, militärische Sonare und Anwendungen zum Orten von Fischschwärmen im Fischereibetrieb geprägt waren, so ist in jüngster Zeit die Entwicklung von Ultraschall-Näherungssensoren auch auf andere Einsatzgebiete ausgedehnt worden. Als Beispiel wären hierfür z.B. Einparkhilfen im Automobilbau oder Positionsbestimmung in der Robotik zu nennen.

Die Präzision der Abstandsmessung konnte dabei im Zuge der technischen Weiterentwicklung soweit verbessert werden, daß die Ultraschalltechnik in zunehmenden Maße auch Anwendungen übernimmt, die bisher optischen oder Mikrowellenverfahren vorbehalten waren. Auf die Entwicklung der Ultraschalltechnologie ist in Zukunft grundsätzlich ein großes Augenmerk zu richten.

Ziel dieser Projektarbeit ist es daher, den gegenwärtigen Stand der Technik in Hinblick auf eine hochpräzise Abstandsmessung herauszustellen. Insbesondere sollen vielversprechende Schaltungsstrukturen vorgestellt und auf ihre Leistungsfähigkeit hin untersucht werden.

Grundlage für die durchgeführten Untersuchungen ist eine vorliegende Meßaufgabe mit hohen Anforderungen an die Präzision, die im Folgenden noch näher erläutert wird. Sollte es möglich sein, ein den hohen Anforderungen gerechtes Sensorsystem zu entwickeln, so ist damit gleichzeitig die Voraussetzung für eine Vielzahl von neuen Anwendungen der Ultraschalltechnologie geschaffen.

1.2 Anwendungsbeispiel für eine hochpräzise Abstandsmessung - Das „intelligente Radlager“

Spätestens nach dem Kippdebakel der neuentwickelten Mercedes A-Klasse taucht auf dem Automobilssektor ein Begriff immer häufiger auf: ESP (Electronic Stability Program) - ein System zur Verbesserung der Fahrdynamik in Extremsituationen wie beispielsweise einer mit überhöhter Geschwindigkeit durchfahrenen Kurve.

Der Nachteil des Systems liegt bisher vor allem in der Tatsache, daß es an Sensoren fehlt, die auf Räder und das Fahrwerk wirkenden Kräfte direkt messen und damit Aufschluß über die momentane Fahrsicherheit geben können. Stattdessen muß mit empfindlichen Drehraten- und Querbeschleunigungssensoren eine Abweichung vom Sollkurs rechnerisch ermittelt werden (*Literaturquelle: Autozeitschrift MOT, Ausgabe 1/1998*)

Im Rahmen des am IMSAS der Universität Bremen durchgeführten INTRAD-II Projektes soll nun die Entwicklung eines entsprechenden Sensorsystems auf der Basis einer Ultraschallmessung erfolgen. Das Funktionsprinzip läßt sich wie folgt darstellen:

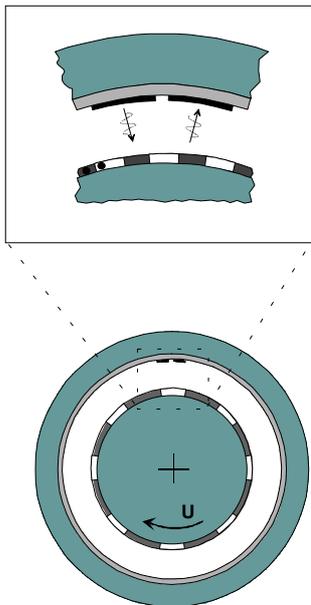


Abb. 1.1: Lagerquerschnitt

Die Grundidee besteht darin, die in Extremsituationen auftretenden Kräfte dort zu messen, wo sie tatsächlich angreifen: In den Radlagern der einzelnen Räder. Es ist beispielsweise davon auszugehen, daß durch eine einwirkende Seitenführungskraft über den Radradius ein Drehmoment entsteht. Dies führt zu einem Verkippfen des Radlagerinnenrings gegenüber dem ruhenden Lageraußenring und kann durch eine Bestimmung der Abstandsänderung meßtechnisch erfaßt werden. Man mißt also die sich verändernde Luftspaltbreite zwischen Lagerinnen- und -außenring (Abb. 1.1). Die Sende- und Empfangseinheit wird hierbei im ruhenden Lageraußenring untergebracht, während der rotierende Lagerinnenring als Reflexionsfläche genutzt wird.

Die Breite des bestehenden Luftspaltes im Lager beträgt hierbei ca. 10mm. Die auftretenden Auslenkungen liegen in der Größenordnung weniger Mikrometer bis maximal 200µm. Diese müssen mit der hohen Präzision von einem halben Mikrometer gemessen werden, um eine ausreichende Auflösung der auf das Lager einwirkenden Kräfte zu ermöglichen. Für den Entwurf eines entsprechenden Sensorsystems lassen sich daher eine Reihe von Anforderungen formulieren, die im nächsten Kapitel tabellarisch aufgeführt sind.

1.3 Anforderungen an das Ultraschall-Sensorsystem

Nachdem die vorliegende Meßaufgabe vorgestellt wurde, lassen sich nun die Spezifikationen des Sensorsystems nochmals in tabellarischer Form zusammenfassen. Es bestehen folgende zwingende Vorgaben:

- Abstandsmessung über eine äußerst kurze Distanz von 10mm
- Der Meßbereich muß Änderungen von $\pm 200\mu\text{m}$ überdecken
- Die geforderte Präzision liegt bei weniger als einem halben Mikrometer ($0,5\mu\text{m}$)

Zusätzlich läßt sich noch eine Reihe von weiteren Forderungen formulieren, die zwar streng genommen nicht unter das Thema dieser Projektarbeit fallen, aber bei der Auswahl eines geeigneten Meßverfahrens unter Umständen eine Rolle spielen:

- Das Meßsystem muß kostengünstig realisierbar und betriebsicher sein. Insbesondere dürfen schleichende Verschlechterungen der Meßbedingungen, wie z.B. ein Verschmutzen der Reflexionsfläche, nicht zum Ausfall führen.
- Die Reflexionsfläche muß eine ausreichend glatte Oberfläche aufweisen, da andernfalls die Oberflächenrauigkeit bereits in der Größenordnung der gewünschten Auflösung ($0,5\mu\text{m}$) liegen kann. Hier wäre beispielsweise eine Beschichtung des Lagerinnenrings mit Teflon oder ähnlichen Kunststoffen denkbar. Gleichzeitig muß der Meßfleck, also der Teil der Reflexionsfläche, der von der Ultraschallmessung erfaßt wird, möglichst klein sein. Dies ist unter Umständen nur mit Hilfe eines Sensorarrays oder durch eine Fokussierung mit einer Gitterstruktur möglich.
- Um eine hohe Auflösung zu erzielen, ist der Einsatz eines sehr hochfrequenten Ultraschallschwingers (bis in den MHz-Bereich) denkbar. Die obere Grenze wird hierbei vorwiegend durch die hohe Dämpfung des Ultraschalls in Luft sowie die mit der Frequenz stark zunehmenden Empfindlichkeit gegenüber Luftströmungen und Turbulenzen bestimmt. Aus diesem Grunde wäre es außerdem wünschenswert, eine dichte Plazierung des Sensors an der Reflexionsfläche zu ermöglichen.
- Das Substrat, in dem Sender und Empfänger im Lageraußenring eingebettet werden, muß eine schallabsorbierende Wirkung zeigen, damit ein direktes Übersprechen zwischen Sender und Empfänger über die mechanische Aufhängung („Acoustic Cross Coupling“) verhindert wird. Hierdurch werden zusätzlich störende Mehrfachreflexionen der Schallwellen zwischen Lagerinnen- und -außenring unterbunden.

1.4 Zum Aufbau dieser Projektarbeit

Unter Berücksichtigung der oben genannten Punkte ist die Projektarbeit folgendermaßen gegliedert: Es wird im Rahmen eines Vergleiches zwischen bestehenden Verfahren zur Abstandsmessung mit Hilfe von Ultraschall ein Aufbau ermittelt, der den hohen Präzisionsanforderungen gerecht wird.

Dazu werden verschiedene Meßmethoden in jeweils einem Kapitel zunächst theoretisch erläutert. Anschließend werden zu jeder Meßmethode verschiedene schaltungstechnische Realisierungen vorgestellt. Zum Abschluß eines jeden Kapitels wird der Aufbau dann im Hinblick auf die oben formulierten Anforderungen hin untersucht.

Innerhalb einer Abhandlung ist es gelegentlich unvermeidbar, mit Größen zu rechnen, die im praktischen Betrieb der Schaltung unter der Einwirkung von Störungen stehen. Als Beispiel wäre hier die Schallgeschwindigkeit in Luft zu nennen, die unter dem Einfluß einer Temperaturänderung starken Schwankungen unterliegt. In diesem Fall werden die Größen mit einem hochgestellten Index versehen. Dieser verweist auf eine entsprechende Abhandlung im 3. Kapitel, in dem das zu erwartende Maß der Störeinwirkung abgeschätzt wird. Hiermit soll eine Einschätzung ermöglicht werden, ob die Auswirkung auf das Meßergebnis vernachlässigbar ist, oder durch entsprechende Maßnahmen kompensiert werden muß.

2.

**Meßprinzipien
zur berührungslosen Abstandsbestimmung
mit Ultraschall**

2.1 Abstandsmessung mit der Puls-Echo-Methode („Time of flight“)

Die Puls-Echo-Methode ist ein einfaches Meßprinzip zur Abstandsbestimmung: ein Ultraschallwandler wird mit einem kurzen Spannungspuls zum Schwingen angeregt und sendet einen Wellenzug aus. Dieser wird an dem Objekt, dessen Abstand gemessen werden soll, reflektiert. Nach einer durch die gesamte Weglänge bestimmten Flugzeit fällt der Impuls dann wieder auf den nun als Empfänger dienenden Ultraschallwandler. Aus der Laufzeit des Ultraschallsignals im Luftspalt läßt sich dann die Distanz zwischen dem Sensor und der Reflexionsfläche berechnen.

2.1.1 Theoretische Grundlagen:

Der schematische Aufbau eines Sensorsystems auf der Grundlage der Puls-Echo-Methode wird in folgender Abbildung deutlich:

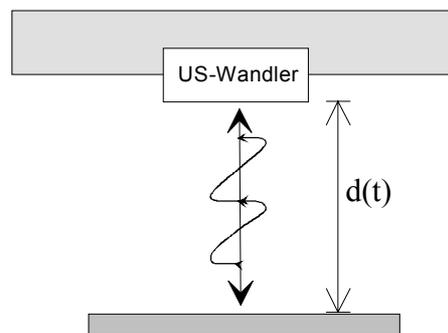


Abb. 2.1: Prinzip einer Laufzeitmessung

Der Zusammenhang zwischen der gemessenen Laufzeit ΔT des Ultraschallsignals und dem Abstand $d(t)$ zwischen Sender/Empfänger und der Reflexionsfläche wird durch folgende Formel dargestellt ([7], Seite 5435):

$$d(t) = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \Delta T \quad (\text{Gl. 2.1})$$

Hierbei stellt c die Schallausbreitungsgeschwindigkeit in Luft dar ^[3.2]. Diese beträgt in trockener Luft und bei 20°C etwa 344m/s. Da das Ultraschallsignal die Strecke Wandler-Reflexionsfläche zweimal zurücklegen muß, wird die gemessene Zeit durch den Faktor $\frac{1}{2}$ halbiert.

2.1.2 Einschränkungen der Puls-Echo-Methode

Aus derselben Formel läßt sich jedoch direkt auch das Umkehrproblem ablesen. Bei einer durch die Meßaufgabe vorgegebenen Distanz von 10mm würde die gemessene Laufzeit lediglich

$$\Delta T = \frac{2 \cdot d(t)}{c} = \frac{2 \cdot 0.01m}{344 \frac{m}{s}} = 58,14\mu s \quad (\text{Gl. 2.2})$$

betragen. Allerdings benötigt der Ultraschallwandler nach dem Absenden des Impulses eine gewisse Zeit, um wieder in den Ruhezustand zurückzukehren (die sogenannte ring-down-time). Erst dann steht er für den Empfang des reflektierten Pulses zur Verfügung. Andernfalls würden sich die Schwingungskurven des Sende- und des Empfangssignals überlagern, und eine präzise Zeitmessung wird erheblich erschwert ([2], Seite 53).

Zusätzlich bereitet es aufgrund der Dispersion des Echosignals in Luft Schwierigkeiten, den Zeitpunkt des eintreffenden Reflexionssignals genau festzulegen. Es existieren hierfür zwar Rechenalgorithmen, bei denen mit Hilfe der Kreuzkorrelation zwischen Sende- und Empfangssignal die zeitliche Verschiebung präziser ermittelt werden kann, der vergleichsweise hohe Rechenaufwand löst aber dennoch nicht das oben genannte Ring-Down-Problem.

Bei diesen Nachschwingeffekten handelt es sich keinesfalls um ein rein mechanisches Problem des Senderaufbaus, sondern vielmehr um eine physikalische Grenze. Die sogenannte *Unschärferelation der Nachrichtentechnik* besagt, daß für das Produkt aus der Zeitdauer eines Impulses T und seiner auf die Kreisfrequenz bezogene Bandbreite B im Spektralbereich folgende Beziehung Gültigkeit hat ([12], Seite 51):

$$B_{\omega} \cdot T \geq \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{Gl. 2.3})$$

Anders ausgedrückt: Je kürzer die zeitliche Länge eines Signalpulses, desto größer ist seine Bandbreite im Spektralbereich. Die Zeitdauer T ist hierbei definitionsgemäß der Zeitraum zwischen dem Anschwellen und Abklingen des Impulses auf jeweils die Hälfte des Maximalwertes:

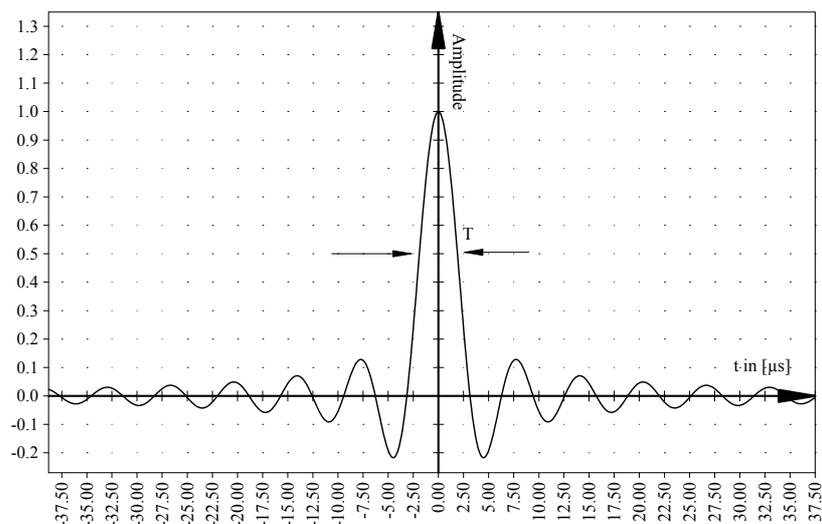


Abb. 2.2: Definition der Zeitdauer T

Gemäß Gleichung 2.2 ließ sich feststellen, daß der Sendeimpuls insgesamt eine zeitliche Länge von ca. 60µs nicht überschreiten darf. Setzt man, wie aus Abbildung 2.2 ersichtlich, als Impulsform eine Si-Funktion voraus, so beträgt die Zeitkonstante T hier demnach 3,6µs. In diesem Fall müßte der Ultraschallsender eine spektrale Bandbreite von

$$b = \frac{B_{\omega}}{2\pi} \geq \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{1}{T} \geq 350kHz \quad (\text{Gl. 2.4})$$

aufweisen. Hierbei deutet die Ungleichung an, daß die benötigte Bandbreite in Abhängigkeit von der Impulsform auch wesentlich höher liegen kann. Die Bandbreite von 350kHz kann allenfalls von einem reinen Gaußimpuls mit minimalem Zeitdauer-Bandbreiteprodukt erreicht werden.

Zudem muß aufgrund der zeitdiskreten Abtastung der Distanz durch kurze Pulse dem Shannon'schen Abtasttheorem Rechnung getragen werden. Gesetzt den Fall, es würde alle 100ms ein Puls abgesendet, dann würde die Abtastfrequenz 10Hz betragen. Demzufolge könnten nur Vorgänge fehlerfrei erfaßt werden, die eine Bewegungsfrequenz von 5 Hz nicht überschreiten ([7], Seite 5435). Auch diese Einschränkung ist für die bestehende Meßaufgabe zwar vermutlich unkritisch, sie sollte aber der Vollständigkeit halber erwähnt werden.

2.1.3 Schlußfolgerung

Abschließend läßt sich feststellen, daß das prinzipiell günstig zu realisierende Puls-Echo-Verfahren generell für eine Messung größerer Distanzen mit entsprechend längeren Signallaufzeiten und geringen Anforderungen an die Präzision und Dynamik der Abstandserfassung gut geeignet ist ([10], Seite 861).

Für eine gesteigerte Präzision ist bei diesem Verfahren allerdings die Errechnung der Korrelationsfunktion notwendig, was den Schaltungsaufwand immens erhöht.

Für das vorliegende Einsatzgebiet, einer kompakten und kostengünstigen Sensoreinheit für eine hochpräzise Abstandsbestimmung auf kurze Distanz, ist es allerdings aufgrund des zuvor geschilderten hohen Aufwandes schlecht geeignet und soll daher an dieser Stelle auch nicht näher behandelt werden.

2.2 Abstandsmessung über den Phasenvergleich

Es ist zuvor ein Meßverfahren beschrieben worden, bei dem aus der Laufzeit eines Ultraschallpulses die zurückgelegte Distanz berechnet wurde. Hierbei ergaben sich allerdings neben einer geringen Präzision vor allem durch den Einsatz des Ultraschallwandlers als kombinierter Sender und Empfänger gravierende Schwierigkeiten.

Im nachfolgend beschriebenen Verfahren wird deswegen ein Sender dazu eingesetzt, ein kontinuierliches Ultraschallsignal auszusenden, welches von der Reflexionsfläche zurückgeworfen und dann von einem separaten Empfänger aufgenommen wird. Mit einer geeigneten Schaltung wird anschließend die Phasenverschiebung zwischen dem abgesendeten und als Referenz dienenden Signal und dem empfangenen Signal gemessen. Aus dieser Information läßt sich dann die Laufzeit und damit die zurückgelegte Distanz ableiten.

Die Vorteile liegen hierbei auf der Hand: durch die kontinuierliche Wellenabstrahlung ist das zuvor beschriebene Abtastproblem bei hochfrequent schwingenden Objekten bereits gelöst, und aufgrund des notwendigen Einsatz eines separaten Empfängers entsteht darüberhinaus kein Ring-down-Problem.

Generell ist das Verfahren daher für die gestellte Meßaufgabe prinzipiell besser geeignet als eine Messung mit der Puls-Echo-Methode.

2.2.1 Theoretische Grundlagen

Wie zuvor erwähnt, sendet der senkrecht zur Reflexionsfläche angebrachte Ultraschallsender ein permanentes Ultraschallsignal („CW“, „continuous wave“) in seiner optimalen Resonanzfrequenz aus. Dieses wird von der Reflexionsfläche zurückgeworfen und fällt auf den möglichst dicht neben dem Sender platzierten Empfänger. Dieser erhält dann ein um die Laufzeit im Luftspalt verzögertes Ultraschallsignal. Betrachtet man das abgesendete Signal als Referenzsignal, so stellt sich im empfangenen Signal demnach eine Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ ein:

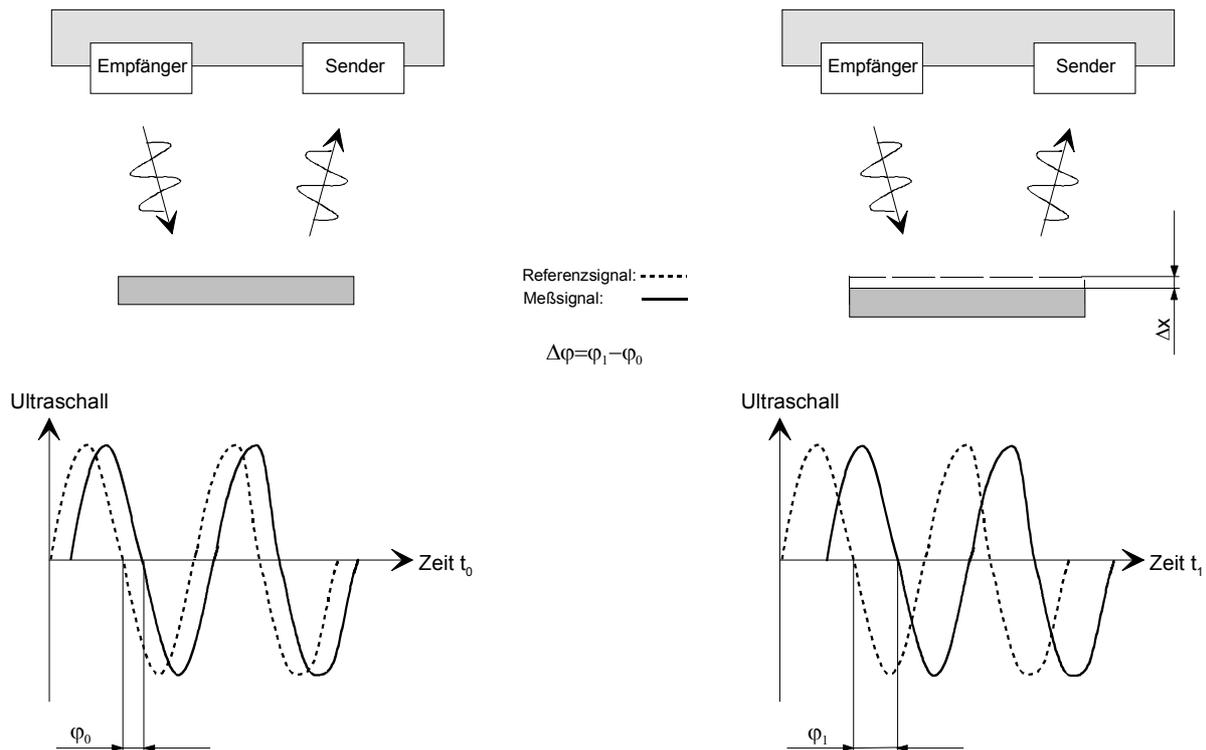


Abb 2.3: Funktionsweise der Messung im Phasenvergleich

Nimmt man hierbei den zeitlichen Verlauf des abgesendeten Signals mit der Amplitude A_s zu

$$s_s(t) = A_s \cdot \sin(2\pi f_{US} \cdot t)$$

an, so macht sich die Laufzeit also in einer Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ des reflektierten Signals $s_r(t)$ im Vergleich zum gesendeten Signal bemerkbar:

$$s_r(t) = A_r \cdot \sin(2\pi f_{US} \cdot t - \Delta\varphi)$$

Der Faktor A_r repräsentiert die Amplitude des empfangenen Signals. Der Parameter f_{US} in beiden Formeln stellt die Betriebsfrequenz der Ultraschallwandler dar ^[3.1].

Die aufgrund der Laufzeit des Ultraschallsignals auftretende Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ läßt sich hierbei gemäß der Formel

$$\Delta\varphi(t) = \frac{2\pi \cdot f_{US}}{c} \cdot 2d(t) \quad (\text{Gl. 2.5})$$

berechnen ([7], Seite 5436). Der Parameter c ist hierbei die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Ultraschalls im Übertragungsmedium [3.2]. Die Funktion $d(t)$ kennzeichnet hierbei die tatsächliche, zu messende Distanz von der Sende/Empfangeinheit zur Reflexionsfläche. Hierbei taucht der Faktor zwei auf, weil das Ultraschallsignal die Strecke zweimal zurücklegt.

Anhand Gleichung 2.5 läßt sich an dieser Stelle bereits die Genauigkeitsanforderung an eine etwaige Schaltung zur Bestimmung der Phasendifferenz zwischen Referenz- und Empfangsignal feststellen: Bei einer gewünschten Meßgenauigkeit von einem halben Mikrometer und einer zu $344 \frac{m}{s}$ angenommenen Schallgeschwindigkeit ergibt sich eine frequenzabhängige Auflösung (in Grad) von

$$\Delta\varphi_{\min}(f) = \frac{360^\circ \cdot f_{US}}{344 \frac{m}{s}} \cdot 2 \cdot 0,5\mu m$$

Bei einer Ultraschallfrequenz von einem Megahertz beträgt die benötigte Winkelauflösung demzufolge ca. 1 Grad.

Anhand von Gleichung 2.2 läßt sich unabhängig von der jeweiligen Betriebsfrequenz auch allgemeiner formulieren, daß die Schaltung einen mittleren Laufzeitunterschied von $60\mu s$ mit einer Genauigkeit von $3ns$ (Nanosekunden) erfassen muß.

Hierbei muß allerdings stets berücksichtigt werden, daß die Schaltung auch für Betriebsfrequenzen von mehreren Megahertz geeignet sein sollte, falls die Präzisionsanforderung den Einsatz extrem hochfrequenter Ultraschallschwinger erforderlich macht.

2.2.2 Praktische Realisierung - Überblick über bestehende Ansätze

Für eine Abstandsmessung im Phasenvergleich stellt der sogenannte Phasenkomparator das wesentliche Bauelement einer jeden Schaltung zur Signalverarbeitung dar. Diesem werden sowohl das abgesendete Referenzsignal als auch das empfangene Meßsignal zugeführt. Der Phasenkomparator mißt dann die zeitliche Differenz zwischen den beiden Signalen und gibt ein hierzu proportionales Ausgangssignal aus.

Man kann prinzipiell in folgende Arten von Phasenkomparatoren unterscheiden:

- Wird zur Phasenmessung ein digitaler Logikbaustein wie z.B. ein EXOR-Gatter oder ein D-Flipflop eingesetzt, so spricht man von einem digitalen Phasenkomparator.
- Wird dagegen ein analoges Bauelement eingesetzt, wie z.B. ein Vier-Quadranten-Multiplizierer, dann spricht man von einem analogen oder linearen Phasenkomparator. Diese finden vor allem in Phase-locked-loop-Regelkreisen verbreitet Anwendung. Entgegen der Bezeichnung „analoger Phasenkomparator“ sind allerdings auch digitale Multiplizierer erhältlich, die Multiplikation und nötige Filterung mit Hilfe digitaler Signalverarbeitungsprozessoren durchführen.

Es sollen nun im Folgenden zwei Schaltungen herausgestellt werden, die für die Entwicklung eines für die bestehende Anwendung geeigneten Ultraschall-Sensorsystems geeignet sind. Hierzu zählt zum einen eine Weiterentwicklung des digitalen Phasenkomparators im Hinblick auf die benötigte Arbeitsfrequenz und Auflösung. Zum anderen wird die Funktionsweise eines analogen Phasenkomparators erläutert, da hierauf in späteren Kapiteln nochmal zurückgegriffen wird.

2.2.3 Funktionsweise eines digitalen Phasenkomparators

Der einfachste Aufbau eines digitalen Phasenkomparators kann mit einem Flipflop realisiert werden. Zum Zeitpunkt des Nulldurchgangs des Referenzsignals wird das Flipflop „gesetzt“, d.h. am Ausgang liegt eine logische Eins an. Der um die Laufzeit im Signalweg verzögert eintreffende Nulldurchgang des Reflexionssignals setzt den Ausgang des Flipflops dann wieder auf logisch Null zurück:

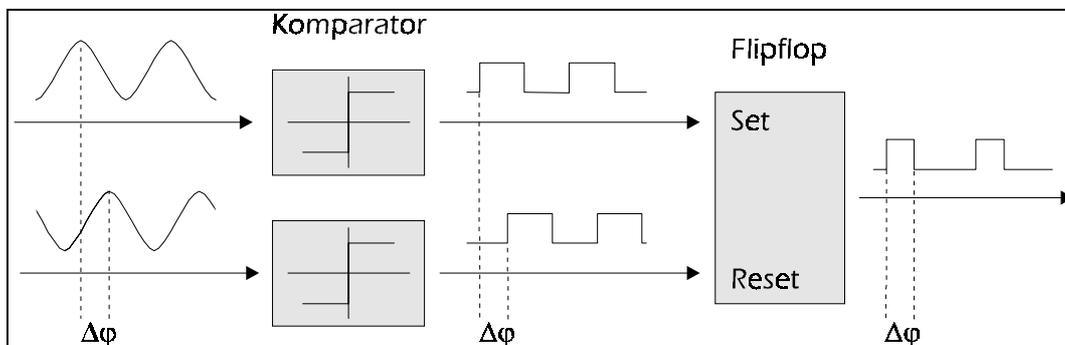


Abb. 2.4: Funktionsweise eines digitalen Phasenkomparators

Dies bedeutet, daß der Ausgang des Flipflops nur für die Zeitdauer vom Eintreffen der positiven Flanke des Referenzsignals bis zur Flanke des verzögerten Reflexionssignals auf logisch Eins liegt. Am Ausgang entsteht also ein pulswidenmoduliertes Signal, wobei die Pulslänge direkt die Laufzeit des Reflexionssignals im Luftspalt wiedergibt. Das Ausgangssignal könnte dann durch die Implementierung eines Mikroprozessors abgetastet und zu einer maschineneigneten Binärzahl verarbeitet werden, oder aber durch eine Tiefpassfilterung gemittelt und zu einem analogen Gleichspannungssignal umgeformt werden.

Ein einfacher Aufbau, wie er als integrierter Schaltkreis kommerziell erhältlich ist, ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Der Schaltplan wurde mitsamt den bis einschließlich Kapitel 2.2.7 beschriebenen Verbesserungsmöglichkeiten der Literaturquelle [8] entnommen.

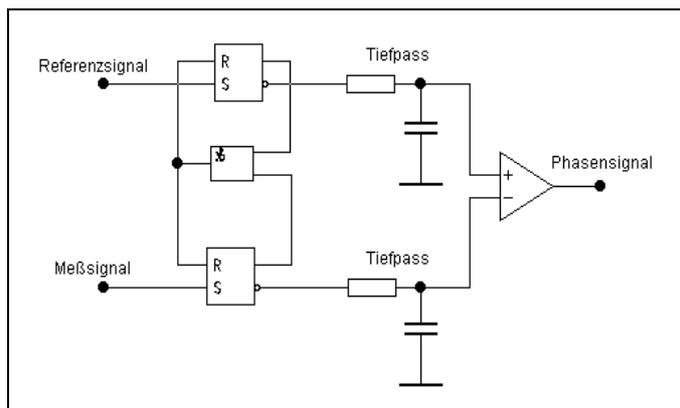


Abb. 2.5: Einfacher Aufbau eines Phasenkomparators

Kernstück der Schaltung sind zwei Flipflops. Im nebenstehenden Bild wurden hierfür der Übersicht halber zwei herkömmliche RS-Flipflops dargestellt, in der Praxis eignen sich aufgrund der sinusförmigen Eingangssignale allerdings flankengetriggerte D-Flipflops besser. Ein positiver Nulldurchgang des Referenzsignals setzt dann den Ausgang des oberen Flipflops auf logisch 1. Dieser Zustand wird solange beibehalten, bis der positive Nulldurchgang des verzögerten Signals am unteren Flipflop eintrifft. Der

Zustand dessen Ausgangs wechselt dann ebenfalls auf logisch 1. In diesem Moment liegt an beiden Eingängen des UND-Gatters eine 1 an, und die beiden Flipflops werden auf Null zurückgesetzt.

Der Vorteil der dargestellten Anordnung gegenüber dem schematischen Blockschaltbild in Abb. 2.4 liegt zunächst einmal darin, daß die Schaltung in der Lage ist, auch eine negative Phasenverzögerung zu messen: würde das reflektierte Signal dem Referenzsignal voreilen, so liegt am Ausgang des unteren Flipflops ein entsprechendes pulsweitenmoduliertes Signal vor. Dieses wird nach der Tiefpaßfilterung schließlich auf den invertierenden Eingang des Differenzverstärkers gegeben und ruft an dessen Ausgang ein negatives Spannungssignal hervor. Die Schaltung läßt daher einen Meßbereich von -2π bis $+2\pi$, also insgesamt 4π , zu.

2.2.4 Verbesserung der Linearität

Prinzipiell wäre es mit der eingangs beschriebenen Schaltung bereits möglich, eine Phasenmessung durchzuführen. Allerdings verhält sich eine derartigen Schaltung vor allem bei höheren Frequenzen und kleinen Phasendifferenzen nichtlinear. Dies ist durch die Anstiegszeit der Rechteckimpulse am Ausgang der Flipflops begründet und führt vor allem bei kleinen Phasendifferenzen mit kurzen Ausgangspulsen zu Meßfehlern. Die Präzision der Schaltung wird damit beeinträchtigt.

In der in Abbildung 2.6 dargestellten, verbesserten Schaltung werden aus diesem Grund zwei digitale Phasenkomparatoren über Verzögerungsleitungen kreuzverbunden (cross-coupling). Der obere Komparator vergleicht das Referenzsignal mit einer zeitverzögerten Version des Meßsignals, und der untere Komparator vergleicht das Meßsignal mit der entsprechend verzögerten Version des Referenzsignals:

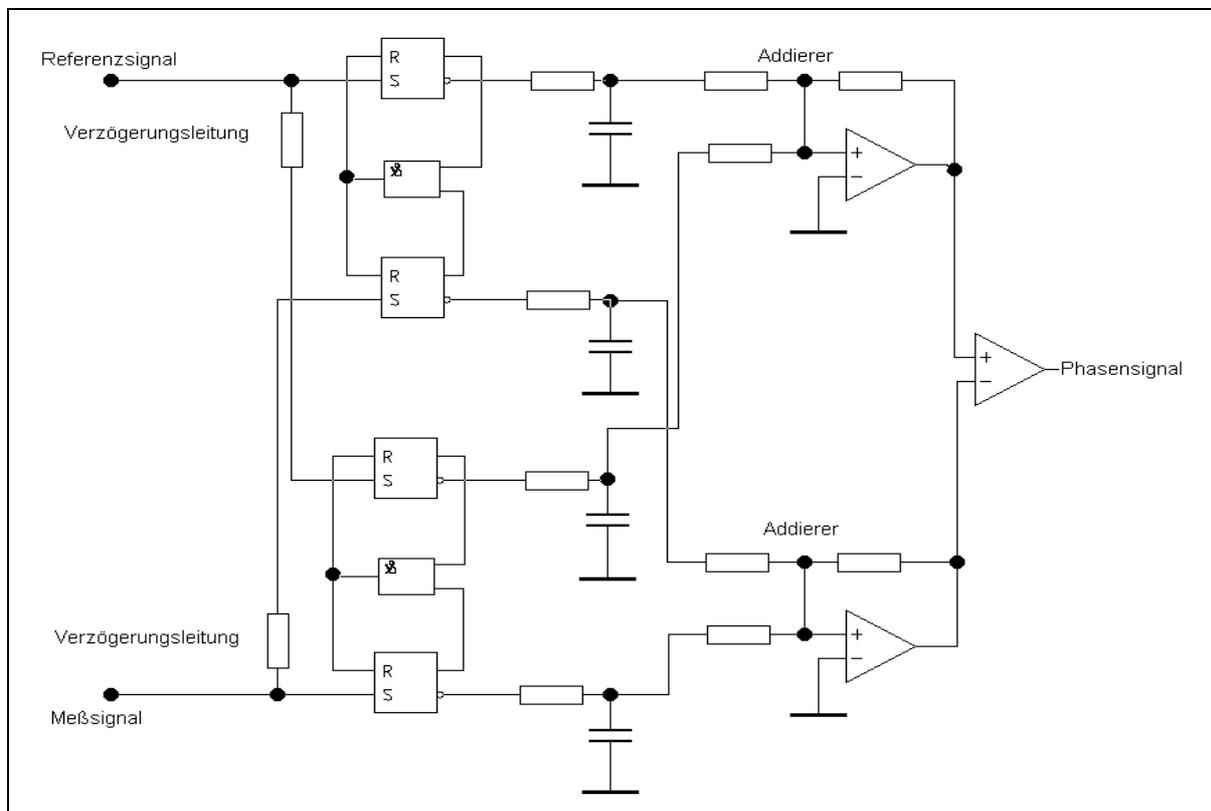


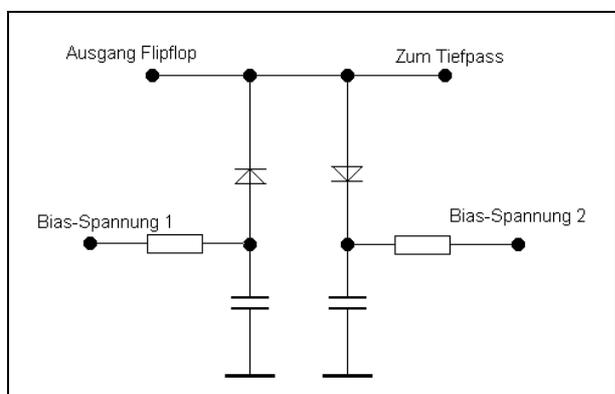
Abb. 2.6: Aufbau von zwei kreuzverbundenen Phasenkomparatoren

Die Ausgangspulse der Flipflops werden damit um die Verzögerungszeit der Verzögerungsleitungen (Delay-lines) verlängert. Hiermit wird das zuvor beschriebene Problem bei kurzen Ausgangspulsen vermieden. Durch die Zusammenführung der beiden Ausgangssignale in einem Addierer werden die durch das Einbringen der Verzögerungsleitungen hervorgerufenen Abweichungen dann anschließend wieder herausgemittelt.

Zu den Delay-lines ist anzumerken, daß hierbei unbedingt auf eine identische Verzögerungszeit in beiden Leitungen zu achten ist. Die Länge der Verzögerung selbst ist hierbei unkritisch, sie sollte aber nicht mehr als ein Bruchteil der Periodendauer des Eingangssignals betragen.

Ein deutlicher Vorteil, den das Koppeln zweier Phasenkomparatoren zusätzlich einbringt, besteht darin, daß der Schaltkreis nun zwei unabhängige Messungen derselben Größe durchführt und mittelt. Mögliche Rauscheinflüsse auf das Meßergebnis werden hierdurch um den Faktor $\sqrt{2}$ (41%) reduziert. Prinzipiell könnte man noch weitere Meßkanäle hinzufügen, der dadurch gewonnene Rauschabstand rechtfertigt aber kaum den hohen schaltungstechnischen Aufwand.

Zur Linearität der Schaltung ist weiterhin anzumerken, daß bei der Erklärung des digitalen Phasenkomparators bisher davon ausgegangen wurde, daß die Pulse am Ausgang der Flipflops eine konstante Amplitude aufweisen. Mit steigender Frequenz der Eingangssignale trifft dies allerdings immer weniger zu. Sowohl die Schaltzeiten der Flipflops als auch Schwankungen der Logiklevel am Chipausgang führen zu Nichtlinearitäten, insbesondere bei kleinen Phasendifferenzen mit schmalen Ausgangspulsen. Das zuvor beschriebene „Cross-Coupling“ verbessert zwar die Linearität, durch Schaltzeiten bedingte Effekte können hiermit allerdings nicht vollständig unterdrückt werden. Spannungsschwankungen am Ausgang der Flipflops bleiben sogar gänzlich unbeeinflusst. Hier bietet sich eine sogenannte Back-to-Back-Anordnung aus extrem schnellschaltenden Schottkydioden an, wie in Abbildung 2.7 dargestellt.



Die Bias-Spannung 1 sollte betragsmäßig unter der Spannung für „logisch 1“ (-5,2V bei ECL-Logik) liegen, während Bias-Spannung 2 unter Null Volt liegen sollte. Sobald der Ausgangspegel des Flipflops die Bias-Spannung 1 unterschreitet, schaltet die linke Schottkydiode durch und schneidet die abgerundete Spitze des Pulses ab. Wird dagegen Bias-Spannung 2 überschritten, so schaltet die rechte Diode durch und hält die Spannung auf gleichem Level. Das Ergebnis sind scharfe Rechtecksignale mit steilen Flanken und konstanter Amplitude.

Abb. 2.7: Back-to-back Diodenanordnung

Dieser Vorgang wird in Abbildung 2.8 verdeutlicht:

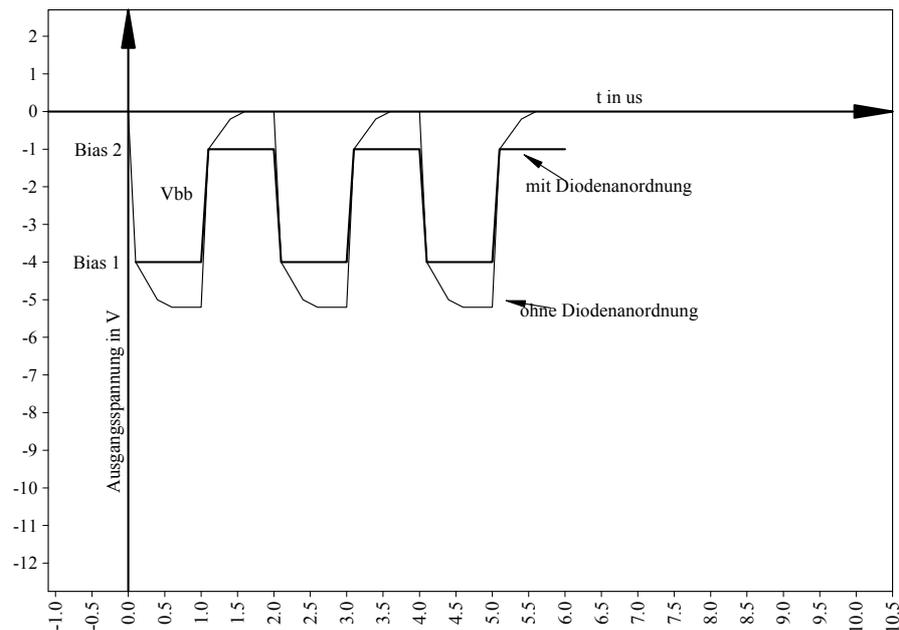


Abb. 2.8: Verbesserte Impulsform durch Diodenanordnung

Die dabei zugunsten einer größeren Linearität in Kauf genommene Verringerung der Amplitude des Ausgangssignals kann hierbei durch eine Erhöhung des Verstärkungsgrades kompensiert werden.

2.2.5 Vollständiger Aufbau der elektrischen Schaltung

Beim endgültigen Aufbau der Schaltung wurden die vorangestellten Impulsformer berücksichtigt. Zusätzlich wurden die einfachen Tiefpässe durch Tiefpässe zweiter Ordnung ersetzt, um eine verbesserte Glättung des Ausgangssignals zu gewährleisten.

Die Schaltung selbst besteht aus einer Platine mit 6 Layerebenen. Die beiden äußeren Lagen werden für die Signalwege benutzt. Die nächstinneren führen in Anlehnung an eine Microstrip-Anordnung das Massepotential 0V, wodurch die charakteristische Impedanz der Signalwege gewährleistet wird. Die inneren beiden Lagen sind für die Versorgungsspannungen (-5,2V und -2V) vorgesehen. Zusätzlich werden die Signallinien über 62Ω-Widerstände an die negative Versorgungsspannung abgeschlossen. Es handelt sich hierbei um eine Anpassung an den Wellenwiderstand der Luft, um zu gewährleisten, daß über elektromagnetische Wellen eingekoppelte Störeinflüsse in den Widerständen umgesetzt werden, ohne das Datensignal zu beeinflussen.

Unter Berücksichtigung sämtlicher zuvor beschriebenen Verbesserungsmöglichkeiten läßt sich also abschließend folgender Schaltplan für einen digitalen Phasenkomparator aufstellen:

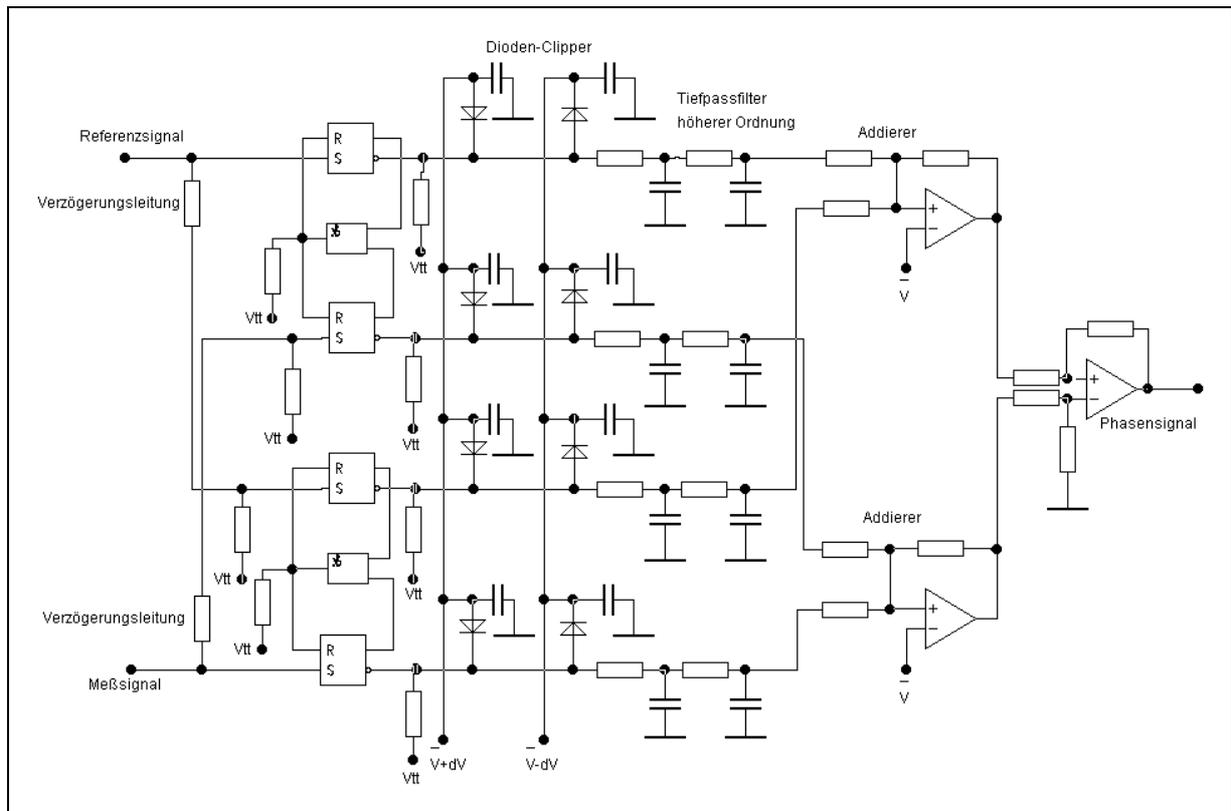


Abb. 2.9: Vollständiger Aufbau eines hochpräzisen digitalen Phasenkomparators

In der praktischen Realisierung wurden Bausteine der ECL-Logikfamilie (*Emitter Coupled Logic*) eingesetzt. Diese zeichnen sich durch kurze Schaltzeiten, hochohmige Eingänge und niederohmige Ausgänge aus. Zusätzlich werden Ströme hier nicht abgeschaltet, sondern umgesteuert, wodurch Störspannungen auf den Versorgungsleitungen vermindert werden. Im analogen Teil der Schaltung wurden Operationsverstärker der Serie 37xx eingesetzt. Dies ergibt aufgrund der niedrigen Ausgangsimpedanz der Flipflops die beste Zusammenstellung im Hinblick auf kapazitiv eingekoppelte, elektrische Rauscheinflüsse ^[3.3.1].

2.2.6 Meßmethoden zur Bestimmung der Performance und Meßergebnisse

Es sollen nun Meßmethoden vorgestellt werden, mit denen die Leistungsfähigkeit der Schaltung überprüft werden kann. Diese wurden der Publikation [8] entnommen, in der auch die zuvor beschriebene Schaltung veröffentlicht wurde. Prinzipiell lassen sich aber auch andere Schaltungskonzepte mit der in tabellarischer Form zusammengefaßten Vorgehensweise überprüfen:

- Die maximale Arbeitsfrequenz wird ermittelt, indem das Signal aus einem Funktionsgenerator auf beide Eingänge der Schaltung aufgeteilt wird. In einen der Eingänge wird dann eine Verzögerungsleitung von 2ns eingefügt. Dies bedeutet bei langsamer Steigerung der Eingangsfrequenz gemäß Gleichung 2.5 eine wachsende Phasendifferenz in Grad. Sobald die gemessene Phase um mehr als ein Grad von dem theoretisch berechneten Wert abweicht, wird diese Frequenz als Maximalfrequenz festgelegt. Die vorliegende Schaltung erreichte hierbei eine maximale Betriebsfrequenz von 60MHz.
- Um die Linearität zu überprüfen, wird ein elektronischer Phasenschieber dazu eingesetzt, eine definierte Phasendifferenz einzustellen. Die entsprechende Ausgangsspannung des Phasendetektors wird dann in einem Diagramm über der eingestellten Phasendifferenz aufgetragen. Hierbei sollte sich eine exakte Gerade ergeben. Nichtlinearitäten in bestimmten Betriebsbereichen werden in einer Abweichung von der idealen Geraden deutlich. Hier ergab sich eine maximale Abweichung von 0.16% (gemessen am Maximalwert) von der idealen Geraden.
- Die minimale Phasenempfindlichkeit, bzw. die maximale Auflösung der Schaltung wird ermittelt, indem der zuvor beschriebene elektronische Phasenschieber mit einer 1kHz-Rechteckschwingung angesteuert wird und damit das Signal phasenmoduliert. Die Amplitude der Rechteckspannung (Phasenhub) wird hierbei allmählich immer weiter verringert. Sobald der mit 1kHz rechteckförmige Verlauf des Ausgangssignals innerhalb der Rauschamplitude nicht mehr erkennbar ist, wird der Spitze-Spitze-Wert des Phasenhubs als minimal detektierbare Phasendifferenz definiert. Hierbei wurde auch bei maximaler Betriebsfrequenz (60 MHz) noch eine Auflösung von 5,4 Milligrad, oder anders ausgedrückt eine detektierbare zeitliche Verzögerung von 0.25ps erreicht.

2.2.7 Zusammenfassung

Die zuvor beschriebene Schaltung erreicht bzw. übertrifft die geforderte Präzision zum Teil erheblich. Hierbei ist allerdings zu beachten, daß die vom kompletten Sensorsystem erzielbare Auflösung natürlich nicht ausschließlich vom Phasenkomparator, sondern auch von einer Reihe weiterer Sensorkomponenten abhängig ist. Zudem mußte die erzielte Genauigkeit des Phasenkomparators mit einem hohen technischen Aufwand erkauft werden. Bevor der Einsatz des verbesserten digitalen Phasenkomparators festgelegt wird, sollten daher unbedingt die im Folgenden beschriebenen Meßalternativen berücksichtigt werden.

2.2.8 Funktionsweise eines analogen Phasenkomparators

Es ist zuvor eine Schaltungsstruktur vorgestellt worden, bei der unter Einsatz digitaler Logikbausteine ein Phasenkomparator aufgebaut wurde. Unter großem schaltungstechnischen Aufwand konnte hierbei eine hohe Linearität erzielt werden.

Es soll nun im folgenden demonstriert werden, daß auch mit analogen Bausteinen auf der Basis eines Multiplizierers ein extrem einfacher Phasenkomparator aufgebaut werden kann, der in einer Vielzahl von Anwendungen verbreitet ist. Der Vorteile liegt hier vor allem in der Rauscharmut, worauf später noch genauer eingegangen wird. Als Nachteil ist allerdings anzuführen, daß das Ausgangssignal des prinzipbedingt von der gemessenen Phasendifferenz der Eingangssignale nicht linear, sondern vielmehr gemäß einer harmonischen Funktion abhängt.

Für eine Reihe von Schaltungstechniken, die auf dem Prinzip eines PLL-Regelkreises basieren, ist eine lineare und präzise Phasenmessung allerdings überhaupt nicht erforderlich. Hier ist lediglich die Bedingung, daß der Phasenkomparator bei Phasengleichheit das Ausgangssignal „Null“ ausgibt, völlig ausreichend. Auf diese Anwendungen wird in den nachfolgenden Kapiteln 2.3 und 2.4 Kapitel nochmals genauer eingegangen.

Die sicherlich einfachste Methode, aus zwei Signalen eine Information über ihre Phasendifferenz zu erhalten besteht darin, sie miteinander zu multiplizieren. Für die mathematische Multiplikation zweier Sinusfunktionen gilt (*Literaturquelle: [14]*):

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha-\beta) - \cos(\alpha+\beta)] \quad (\text{Gl. 2.6})$$

Nimmt man also den zeitlichen Verlauf des abgesendeten Signals zu

$$s_s(t) = A_s \cdot \sin(2\pi f_{US} \cdot t)$$

sowie den Verlauf des Empfangssignals zu

$$s_r(t) = A_r \cdot \sin(2\pi f_{US} \cdot t - \Delta\varphi)$$

an, so liefert eine Multiplikation der beiden Signale den Ausdruck

$$\begin{aligned} p(t) &= \frac{A_s \cdot A_r}{2} [\cos(2\pi f_{US} \cdot t - 2\pi f_{US} \cdot t + \Delta\varphi) - \cos(2\pi f_{US} \cdot t + 2\pi f_{US} \cdot t - \Delta\varphi)] \\ &= \frac{A_s \cdot A_r}{2} \cdot \left(\underbrace{\cos(\Delta\varphi)}_{\text{Phaseninformation}} - \underbrace{\cos(2 \cdot 2\pi f_{US} \cdot t - \Delta\varphi)}_{\text{Schwingung doppelter Frequenz}} \right) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 2.7})$$

Das Ausgangssignal besteht also unter der Annahme, daß gesendetes und reflektiertes Signal die gleiche Frequenz aufweisen^[3.1], aus einer Schwingung mit doppelter Frequenz sowie einem Gleichanteil, der die benötigte Phaseninformation in Form einer Kosinusfunktion enthält. Nach dem Ausfiltern der Schwingung mit Hilfe eines Tiefpasses bleibt am Ausgang des Phasenkomparators ein Gleichspannungssignal proportional zum Kosinus der Phasendifferenz übrig. Hierbei offenbart sich der Grund der zuvor angesprochenen Rauschmutter: bei der Tiefpassfilterung wird gleichzeitig ein Großteil der als breitbandig anzusehenden Rauschsignale ausgefiltert^[3.4].

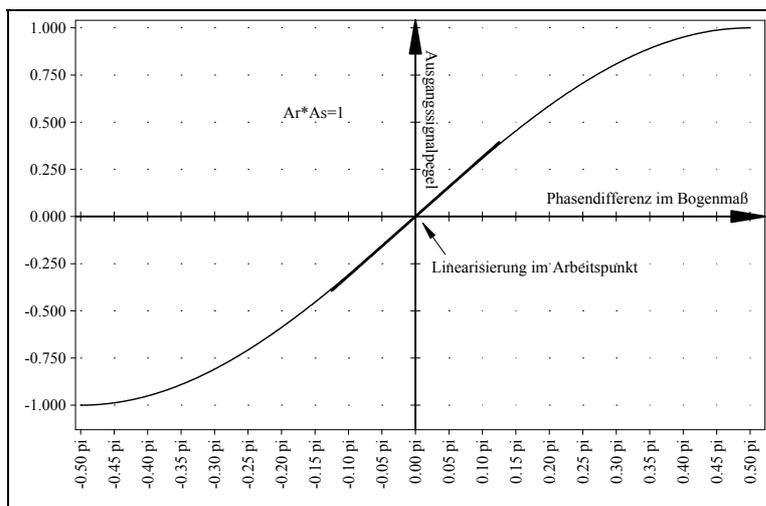
Prinzipiell könnte hieraus mit Hilfe einer entsprechenden Signalverarbeitung bereits die gewünschte Phaseninformation gewonnen werden. Allerdings besitzt das Ausgangssignal die nachteilige Eigenschaft, bei einer Phasengleichheit beider Signale ($\Delta\varphi=0$) seinen Maximalwert anzunehmen. Dies steht im Widerspruch zur Eingangs angeführten Bedingung, daß das Ausgangssignal bei Phasengleichheit gegen Null konvergieren soll. Hierfür kann Abhilfe geschaffen werden, indem eines der beiden Signale um 90° phasenverdrehen wird. In diesem Falle ergibt sich gemäß Literaturquelle [14] die Multiplikation zu

$$\begin{aligned}
 p(t) &= \sin(\alpha) \cdot \sin(\beta + 90^\circ) \\
 &= \sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) \\
 &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) \cdot \sin(\alpha + \beta)]
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.8}$$

Am Ausgang des Multiplizierers liegt damit folgendes Signal an:

$$p(t) = \frac{A_s \cdot A_r}{2} \cdot \left(\underbrace{\sin(\Delta\varphi)}_{\text{Phaseninformation}} - \underbrace{\sin(2 \cdot 2\pi f_{US} \cdot t - \Delta\varphi)}_{\text{Schwingung doppelter Frequenz}} \right)
 \tag{Gl. 2.9}$$

Dies hat gegenüber der zuvor genannten Variante den entscheidenden Vorteil, daß nach Ausfilterung des Wechselanteils die Phasendifferenz in Form einer Sinusfunktion verbleibt, wie in Abb. 2.10 ersichtlich ist:



Hierdurch wird zum einen die Bedingung $p(\Delta\varphi=0) = 0$ erfüllt, zum anderen weist die Kennlinie um den Arbeitspunkt $\Delta\varphi=0$ herum eine relativ steile Flanke auf (45° Steigung). Das System reagiert also deutlich auf Abweichungen vom Arbeitspunkt, was beim Einsatz in PLL-Anwendungen von entscheidender Bedeutung ist.

Abb. 2.10: Verlauf des Ausgangssignals eines Multiplizierers

2.2.9 Praktische Realisierung

Für den Aufbau eines Phasenkomparators nach der zuvor beschriebenen Methode sind prinzipiell nur drei Elemente nötig: Zunächst der eigentliche Multiplizierer sowie ein Tiefpaß zum Ausfiltern des Wechselsignalanteils. Für die Phasendrehung einer der beiden Eingangssignale muß formell ein Hilberttransformator benutzt werden. Bei der vorliegenden Signalform, einer monofrequenten Sinusschwingung hoher Frequenz, arbeitet ein als Integrierer verschalteter Operationsverstärker gemäß den Angaben in [5] allerdings besser. Das Schaltbild des analogen Phasenkomparators sieht damit folgendermaßen aus:

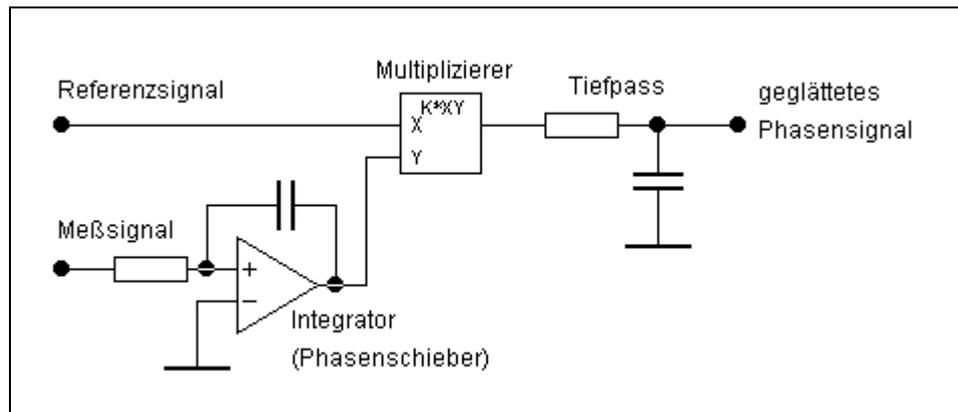


Abb. 2.11: Einfacher Aufbau eines Phasenkomparators

Entgegen der zuvor beschriebenen Methode zum Aufbau eines digitalen Phasenkomparators läßt sich also auch mit wenigen und kostengünstigen analogen Bauteilen ein Phasenkomparator aufbauen. Hierbei wird zwar die Eigenschaft in Kauf genommen, daß das Ausgangssignal keine lineare Funktion der zu messenden Phasendifferenz der beiden Eingangssignale darstellt. Dies ist bei einer Vielzahl von PLL-basierten Schaltungen, bei denen lediglich die Detektion eines Phasenunterschieds ungleich Null gefordert ist, aber nicht von Bedeutung.

Aufgrund dessen ist der Einsatz analoger Phasenkomparatoren durchaus üblich. In [11] wird eine Methode beschrieben, bei der auf der Basis eines Multiplizierers ein sogenannter Lock-in Amplifier aufgebaut wird. Dieser ist in der Lage, extrem schwache und verrauschte Sinussignale zu detektieren und praktisch rauschfrei mit beliebiger Amplitude zu reproduzieren.

Zusätzlich sind für die nachfolgend vorgestellten Schaltungen zur Meßmethode nach dem „Wavemode Locking“-Verfahren Phasenmessungen auf der Basis analoger Multiplizierer denkbar. Dies war der Anlaß, sie in diesem Kapitel eingehend zu beschreiben.

2.3 Abstandsmessung durch die 'Wavemode-Locking-Methode' (WML)

(Literaturquelle: [2])

Es wurde zuvor eine Meßmethode beschrieben, bei der aus der Phasenverschiebung zwischen einem kontinuierlich abgesendetem und dem empfangenen Signal die Laufzeit und damit der Abstand zwischen dem Sender/Empfänger und der Reflexionsfläche bestimmt wurde.

Es soll nun ein Verfahren zur Abstandsbestimmung vorgestellt werden, welches auf einem anderen Meßprinzip beruht: koppelt man Ultraschallwellen in den Luftspalt zwischen dem Ultraschallsender und der Reflexionsfläche ein, so ergibt sich zu jeder Breite des Luftspaltes eine spezifische Wellenlänge oder „Wavemode“, bei der sich genau eine ganzzahlige Anzahl von Wellenzügen im Luftspalt befindet. In diesem Betriebszustand schwingen das abgesendete sowie das Empfangssignal phasengleich.

Die Bestimmung des Abstandes kann dann über eine genaue und störungsunempfindliche Messung der Frequenz erfolgen. Auf den hohen schaltungstechnischen Aufwand zur Verbesserung der Präzision eines Phasenkomparators, wie er bei einer Abstandsmessung über die Phasendifferenz nötig wäre, kann hierbei verzichtet werden. Die benötigte Schaltung zur Signalauswertung wird äußerst einfach auf der Basis eines PLL (Phase locked loop) aufgebaut und muß lediglich in der Lage sein, die Phasengleichheit von Sende- und Empfangssignal zu detektieren, und bei einer Änderung der Luftspaltbreite die Ultraschallfrequenz entsprechend nachzuführen. Dies impliziert natürlich die Voraussetzung, daß für das WML-Verfahren ein Ultraschallsender mit hoher Bandbreite benötigt wird. Im Hinblick auf die zu erreichende Präzision erscheint dieser Aufwand allerdings gerechtfertigt.

2.3.1 Theoretische Grundlagen

Wie zuvor erwähnt, besteht das Arbeitsprinzip einer Schaltung für das Wavemode-Locking Verfahren im wesentlichen daraus, die Betriebsfrequenz des Ultraschallschwingers so zu justieren, daß sich eine exakt ganzzahlige Anzahl von Wellenlängen im Luftspalt befindet. Dies wird in Abbildung 2.12 verdeutlicht:

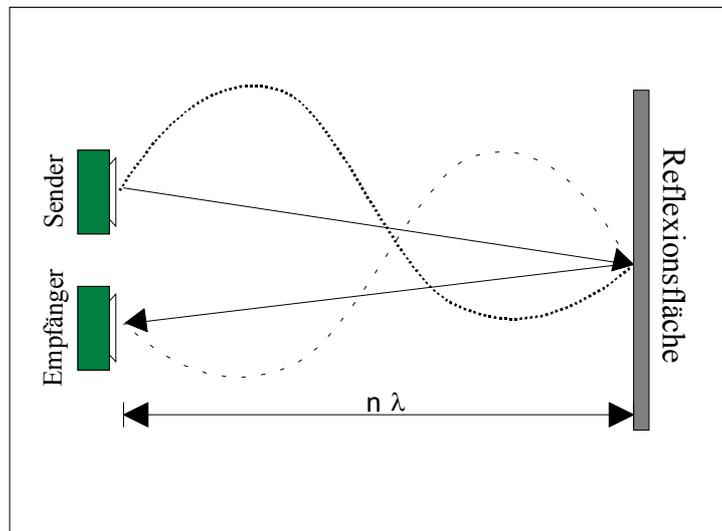


Abb. 2.12: Resonanzmode

Die zu messende Distanz kann dann über die Frequenz des Ultraschallsenders f_{US} ^[3.1] und der Schallgeschwindigkeit c in Luft^[3.2] gemäß der Beziehung

$$d = n \cdot \lambda_{US} = n \cdot \frac{c}{f_{US}} \quad (\text{Gl. 2.10})$$

ermittelt werden.

Der Buchstabe n in Gleichung 2.10 repräsentiert hierbei die Anzahl von „Wellenlängen“ im Signalweg. Im obigen Bild ist $n=1$, allerdings ist beim Betrieb des Sensors natürlich auch eine andere Anzahl möglich. Um eine eindeutige Abstandsangabe machen zu können, muß das n natürlich stets bekannt sein.

2.3.2 Praktische Realisierung

Einige Komponenten, die bei der zuvor beschriebenen Messung im Phasenvergleich benötigt wurden, finden sich auch in der neuen Schaltung wieder, wie in Abbildung 2.14 deutlich wird:

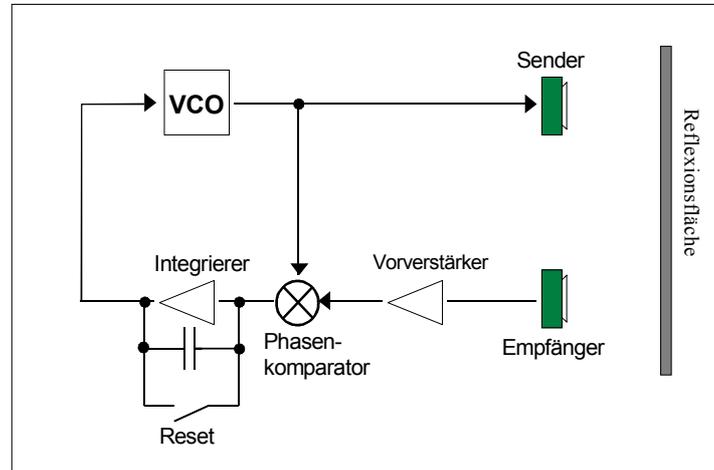


Abb. 2.14: Blockschaltbild für das Wavemode-locking

Es wird zunächst ein Phasenkomparator benötigt, um die Phasendifferenz zwischen dem kontinuierlich abgesendetem und dem empfangenen Ultraschallsignal zu messen und in Form einer Gleichspannung auszugeben. Das Ausgangssignal wird dann dem nachgeschalteten Integrator zugeführt. Bei einer Phasendifferenz ungleich Null steigert dieser kontinuierlich das Ausgangssignal, welches eine Frequenzänderung des nachgeschalteten VCO (Voltage Controlled Oscillator) nach sich zieht. Erst bei völliger Phasengleichheit befindet sich das System im Gleichgewicht und ist „eingelockt“. Über eine Messung der Ausgangsfrequenz kann nun gemäß Gleichung 3.1 der Abstand zur Reflexionsfläche ermittelt werden. Alternativ kann natürlich auch die Steuerspannung des VCO gemessen werden, die zur Frequenz des Ausgangssignals in guter Näherung proportional ist.

Eine einfache Schaltung gemäß dem obigen Blockschaltbild kann damit gemäß den Angaben in [5] folgendermaßen implementiert werden:

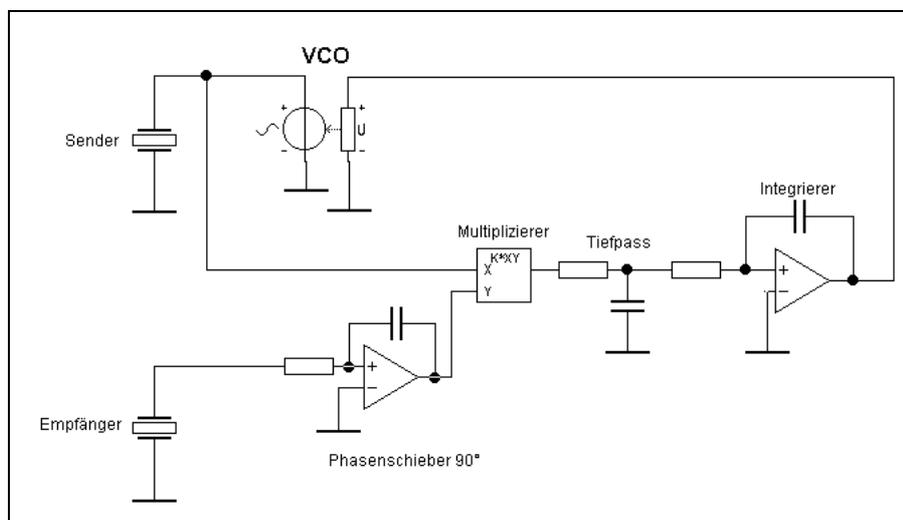


Abb. 2.15: Einfache Realisierung einer WML-Schaltung

Hierbei wird das empfangene Ultraschallsignal zunächst mit Hilfe eines Integrierers um 90° phasenverdreht, um den in Abbildung 2.10 dargestellten Kennlinienverlauf am Ausgang des Multiplizierers zu erhalten. Zusätzlich kann es an dieser Stelle auf das Niveau des Sendesignals vorverstärkt werden. Anschließend werden das phasenverdrehte Empfangssignal sowie das Sendesignal dem Multiplizierer zugeführt. Dieser liefert gemäß Gleichung 2.9 an seinem Ausgang eine AC-Wechselanteilkomponente mit der doppelte Frequenz, sowie eine DC-Gleichanteilkomponente proportional zu $\sin(\varphi)$, wobei φ die Phasenverschiebung zwischen Sende- und Empfangssignal darstellt. Die Funktion eines Multiplizierers als Phasenkomparator ist in Kapitel 2.2.8 eingehend beschrieben worden.

Der nachgeschaltete Tiefpass dient dazu, die AC-Komponente des Ausgangssignals auszublenden. Der verbleibende Gleichanteil steuert dann, wie bereits anhand des Blockschaltbildes beschrieben, über einen Integrierer den VCO an, der die Betriebsfrequenz des Ultraschallsenders dann entsprechend nachregelt.

Ein detaillierter Schaltplan einer WML-Schaltung ist in Anhang A abgedruckt. Die Schaltung arbeitet mit zwei 40kHz-Transducern und bietet über Jumpereinstellungen auch die Möglichkeit, nach dem nachfolgend beschriebenen Prinzip des Resonance Mode Locking mit einem Ultraschallsender zu arbeiten. Die Schaltung wurde im Rahmen einer Vorführung am 16. Juli 1999 bei der FAG vorgestellt.

Natürlich ist die Kombination aus Phasenkomparator und VCO auch als integrierter PLL-Baustein kommerziell erhältlich. Bei einer Betriebsfrequenz im Megahertzbereich ist der Einsatz eines integrierten Bausteins gemäß den Angaben in [5] sogar dringend empfohlen. Da der Phasenkomparator hierbei in der Regel ähnlich der in Abbildung 2.4 im Kapitel 2.2.3 abgebildeten Schaltung auf der Basis einer digitalen Logik mit Rechtecksignalen (zumeist in TTL-Logik) arbeitet, müssen die Eingangssignale beispielsweise mit Hilfe eines Komparators in Rechteckschwingungen umgewandelt werden

2.4 Abstandsmessung durch Resonance Mode Locking (RML) mit einem Ultraschallwandler

Im zuvor vorgestellten Wavemode-Locking Verfahren wurde mit Hilfe eines Phasenkomparators und eines VCO die Ultraschallfrequenz so eingestellt, daß sich immer eine Anzahl n Wellenlängen im Signalweg befindet. Zur Bestimmung der Phasendifferenz zwischen den Signalen wird die Steuerspannung des Ultraschallsenders mit der Ausgangsspannung des separaten Empfängers verglichen.

Es soll nun gezeigt werden, daß die Kombination aus Ultraschallsender, Luftspalt und Reflexionsfläche ein Resonatorsystem darstellt, in dem sich unter bestimmten Bedingungen eine stehende Welle oder „Resonanzmode“ aufbauen kann. Der Resonanzeffekt tritt, wie vielfach in der Physik, dann ein, wenn die Länge des Resonators bzw. des Luftspaltes einem ganzzahligen Vielfachen der halben Wellenlänge entspricht. Das Verfahren ist also offensichtlich eng mit dem zuvor beschriebenen WML-Verfahren verwandt.

Für die Detektion der Resonanz bedient man sich dann der Tatsache, daß sich beim Einstellen eines Resonanzzustandes der Wellenwiderstand des Luftspaltes ändert. Da dieser und der Ultraschallsender über die Membranfläche mechanisch-elektrisch gekoppelt sind, wird damit auch die komplexe elektrische Impedanz des Ultraschallsenders verändert. Es ist also bereits über eine Messung der Senderimpedanz möglich, einen Regelkreis ähnlich wie beim WML-Verfahren zu realisieren. Der Einsatz eines separaten Empfängers wird hierbei überflüssig.

Neben offensichtlichen Kosteneinsparungen hat dies vor allem Vorteile beim Einbau des Sensorsystems in ein Radlager mit extrem beengten Platzverhältnissen. Insbesondere muß das Ultraschallsignal nicht vom Sender in einen separaten Empfänger eingekoppelt werden, was bei einem geringen Abstand zur Reflexionsfläche durchaus Probleme bereiten kann. Stattdessen kann der Ultraschallsender nahezu beliebig dicht an die Reflexionsfläche herangesetzt werden, wodurch sowohl die Dämpfung in Luft als auch die Empfindlichkeit gegenüber Turbulenzen stark vermindert wird. Aufgrund dessen ist hier auch der Einsatz eines mikrosystemtechnisch hergestellten Ultraschallsenders mit kleinen Abmessungen und geringer Leistungsaufnahme denkbar. Zusätzlich treten beim Einsatz eines einzelnen Transducers natürlich prinzipiell keine ungewollten Übersprecheffekte auf.

Eine Auswerteschaltung für dieses vielversprechende Meßprinzip muß also über eine Messung der komplexen Impedanz des Ultraschalltransducers den gewünschten Resonanzzustand detektieren, und das System in diesem halten. Die Bestimmung des Abstandes erfolgt dann, genau wie beim zuvor beschriebenen Wavemode-Locking Verfahren mit einem zusätzlichen Empfänger, über eine Messung der Frequenz.

Die Vorgehensweise, eine Abstimmung der Frequenz über die Impedanz der Signalquelle vorzunehmen, ist im Prinzip nicht neu. Auch bei durchstimmbaren Lasern wird die Betriebsfrequenz auf ähnliche Weise an die Länge des Resonators angepaßt (Quelle: Vorlesung „optoelektronische Bauelemente“ bei Prof. Dr. Silber, Universität Bremen).

Es handelt sich beim vorgestellten Verfahren folglich um eine Abwandlung einer bereits bestehenden Meßmethode auf die Ultraschalltechnik.

2.4.1 Theoretische Grundlagen

Wie zuvor beschrieben, soll der bisher benötigte separate Ultraschallempfänger entfallen. Stattdessen wird nur noch mit einem Ultraschallsender gearbeitet. Unter der Voraussetzung, daß sich der Wandler in unmittelbarer Nähe zur Reflexionsfläche befindet, steht dieser unter dem Einfluß des einfallendem Reflexionssignals:

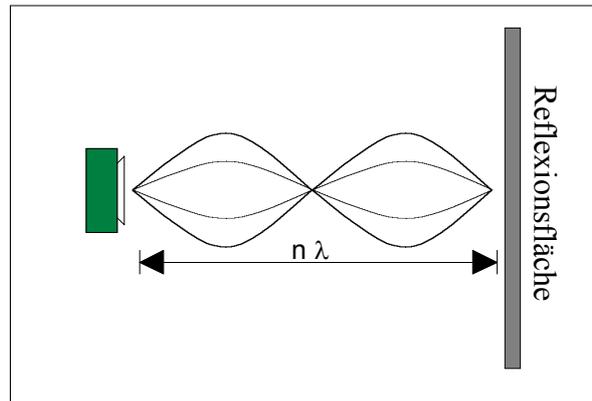


Abb. 2.16: Stehende Welle im Luftspalt

(Literaturquelle: [1])

Hierbei „sieht“ der Ultraschallsender bei der Einkopplung der Ultraschallwellen in Luft eine Impedanz Z_A der akustischen Übertragungsstrecke, die zum einen von der Dämpfung in Luft und der unvollständige Reflexion am Reflektor bestimmt wird, zum anderen aber auch im Sinne der Leitungstheorie in der Hochfrequenztechnik von der Länge d des Luftspaltes abhängt. Die Eingangsimpedanz Z_A des akustischen Luftspalt-Reflektor-Systems ist bestimmt durch die Beziehung:

$$Z_A = Z_{LUFT} \cdot \frac{Z_{REFL} \cdot \cos \beta d + j Z_{LUFT} \cdot \sin \beta d}{Z_{LUFT} \cdot \cos \beta d + j Z_{REFL} \cdot \sin \beta d} \quad (\text{Gl. 2.11})$$

(Literaturquelle: [13])

Hierbei stellt Z_{LUFT} den akustischen Wellenwiderstand der Luft und Z_{REFL} die akustische Impedanz der als nichtideal angenommenen Reflexionsfläche dar. Die Größe β wird als Ausbreitungsfaktor oder Übertragungsmaß bezeichnet und ist im allgemeinen Fall komplex. Die genauere Bestimmung des Ausbreitungsfaktors erfolgt mit

$$\beta = 2\pi/\lambda + j\alpha \quad (\text{Gl. 2.12})$$

wobei α der Dämpfungskoeffizient der Luft ist. Kennzeichnend für den Resonanzzustand bei $d=n\cdot\lambda/2$ ist nun, daß der Ausdruck $\beta\cdot d$ zu

$$\beta\cdot d = n\cdot\pi + j\alpha\cdot n\cdot\lambda/2$$

wird.

Bei vernachlässigter Dämpfung ($\alpha=0$) wird der Ausdruck für $\beta \cdot d$ dann reellwertig mit $\beta \cdot d = n \cdot \pi$. In Gleichung 2.11 eingesetzt reduziert sich die akustische Impedanz damit zu

$$Z_A = Z_{REFL}$$

es verbleibt also der reine akustische Widerstand der Reflexionsfläche. Der Wellenwiderstand des Luftspaltes wird bei Vernachlässigung der Dämpfung in diesem Betriebszustand zu Null.

Wie eingangs beschrieben, ändert sich mit der akustischen Impedanz auch die Gesamtimpedanz des Systems aus Ultraschallsender und Übertragungstrecke (Abb. 2.16). Neben dem Betrag ist hierbei auch der Phasenwinkel der komplexen Impedanz beim Durchlaufen des Resonanzzustandes einer großen Änderungsrate unterlegen. Da eine Messung des Phasenwinkels in der Regel unkomplizierter als die Messung des Absolutbetrags ist, wurden die RML-Regelkreise in beiden zugrundeliegenden Literaturquellen [1] und [13] auf der Basis einer Phasenmessung aufgebaut.

In Abbildung 2.17 ist der Verlauf des Phasenwinkels eines Ultraschallsenders über der Länge des Luftspaltes d aufgetragen. Die Meßwerte wurden der Literaturquelle [1] entnommen. Bei einer Kontrollmessung im IMSAS der Universität Bremen konnte der Kurvenverlauf anhand der benutzten 40kHz-Transducer (Murata MA40S) jedoch gut reproduziert werden.

Als Meßstand wurde hier ein mechanischer Aufbau eingesetzt, bei dem der Abstand zwischen dem Sender und der Reflexionsfläche mit Hilfe einer Mikrometerschraube variiert werden konnte.

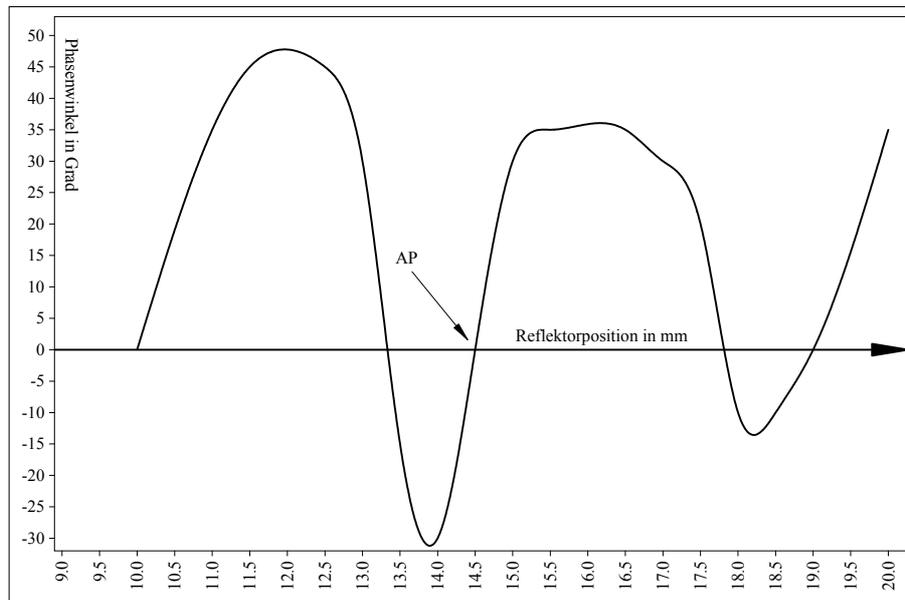


Abb. 2.17: Verlauf des Phasenwinkels der komplexen Impedanz

Hieraus wird ersichtlich, daß sich mit steigendem Abstand zwischen Sender und Reflexionsfläche und damit verändertem Phasenwinkel zwischen gesendetem und reflektiertem Signal auch der Impedanzwinkel des Ultraschalltransducers ändert. Insbesondere fällt auf, daß sich Kurvenabschnitte mit großer Steigung ($\delta\varphi/\delta d = \max$) periodisch im Abstand der halben Wellenlänge des Ultraschallsignals (ca. 9mm bei 40kHz) wiederholen. Dies deutet auf ein Durchlaufen des Resonanzzustandes bei einer Distanz von jeweils $n \cdot \lambda/2$ hin (Literaturquelle: [13]).

Denkbar ist nun, über den oben beschriebenen Phasenverlauf einen Phase Locked Loop mit einem Arbeitspunkt auf diesem Kurvenstück mit großer Steigung zu realisieren, wie in obiger Abbildung mit AP gekennzeichnet. Bei einer kleinen Veränderung der Reflektorposition ergäbe sich dann eine deutliche Änderung des Phasenwinkels, und ein hiermit angesteuerter VCO würde die Frequenz sofort nachregeln, um den Arbeitspunkt wieder einzustellen. Hierdurch wird eine große Sensitivität der Schaltung und damit eine hohe Auflösung erzielt. Im nächsten Kapitel wird die Umsetzung eines derartigen Regelkreises genauer beschrieben. Die Bestimmung des Abstandes erfolgt dann, wie bereits beim WML-Verfahren, gemäß Gleichung 2.10 über eine Messung der Frequenz.

Es muß zuvor jedoch nochmals auf die auftretende Wellenzahl n eingegangen werden. Bereits beim WML-Verfahren wurde angemerkt, daß n bekannt sein muß, um die Eindeutigkeit der Messung zu gewährleisten. Beim Resonanzbetrieb kommt erschwerend hinzu, daß sich die Wellenzahl n auch während des Betriebs ändern kann. Diesen Vorgang bezeichnet man als einen Modensprung. Es handelt sich hierbei um das physikalischen Phänomen, daß bei einer Veränderung der Resonatorlänge die Resonanzwellenlänge zunächst linear „mitgezogen“ wird, bis ab einer bestimmten Grenze die nächste Schwingungsmode einen energetisch günstigeren Zustand darstellt (*Quelle: Vorlesung „optoelektronische Bauelemente“ bei Prof. Dr. Silber, Universität Bremen*). Die Resonanzfrequenz ändert sich dann sprunghaft auf den nächsthöheren oder -niedrigeren Wert, so daß sich nun ein „Schwingungsbauch“ mehr im Luftspalt befindet.

Der bisherige stabile Resonanzzustand wird in diesem Moment gestört, und es wird die nächste Resonanzmode angeregt, die der vorhergehenden die Schwingungsenergie entzieht. Natürlich muß das Sensorsystem so entworfen werden, daß es sich auf die neu entstehende Resonanzmode einregelt (*Literaturquelle: [1]*).

Um den Ablauf eines Modensprungs zu veranschaulichen, ist der simulierte Frequenzverlauf eines 40kHz-Ultraschallsensors in Abbildung 2.13 dargestellt. Bei kontinuierlicher Steigerung des Abstandes ergibt sich gemäß Gleichung 2.10 folgender Frequenzverlauf:

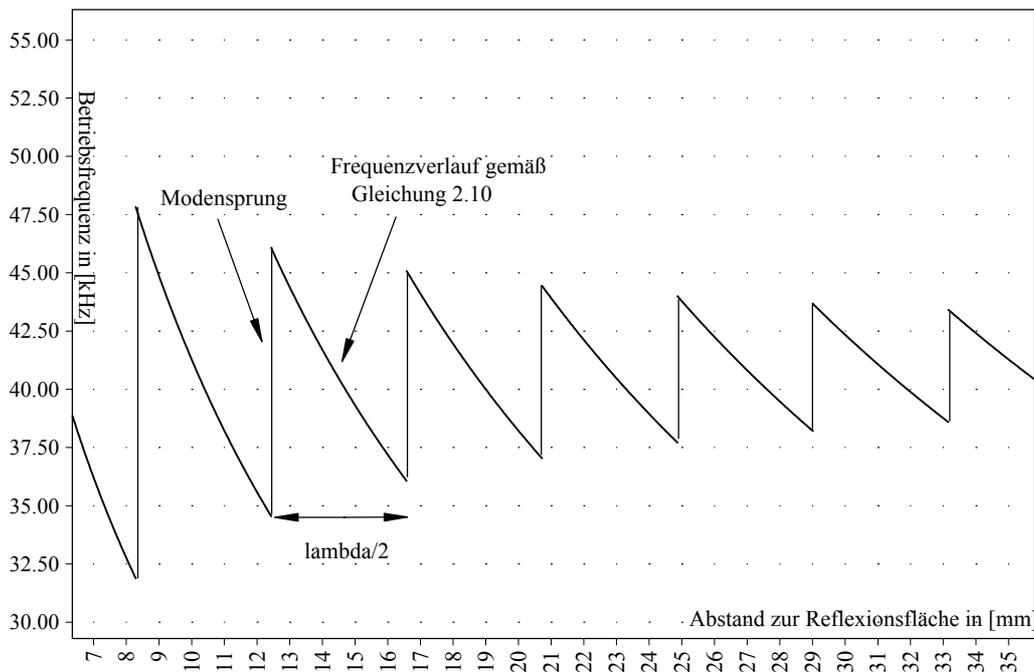


Abb. 2.13: Verlauf der Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Luftspaltbreite

Anhand der Abbildung ist erkennbar, daß bei einer Steigerung des Abstandes die Frequenz nur solange gemäß Gleichung 2.10 abnimmt, bis eine weitere Wellenlänge in den Signalweg (entsprechend der doppelten Distanz d) „hineinpaßt“. In diesem Moment erhöht sich die Wellenzahl n um eins, und die Frequenz springt zurück auf einen entsprechend höheren Wert. Die Distanzen, bei denen ein Modensprung stattfindet, liegen hierbei stets äquidistant im Abstand einer halben Wellenlänge des Ultraschallsignals. In [3] wird auf den Charakter eines Modensprungs detailliert eingegangen.

In [13] ist es sogar gelungen, diesen Betriebszustand innerhalb einer sprunghaften Frequenzänderung als Arbeitspunkt eines Phase-Locked-Loop einzustellen. Dies bedeutet, daß der Regelkreis hochempfindlich auf kleine Abstandsänderungen reagiert und damit mit besonders hoher Präzision arbeitet. Dieser Betriebszustand ist allerdings besonders schwierig einzustellen, in sämtlichen übrigen WML-Schaltungen wird daher im annähernd linearen Bereich zwischen zwei Modensprüngen gearbeitet. Dies wird dadurch erreicht, daß die maximalmögliche Auslenkung der Reflexionsfläche die halbe Wellenlänge (im obigen Fall 10mm) nicht überschreitet. Andernfalls müßte die Schaltung um eine Komponente erweitert werden, welche einen Frequenzsprung detektiert und die Änderung der Wellenzahl n in Gleichung 3.1 berücksichtigt, um die Eindeutigkeit des Meßergebnisses zu gewährleisten.

Es handelt sich bei derartigen Frequenzsprüngen aber nicht um ein spezifisches Problem des Wavemode-Lockings. Auch bei einer Messung des Abstandes im Phasenvergleich tritt beispielsweise eine sprunghafte Änderung des Ausgangssignals auf, sobald die Phasendifferenz die Meßgrenze von 2π überschreitet [3.5].

2.4.2 Praktische Realisierung

Die Änderung gegenüber der Schaltung nach dem Wavemode-Locking-Verfahren mit einem separaten Empfänger besteht lediglich darin, daß dem Phasenkomparator nun nicht mehr das Spannungssignal des Empfängers zugeführt wird, sondern stattdessen ein Widerstand in die Zuleitung zum Sender eingefügt wird. Über diesen fällt dann gemäß dem ohmschen Gesetz eine zur Stromstärke proportionale Spannung ab. Der Phasenkomparator bestimmt damit die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom am Ultraschallsender und liefert damit die nötige Information über dessen Impedanzwinkel in Form eines Spannungssignals. Dieses steuert dann den nachgeschalteten VCO an. Genau wie bei der im vorhergehenden Kapitel vorgestellten Schaltung ist auch hier wieder ein Integrierer vorgesehen, um eine bleibende Reglerabweichung zu vermeiden:

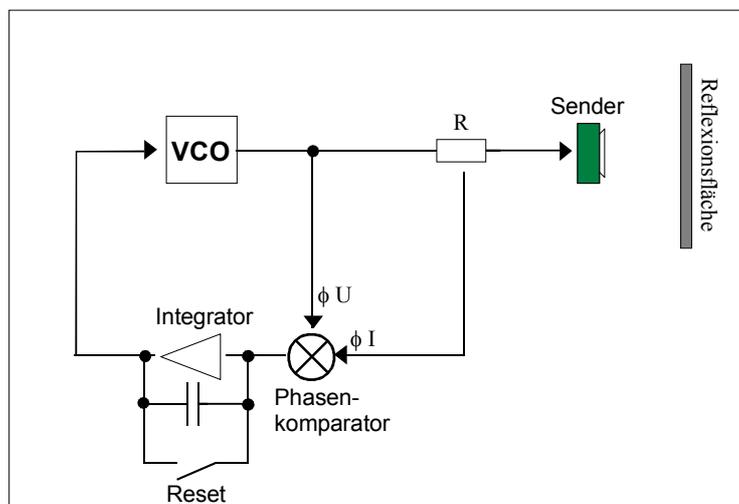


Abb. 2.18: Blockschaltbild für das RML-Verfahren mit einem Transducer

(Literaturquelle: [1])

Es ist also ohne wesentlichen Mehraufwand möglich, die Schaltung für einen Ultraschall-Abstandssensor auf der Basis eines einzigen Transducers zu realisieren. Es sei an dieser Stelle nochmals auf die im Anhang A abgedruckte, kombinierten Schaltung für das „Wavemode-Locking“ mit zwei sowie das „Resonance Mode Locking“-Verfahren mit einem Ultraschallschwinger hingewiesen.

Voraussetzung dieses Meßprinzips ist allerdings die eingangs beschriebene deutliche Impedanzänderung des Ultraschallsenders unter Einwirkung des Reflexionssignals. Dieses Problem ist nicht trivial. Bei den innerhalb des Versuchsaufbaus am IMSAS eingesetzten 40kHz-Transducern (Murata MA40S) konnte der Effekt zwar beobachtet werden, bei den übrigen untersuchten Sensorausführungen konnte allerdings keine Impedanzänderung festgestellt werden. Auf eine mögliche Erklärung wird in Literaturquelle [6] hingewiesen: Aufgrund der schlechten Impedanzanpassung zwischen dem Transducer und dem Übertragungsmedium Luft wird ein Großteil der elektrischen Leistung vom Ultraschallsender reflektiert. Nur ein kleiner Anteil wird tatsächlich in Schallenergie umgewandelt. Die auf einer akustischen Resonanz beruhenden Effekte werden daher von den im Vergleich erheblich größeren elektrische Reflexionen maskiert. Der Effekt ist mit den aus der HF-Technik bekannten Reflexionseffekten bei falsch dimensionierten Abschlußwiderständen an Wellenleitungen vergleichbar.

In [6] ist zur Lösung des Problems ein Aufbau beschrieben, bei dem eine sogenannten „Dummy Load“, also eine an die elektrische Impedanz des Ultraschallsenders angepasste Lastimpedanz, einen Teil der elektrischen Reflexionen aufnimmt, so daß der akustische Effekt deutlicher hervortritt.

2.4.3 Zusammenfassung

Ungeachtet dieser Umstände läßt sich mit diesem Arbeitsprinzip gemäß den Angaben in der Literatur aber dennoch eine extrem präzise Abstandbestimmung mit einer Genauigkeit in der Größenordnung eines Bruchteils der Ultraschallwellenlänge erzielen.

Mit den zuvor erwähnten 40kHz-Sendern wurde in [1] bereits eine Auflösung von 2,3µm erreicht. Der Sensor wurde hier über einer Papierrolle installiert, um die Dicke von übereinandergeliebten Papierschichten zu ermitteln.

Mit einer professionelleren Sensorausführung mit 275kHz Betriebsfrequenz und einer Anpassungsschicht aus Epoxid wurde in [13] demgegenüber eine Genauigkeit von weniger als einem halben Mikrometer (0,5µm), oder anders ausgedrückt, Auflösungen in der Größenordnung von 1/2000 der Wellenlänge angegeben. Der Sensor wurde hierbei erprobt, indem die Dicke einer auf Quarzglas aufgetragenen Aluminiumschicht bestimmt wurde. Der Sensor befand sich hierbei in einem Abstand von 0,6mm von der Oberfläche. Die erzielbare Genauigkeit betrug in dieser Anordnung maximal 0,25µm.

Diese Zahlenwerte legen nahe, daß es sich bei der in diesem Kapitel beschriebenen Meßmethode im Hinblick auf die Genauigkeit um das vielversprechendste Meßprinzip handelt. Die in Kapitel 2.4 aufgeführten Vorteile (niedrige Betriebsfrequenzen, dichte Platzierung an der Reflexionsfläche etc.) vereinfachen zudem im Sinne der beschriebenen Anwendung den Einbau des Sensorsystems in ein Radlager.

Das Meßprinzip sollte daher bei der Entwicklung eines leistungsfähigen Systems unbedingt im Auge behalten werden.

3.

**Aufschlüsselung von
Störeinflüssen**

3.1 Doppler-Effekt

(Literaturquelle: [7])

Eine Bewegung des Lagerinnenrings auf den im Lageraußenring eingebetteten Ultraschallempfänger zu (bzw. von ihm weg) führt gemäß dem Doppler-Effekt zu einer Verschiebung der Frequenz der reflektierten Welle um die sogenannte Doppler-Frequenz. Diese berechnet sich nach Gleichung 3.1:

$$f_d = \frac{2 \cdot v}{c} \cdot f_{US} \quad (\text{Gl. 3.1})$$

Die Größe v kennzeichnet hierbei die Bewegungsgeschwindigkeit des Lagerinnenrings in Bezug auf den Lageraußenring, c ist die Schallgeschwindigkeit in Luft ^[3.2]. Der Faktor zwei taucht auf, da eine Änderung des Abstandes zur Reflexionsfläche eine doppelt so große Änderung des akustischen Signalweges zur Folge hat.

Dieser Effekt hat natürlich Auswirkungen auf die gemessene Phasendifferenz. So muß die Gleichung für den zeitlichen Verlauf des Empfangssignals bei einem sinusförmigen Sendesignal erweitert werden zu

$$s_r(t) = A_r \cdot \sin(2\pi(f_{US} + f_d) \cdot t - \Delta\varphi') \quad (\text{Gl. 3.2})$$

mit

$$\Delta\varphi' = \frac{2\pi \cdot (f_{US} + f_d)}{c} \cdot 2d(t) \quad (\text{Gl. 3.3})$$

Der vollständige Ausdruck für das Empfangssignal lautet daher:

$$s_r(t) = A_r \cdot \sin\left(2\pi(f_{US} + f_d) \cdot t - \frac{2\pi(f_{US} + f_d)}{c} \cdot 2d(t)\right) \quad (\text{Gl. 3.4})$$

$$= A_r \cdot \sin\left(\underbrace{2\pi f_{US} \cdot t - \frac{2\pi f_{US} \cdot 2d(t)}{c}}_{\text{Gewünschte Meßgröße}} + \underbrace{\left[2\pi f_d \cdot t - \frac{2\pi f_d \cdot 2d(t)}{c}\right]}_{\text{Dopplereffekt}}\right)$$

Bleibt nun festzustellen, bis zu welcher Geschwindigkeit der Dopplereffekt vernachlässigbar ist. Geht man von der eingangs geforderten Winkelauflösung von einem Grad aus, so darf der gesamte Term in der runden Klammer durch den Dopplereffekt nur um 1/360 verfälscht werden.

Dies bedeutet gemäß Gleichung 3.1, daß die Dopplerfrequenz nur 1/360 der Ultraschallfrequenz betragen darf. Mit Hilfe von Gleichung läßt sich daraus die maximal zulässige Geschwindigkeit zu

$$v_{\max} = \frac{f_d}{f_{us}} \cdot \frac{c}{2} = \frac{1}{360} \cdot \frac{344 \frac{m}{s}}{2} = 0,48 \frac{m}{s}$$

bestimmen.

Für die konkrete Anwendung im Radlager ist dies ein unrealistisch hoher Wert. Geht man von einer maximal möglichen Auslenkung von $\pm 200 \mu\text{m} = 400 \mu\text{m}$ aus, so müßte dieser Lastwechsel von einer Richtung in die entgegengesetzte innerhalb von $833 \mu\text{s}$ erfolgen.

Zusätzlich ist anzumerken, daß der Dopplereffekt nur für die Zeitdauer eines Lastwechsels und damit verbundenen Lagerbewegung auftritt. Im statischen Fall entsteht kein Meßfehler. Die Berücksichtigung des Effektes ist daher entbehrlich.

3.2 Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit

Im den verschiedenen Theorieteil taucht an mehreren Stellen ein Parameter auf, der zunächst als Konstante betrachtet wurde: die Schallgeschwindigkeit c in Luft. Diese zeigt allerdings eine starke Temperaturabhängigkeit. Sie kann also im Betrieb des Sensors, insbesondere beim Einbau in ein mechanisch bewegtes Radlager in unmittelbarer Nähe zu starken Wärmequellen (Bremscheiben, Reibung der Kugeln) großen Schwankungen unterlegen sein.

Die vollständige Beziehung für die Schallgeschwindigkeit in Gasen in Abhängigkeit von der absoluten Temperatur in Kelvin lautet (*Quelle: [15]*):

$$c = \sqrt{\kappa \cdot R_s \cdot T} \quad (\text{Gl. 3.5})$$

κ bezeichnet hierbei den Adiabatenkoeffizienten, während R_s die spezifische Gaskonstante darstellt.

Im konkreten Fall mit Luft als Ausbreitungsmedium kann die Schallgeschwindigkeit im Bereich zwischen -20°C und 40°C linear angenähert werden durch:

$$c = (331,5 + 0,6 \cdot T) \text{ m/s} \quad (T \text{ in } ^\circ\text{C}) \quad (\text{Gl. 3.6})$$

Betrachtet man nun innerhalb dieses linearen Bereiches die beide Extremfälle, also einen Temperaturunterschied zwischen -20°C und 40°C , so betragen die entsprechenden Ausbreitungsgeschwindigkeiten:

$$c_{-20^{\circ}\text{C}} = 319.5 \text{ m/s}$$

$$c_{40^{\circ}\text{C}} = 355.5 \text{ m/s}$$

Der Temperatureffekt macht sich dann bei einer Phasenmessung gemäß Gleichung 2.5 folgendermaßen bemerkbar:

$$\frac{\Delta\varphi_{-20^{\circ}\text{C}}(t)}{\Delta\varphi_{40^{\circ}\text{C}}(t)} = \frac{\frac{2\pi \cdot f}{c_{-20^{\circ}\text{C}}} \cdot 2d(t)}{\frac{2\pi \cdot f}{c_{40^{\circ}\text{C}}} \cdot 2d(t)} = 1,113$$

Dies entspricht bereits einer Änderung von 11,3 Prozent bzw. 40.68 Grad. Da im Laufe des Sensorbetriebs auch noch größere Temperaturschwankungen im Bereich von -40°C bis 160°C möglich sind, muß der Temperatureffekt unbedingt durch entsprechende Maßnahmen kompensiert werden. Prinzipiell sind hierbei zwei Vorgehensweisen denkbar:

- Unter der Annahme, daß es sich bei einer Temperaturdrift im Vergleich zu der durch die Auslenkung des Lagers hervorgerufene Phasenänderung um einen sehr viel langsameren Vorgang über den Zeitraum einiger Minuten handelt, so könnte der Temperatureffekt durch eine Ausblendung von sehr niederfrequenten Driftanteilen im Ausgangssignal beseitigt werden.
- Falls der Aufbau des Sensorsystems im Radlager eine Anordnung von zwei Ultraschallsensoren auf gegenüberliegenden Seiten des Lagerinnenrings zuläßt oder gar erfordert, so kann der auf beide Messungen gleichförmig einwirkende Temperatureffekt durch eine Subtraktion der beiden Meßsignale kompensiert werden. Übrig bleibt dann allein die durch die Auslenkung des Lagers hervorgerufene Phasenänderung, und zwar um den Faktor zwei verstärkt. Dies beinhaltet zusätzlich den Vorteil, daß durch die doppelte Messung der Rauscheinfluß um den Faktor $\sqrt{2}$ (41%) verringert wird. Als Nachteil wäre einzuwenden, daß dabei auch der Dopplereffekt um den Faktor 2 hervorgehoben wird. Allerdings dürfte er sich damit nach wie vor unterhalb der Toleranzgrenze befinden.

3.3 Externe Rauschquellen

(Literaturquelle: [11])

Unter Berücksichtigung des Einsatzgebietes des Sensors können eine Reihe von externen Rauschquellen auftreten. Als Beispiel wären hier elektronische Komponenten wie die Motorzündung oder elektrische Motoren zu nennen. Es handelt sich hierbei um sogenannte **asynchrone Rauschquellen**, d.h. sie sind nicht mit dem Meßsignal korreliert und treten nicht notwendigerweise im Frequenzbereich des Nutzsignals oder seinen harmonischen Oberwellen auf. Sie können daher durch eine geeignete Filterung aus dem Nutzsignal entfernt werden.

Hierbei wird allerdings gleichzeitig die Dynamik der Abstandsmessung eingeschränkt. Dies ist anschaulich leicht verständlich: Sperrt man mit Hilfe eines Tiefpasses hochfrequente Störanteile in dem Meßsignal, so wird das Nutzsignal im Falle einer schnellen Änderung dadurch ebenfalls beeinflusst. Da im vorliegenden Fall allerdings ein extrem großer spektraler Abstand zwischen dem langsam veränderten Nutzsignal und eingekoppelten hochfrequenten Störanteilen zu erwarten ist, fällt diese Einschränkung kaum ins Gewicht.

Es können im Betrieb jedoch auch **synchrone Rauschquellen** auftreten, die sehr wohl mit dem Nutzsignal korreliert sind und demzufolge auch in dessen Frequenzbereich fallen. Als Beispiel wäre hier ein elektrisches Überkoppeln zwischen dem Sender und dem Empfänger zu nennen, wie es bei einem Großteil der dem IMSAS vorliegenden Ultraschallschwingern nachgewiesen wurde. Eine derartige Störung kann sich mit dem Nutzsignal überlagern und Fehler in der Messung verursachen. Viele dieser Störquellen können durch einen verbesserten Aufbau des Sensorsystems minimiert werden. Man kann prinzipiell in drei Arten von Einkopplung unterscheiden:

3.3.1 Kapazitive Einkopplung

Ein beliebiges Wechselspannungssignal von einem nahegelegenen elektronischen Gerät kann über die sogenannte Streukapazität Störungen in das Meßsignal einkoppeln. Auch wenn die Streukapazität unter Umständen sehr klein ist, so kann die eingekoppelte Störung immer noch größer sein als ein schwaches Empfangssignal. Dies wirkt sich insbesondere dann verheerend aus, wenn es sich um eine synchrone Rauschquelle handelt.

Man kann den Rauschstrom, der durch eine kapazitive Störeinkopplung hervorgerufen wird, folgendermaßen berechnen:

$$i_{STÖR} = C_{STREU} \cdot \frac{dV_{STÖR}}{dt} = \underbrace{\omega \cdot C_{STREU} \cdot V_{STÖR}}_{\text{bei sinusförmigen Rauschquellen}} \quad (\text{Gl. 3.7})$$

wobei $V_{STÖR}$ die Amplitude der Störspannung und C_{STREU} die durch die Anordnung der Leitungen beziehungsweise Leiterbahnen vorgegebene Streukapazität ist.

Zur überschlägigen Berechnung sei hierfür angenommen, daß sich die Meßleitung sowie die Störquelle (z.B. die Zuleitung zum Sender) in einem Abstand von 1cm voneinander befinden und die gegenüberliegende Fläche beider Leitungen ca. 1cm² beträgt. Unter vereinfachender Benutzung der Formel für einen Plattenkondensator ergibt sich dann bei $\epsilon_r=1$ die Streukapazität zu:

$$C_{STREU} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} = 0.089 pF \quad (\text{Gl. 3.8})$$

Bei einer Betriebsfrequenz von 2MHz und einer Spannungsamplitude von 15V ergibt sich damit ein Störstrom von

$$i_{STÖR} = 2\pi \cdot 2 MHz \cdot 0.089 pF \cdot 15V = 16.69 \mu A \quad (\text{Gl. 3.9})$$

Der Störstrom kann sich insbesondere bei schwachen Meßsignalen störend auswirken. Bei noch dichteren Abstand zur Rauschquelle, oder einem ϵ_R größer als eins, wird dieser Störeinfluß noch verstärkt. Das bereitet vor allem dann Probleme, wenn die Frequenz der Störquelle im Bereich der Nutzfrequenz liegt. Auch im IMSAS konnten innerhalb der an den Ultraschallschwingern durchgeführten Messungen starke kapazitive Kopplungen zwischen benachbarten Sensoreinheiten festgestellt werden.

Zur Minimierung der kapazitiven Einkopplung sollten daher beim Schaltungsentwurf folgende Vorschläge berücksichtigt werden:

- Die Leitungen oder Leiterbahnen, die das Meßsignal führen, sollten möglichst weit von der Störquelle entfernt angeordnet werden. Zusätzlich sollten die Leitungsquerschnitte nicht größer als nötig dimensioniert werden. Hierdurch kann gemäß Gleichung 3.8 die Streukapazität verringert werden.
- Bei einer Spannungsmessung sollten Bauteile mit einer geringen Eingangsimpedanz verwendet werden. Auf diese Art und Weise verursacht der Störstrom nur einen geringen Spannungsabfall.
- Mit Hilfe eines geschlossenen Metallgehäuses läßt sich eine gute Abschirmung erreichen.

3.3.2 Induktive Einkopplung

Ein Wechselstrom in unmittelbarer Nähe der Meßleitung kann über das zeitlich veränderte magnetische Feld eine Störung in das Nutzsignal einkoppeln. Für den Fall, daß die Meßleitung annäherungsweise eine Leiterschleife mit der eingeschlossenen Fläche A darstellt, so ergibt sich gemäß dem Induktionsgesetz in der Leiterschleife eine induzierte Spannung von

$$U_{IND} = -\dot{\phi} = -\frac{d}{dt}(\vec{B} \cdot \vec{A}) \quad (\text{Gl. 3.10})$$

wobei B die vom Störstrom am Ort der Leiterschleife induzierte magnetische Induktion darstellt.

Eine genauere Berechnung kann hier allerdings nicht angegeben werden, da der Betrag der induzierten Störspannung gemäß der oben genannten Formel stark von der Geometrie der Leitungsanordnung abhängt.

Grundsätzlich ist jedoch davon auszugehen, daß die Anordnung der Meßleitungen auf der Platine keine Schleifen mit nennenswertem eingeschlossenen Flächeninhalt darstellt. Wenn man zusätzlich berücksichtigt, daß die im Sensorsystem auftretenden Ströme verhältnismäßig klein sind und demzufolge auch nur eine schwache Induktion hervorrufen können, so kann der Induktionseffekt als mögliche Ursache einer synchronen Störung im Vergleich zum kapazitiven Effekt vernachlässigt werden.

Ungeachtet dieser Feststellung muß allerdings die Möglichkeit einer asynchronen Störung durch externe Apparaturen mit hoher Induktion, wie beispielsweise Elektromotoren, berücksichtigt werden. In dem Fall kann einer induktiven Einkopplung durch entsprechende Maßnahmen begegnet werden:

- Die Anordnung von Leiterbahnen zu Schleifen kann durch ein geeignetes Layout beim Schaltungsentwurf verhindert werden. Falls der Einsatz von flexiblen Meßleitungen erforderlich ist, so sollten diese verdrillt werden. Hierdurch wird die eingeschlossene Fläche minimiert und zusätzlich in ihrer Orientierung variiert, so daß sich die induzierten Spannungen gegenseitig kompensieren.
- Sollte eine Signalübertragung durch Bereiche mit hoher magnetischer Induktion notwendig sein, so sollten am Ausgang anstelle von Spannungen Ströme mit Bauteilen mit einer hohen Eingangsimpedanz gemessen werden.
- Magnetische Felder werden durch Materialien mit hoher Permeabilitätszahl geführt. Bei der Einbettung der Meßschaltung in ein Metallgehäuse ist eine nahezu vollständige Abschirmung im Gehäuseinneren möglich.

3.3.3 Resistive Einkopplung

Bei einer Realisierung einer elektrischen Schaltung auf einem Printboard weisen die Kupferbahnen einen endlichen Leitwert auf. Dies führt dazu, daß Ströme einen Spannungsabfall hervorrufen. Insbesondere wird hierdurch das Potential des Masseanschlusses, in dem zumeist sämtliche Ströme zusammengeführt werden, angehoben.

Dieser Effekt ist vor allem deshalb von Bedeutung, da es sich hier um eine synchrone Störung handelt. Unter der Annahme, daß der Ultraschallsender mit einer Frequenz von 2 MHz betrieben wird, so wird auch das Massepotential, bedingt durch die Stromaufnahme des Ultraschallschwingers, ebenfalls mit einer Frequenz von 2MHz beeinflusst. Die Störung kann dann auf die Eingänge empfindlicher Meßbauteile geführt werden, wie beispielsweise den geerdeten Eingang eines Differenzenverstärkers.

Durch geeignete Maßnahmen beim Layout kann der resistive Effekt allerdings minimiert werden:

- Sämtliche Masseanschlüsse sollten sternförmig auf einen geometrisch zentral gelegenen Punkt geführt werden
- Dieser muß dann über einen großen Leitungsquerschnitt an das Erdpotential angeschlossen werden, um den Widerstand zu verringern.
- Für Bauteile mit hoher Stromaufnahme sollte ein separater Massepunkt vorgesehen werden.

3.4 Interne Rauschquellen

(Literaturquelle: [11])

Die zuvor beschriebenen, externen Störvorgänge wurden durch elektronische Geräte in unmittelbarer Umgebung der Meßapparatur hervorgerufen und können durch geeignete Maßnahmen abgeschirmt werden. Bei den internen oder intrinsischen Rauschquellen handelt es sich allerdings um physikalische Vorgänge, die nicht verhindert werden können. Durch ihre Kenntnis kann die Auswirkung auf das Meßsignal allerdings möglicherweise minimiert werden. Zu den wichtigsten internen Rauschquellen gehören sowohl das thermische Rauschen als auch der Schroteffekt.

3.4.1 Thermisches Rauschen

Jeder Widerstand erzeugt über seine Anschlüsse eine Rauschspannung. Der Grund hierfür liegt in der durch die thermische Bewegung hervorgerufene ständige Änderung der örtlichen Elektronendichte im Widerstand selbst.

Bei offenen Enden wird hierbei breitbandige Rauschspannung mit einem Effektivwert von

$$U_{THERM} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (\text{Gl. 3.11})$$

erzeugt. Hierbei ist k die Boltzmann-Konstante mit $k=1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K und T die Temperatur in Kelvin (üblicherweise 300°K). In Abhängigkeit von der Schaltung ist R der Widerstand und Δf die betrachtete Bandbreite, die man für das Meßsignal annimmt.

Geht man hier als Rechenbeispiel vom Eingang eines Operationsverstärkers mit einer Bandbreite von 1MHz und einem Eingangswiderstand von $1M\Omega$ aus, so beträgt der Effektivwert der thermisch erzeugte Rauschspannung

$$U_{THERM} = 0.129 \text{ mV}$$

Im Rahmen eines Rechenbeispiels läge hier bei einer im Mittel zu 2V angenommenen Signalspannung im logarithmischen Maß ein S/N-Verhältnis von 84dB vor. Zusätzlich kann aufgrund der Tatsache, daß es sich bei dem vorliegenden Nutzsignal um ein niederfrequentes und extrem schmalbandiges Signal handelt, durch das Einfügen eines Bandpasses der Faktor Δf in Gleichung 3.11 und damit der Effektivwert der Rauschspannung nochmals um Größenordnungen reduziert und damit vernachlässigt werden.

3.4.2 Schrot-Rauschen

Mikroskopisch betrachtet handelt es sich bei einem elektrischen Strom nicht um einen kontinuierlichen Vorgang, sondern vielmehr um eine gequantelte Übermittlung von Ladungen über Ladungsträger. Diese treffen also nicht kontinuierlich, sondern stochastisch zu diskreten Zeitpunkten ein. Dies führt zu einer Überlagerung von Rauschen bei einem jeglichen Stromfluß.

Der Effektivwert des unerwünschten Störstroms berechnet sich zu:

$$I_{SCHROT} = \sqrt{2 \cdot e \cdot I_{NUTZ} \cdot \Delta f} \quad (\text{Gl. 3.12})$$

Hierbei ist e die Elementarladung eines Elektrons mit $e=1.6 \cdot 10^{-19}$ As, I_{NUTZ} stellt den Effektivwert des zur Informationsübertragung benötigten Stromes dar, und Δf ist wiederum die betrachtete Bandbreite des Nutzsignals.

Geht man nun im Rahmen eines Rechenbeispiels zunächst wiederum von einer Bandbreite von 1 MHz sowie einem Nutzstrom von $10\mu\text{A}$ (Stromaufnahme des Operationsverstärkers) aus, so beträgt der Effektivwert des Störstroms

$$I_{SCHROT} = 1,79\text{nA}$$

und damit 0,0179 % des Nutzstromes. Im logarithmischen Maß ergibt sich hier ein S/N-Verhältnis von 75dB. Die zuvor beschriebene Möglichkeit zur Bandbegrenzung ist hierbei noch nicht berücksichtigt. Hieraus läßt sich absehen, daß der Schroteffekt bei einer Messung vernachlässigbar ist.

3.5 Überschreitung des Meßbereiches

(Literaturquelle: [7])

Anhand von Abbildung 2.3 im zweiten Kapitel wird deutlich, daß die von einem Phasenkomparator detektierbare Phasendifferenz maximal 2π betragen kann. Bei einer weiteren Steigerung des Abstandes zur Reflexionsfläche würden Sendesignal und Empfangssignal dann wieder phasengleich schwingen, und das Ausgangssignal des Phasenkomparators springt auf Null zurück. Umgekehrt kann ein herkömmlicher Phasenkomparator keine Phasendifferenz kleiner als Null detektieren, das Ausgangssignal würde an dieser Stelle auf 2π springen. Dieser Vorgang wird in Abbildung 3.1 veranschaulicht:

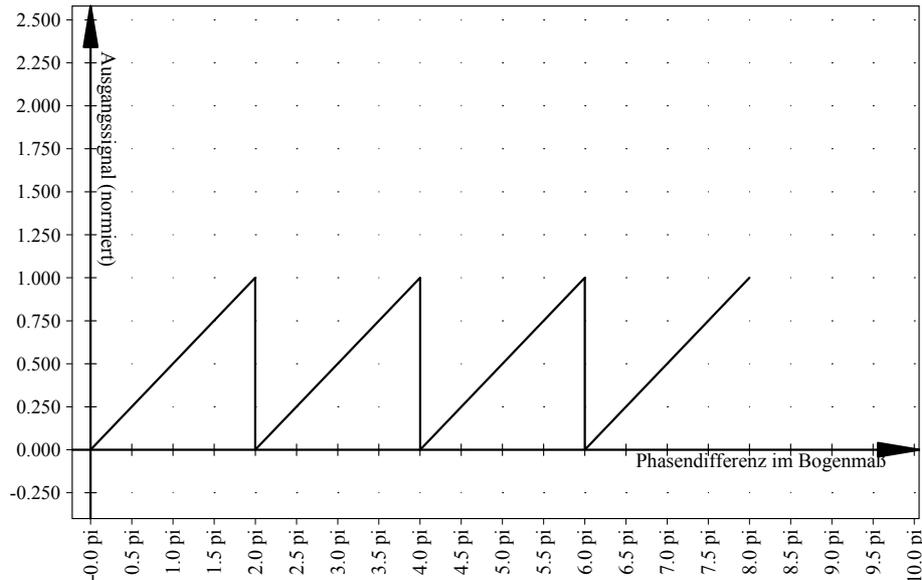


Abb. 3.1: Verlauf der gemessenen Phasendifferenz

Ein ähnliches Problem besteht bei einer Messung nach der Wavemode-locking Methode beim Eintreten des in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Modensprungs. In diesem Fall tritt ebenfalls eine sprunghafte Änderung der Frequenz und damit der Meßgröße auf.

In beiden Fällen würde der ungewollte Sprung des Meßsignals bei einer weiteren Signalverarbeitung natürlich zu falschen Interpretationen führen. Aus diesem Grunde sollte das Auftreten derartiger Sprünge im Ausgangssignals unbedingt vermieden werden.

In den meisten praktischen Anwendungen wird die Frequenz daher so niedrig angesetzt, daß die Wellenlänge des Ultraschallsignals größer ist als die zu erwartende Auslenkung des bewegten Objekts (multipliziert mit dem Faktor zwei, aufgrund des doppelt so langen Signalweges). In diesem Fall übersteigt die Phasendifferenz beider Signale nie 2π , und auch bei der Messung nach dem Wavemode-locking Verfahrens wird kein Modensprung auftreten.

Für die vorliegende Meßaufgabe würde dies bedeuten, daß bei einer maximal zu erwartenden Auslenkung von $d(t) = \pm 200\mu\text{m} = 400\mu\text{m}$ maximal mit einer Ultraschallfrequenz von

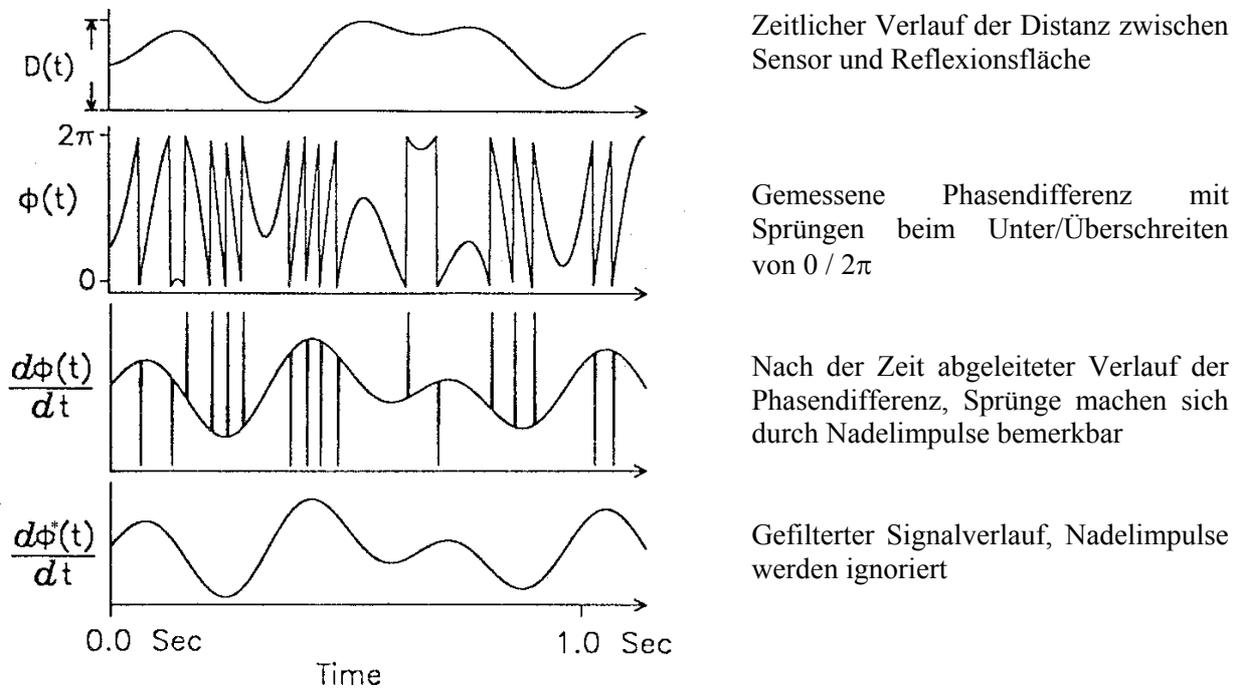
$$f_{US} = \frac{344 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{400\mu\text{m}} \approx 500\text{kHz}$$

gearbeitet werden könnte.

Dies steht aber im Widerspruch zur eingangs formulierten Forderung, ein für hohe Betriebsfrequenzen geeignetes System zu entwerfen. Um die dann unvermeidbaren Sprünge im Ausgangssignal auszufiltern, kann folgendermaßen vorgegangen werden:

- 1) Die von der Meßapparatur gemessene Phasendifferenz wird nicht direkt weiterverarbeitet, sondern zunächst nach der Zeit differenziert. Im neuen Signalverlauf machen sich die Phasensprünge dann durch scharfe Nadelimpulse bemerkbar.
- 2) Bei einer Abtastung (z.B. durch einen AD-Wandler) werden die Nadelimpulse ignoriert, indem eine Obergrenze festgelegt wird.
- 3) Das derartig gefilterte Signal wird nun wiederum über die Zeit integriert und ergibt damit einen kontinuierlichen Verlauf ohne Sprünge.

Diese Vorgehensweise ist in Abbildung 3.2 nochmals veranschaulicht:



Phasensprüngen

Abb. 3.2: Ausfilterung von

Der korrekte zeitliche Verlauf des Abstandes zwischen Sender/Empfänger und der Reflexionsfläche kann nun ermittelt werden, indem das differenzierte und gefilterte Phasensignal wiederum über die Zeit integriert und mit einem Proportionalitätsfaktor multipliziert wird.

In der diesem Kapitel zugrunde liegenden Literaturquelle [7] wurde als praktische Realisierung eine digitale Schaltung eingesetzt, die das Ausgangssignal des Phasenkomparators abtastet und einem Microprozessor zuführt. Dieser bildet dann die Differenz aus zwei aufeinanderfolgenden Abtastwerten und erhält damit eine Information über die zeitliche Änderung des Ausgangssignals. Beim Überschreiten einer gewissen oberen Grenze kann damit ein Sprung detektiert werden, und der entsprechende Differenzwert wurde dann ignoriert. Anschließend wurden die Differenzwerte wieder aufsummiert, und es ergab sich der gewünschte kontinuierliche Verlauf des Ausgangssignals.

4. Schlußbetrachtung

Im Rahmen dieser Projektarbeit wurde eine Meßaufgabe beschrieben, die hohe Anforderungen an die Genauigkeit eines Ultraschall-Sensorsystems stellt.

Es wurden daraufhin drei prinzipiell unterschiedliche Vorgehensweisen für eine Abstandsmessung mit Ultraschallsensoren zunächst theoretisch veranschaulicht und anschließend mitsamt einer schaltungstechnischen Lösung abgehandelt.

Die eingangs beschriebene Puls-Echo-Methode zeigt sich hierbei prinzipbedingt für die vorliegende Meßaufgabe wenig geeignet und wurde daher unter Angabe von Gründen nicht weiter verfolgt.

Für die darauffolgend abgehandelte Meßmethode auf der Basis eines Phasenvergleichs konnte eine Auswerteschaltung mit einer für die Meßaufgabe hinreichenden Präzision gefunden werden. Die zusätzlich in diesem Kapitel beschriebenen Vorgehensweisen zur Feststellung der Genauigkeit einer Schaltung können darüber hinaus problemlos auch auf andere Lösungen übertragen werden.

Besonderes Augenmerk gilt allerdings den in Kapiteln 2.3 und 2.4 beschriebenen Modelocking-Verfahren. Es handelt sich hierbei um das derzeit vielversprechendste Meßprinzip. Zwar werden hier hohe Anforderungen an die Bandbreite der Ultraschallsender gestellt, allerdings liefern die zugehörigen Auswerteschaltungen dann hochpräzise Ergebnisse bei geringem Schaltungsaufwand und vergleichsweise niedrigen Betriebsfrequenzen. Letzterem Punkt kommt hohe Bedeutung zu, da innerhalb der am IMSAS durchgeführten Messungen bei hohen Ultraschallfrequenzen eine große Störempfindlichkeit gegenüber Luftströmungen beobachtet wurde, womit beim Einsatz des Sensors in einem mechanisch bewegten Radlager sicherlich zu rechnen ist.

Sollte darüber hinaus die Realisierung des in Kapitel 2.4 beschriebenen Resonance Mode Locking mit einem Transducer gelingen, so ergibt sich neben einem großen Einsparpotential der entscheidende Vorteil, daß die Sensoren extrem dicht an die Reflexionsfläche herangesetzt werden können. Dies vermindert nochmals die oben beschriebene Empfindlichkeit und darüber hinaus auch den Einfluß der Dämpfung in Luft. Hierdurch wird der Einsatz mikrosystemtechnisch hergestellter Sensoren mit kleinen Abmessungen und geringer Leistungsaufnahme ermöglicht. Zusätzlich können beim Einsatz eines einzigen Transducers natürlich prinzipiell keine ungewollten Übersprecheffekte zwischen Sender und Empfänger über die mechanische Befestigung auftreten. Es handelt sich daher im Hinblick auf den vorgesehenen Einsatzort des Sensors um das vielversprechendste Meßprinzip. Konsequenterweise ist daher auch im Rahmen dieser Projektarbeit eine Auswerteschaltung entworfen worden, die am 15. Juli 1999 im Rahmen einer Vorführung bei der FAG vorgestellt wurde. Der Schaltplan ist im Anhang A abgedruckt.

Zum Abschluß dieser Arbeit wurden im dritten Kapitel die Störgrößen, mit denen beim Betrieb eines Sensors zu rechnen ist, aufgeführt und deren Auswirkung größtenteils anhand konkreter Zahlenwerte abgeschätzt. Insgesamt sollte so mit dieser Projektarbeit ein umfassender Überblick über die Meßtechnik zur berührungslosen Abstandsbestimmung mit Ultraschall gegeben werden.

Ich bedanke mich hiermit bei den Mitarbeitern des IMSAS der Universität Bremen, insbesondere bei Herrn Dipl. Ing. Andreas Buhrdorf, für die Unterstützung bei der Entstehung dieser Projektarbeit und wünsche weiterhin viel Erfolg bei der Fortführung des INTRAD-II Projektes.

5. Anhang

Anhang A: Abbildung und Schematic einer Schaltung für das RML- Verfahren

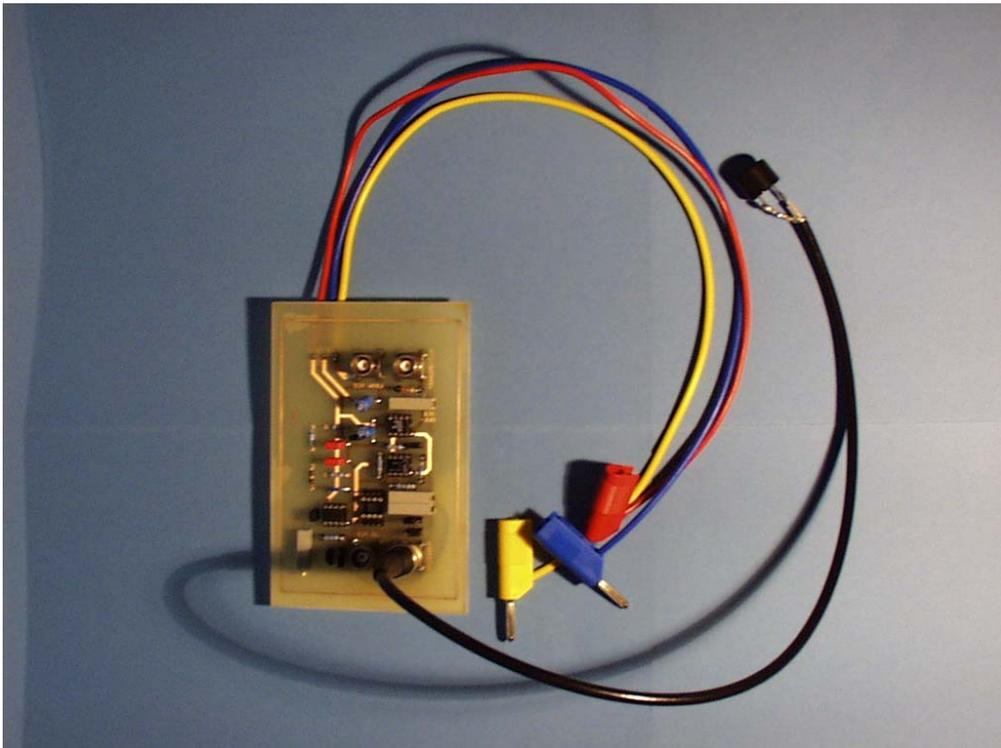


Abbildung 1: Platine der WML/RML-Schaltung

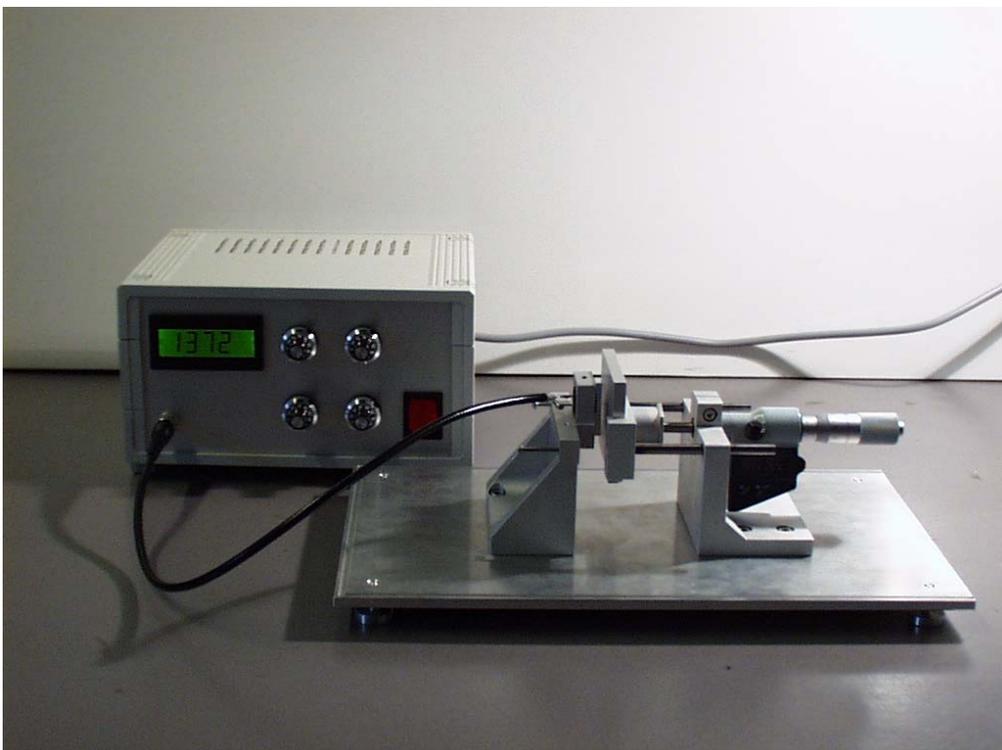


Abbildung 2: Vollständige Meßapparatur

Anhang B: Antworten auf E-mails zum RML-Verfahren von J. Tapson

17. März 1999

Subject: Re: Questions concerning ultrasonic ranging systems
Date: Wed, 17 Mar 1999 07:28:30 UTC-2
From: "Jon Tapson" <jtapson@eleceng.uct.ac.za>
Organization: University of Cape Town
To: Andreas Buhdorf <abuhr@theo.physik.uni-bremen.de>

Dear Christian

Could an increased frequency or perhaps using a separate transmitter and receiver as it is shown in [2] give an increased resolution, or has an improved circuit perhaps been designed already ?

It is possible to increase the frequency by a large factor. If you only want unambiguous ranging over 100um, then it is reasonable to go to a frequency where the wavelength is perhaps twice this distance; which in air would give a frequency over 2 MHz if I work it out correctly.

These systems are much easier to build with a separate transmitter and receiver; I did it with one transducer in [1] simply to show that it could be done. The only problem is getting the center of the transmitter beam to reflect onto the center of the receiver when both are so close to the reflector. This is simply a mechanical problem which can be overcome.

What is your application?

Good luck
Jon Tapson

30. März 1999

Hi Christian

Still, we depend on your experience to achieve a clear idea about the possibility to measure resolutions of even 0,5 micrometers.

You said in your first message that you wanted to achieve 0.5 μm accuracy over 100 μm span. Taking (as a guess) that this would need a wavelength of approximately 200 μm we can calculate that the frequency should be 2 MHz. If the Murata MA 40 is a 40 kHz transducer it won't work anywhere near 2 MHz. Actually, anything from 2MHz down to 500kHz will probably work.

Therefore we would like to know, if in respect to your experience, a resolution of 0.5 μm could be achieved with the circuit shown in your publication ("stochastic resonance in a mode locked acoustic interferometer", 1998) by simply increasing the frequency up to the MHz range ?

Perhaps I misunderstood this question the first time you asked it. The circuit as published won't work at 2 MHz because many of the components (eg the multiplier) won't work at these frequencies; also the transducer won't work. However, in principle if you change each component for a component designed for MHz frequencies then it should work.

If I was going to tackle this problem I would do it as follows:

1. Get a MHz range transducer. These have been made for acoustic scanning and acoustic microscopy purposes so they should be commercially available.
2. Start with the block diagram of the circuit: - get a MHz VCO. Set up the driving circuit and see if you can see the phase shift when a reflector is moved in the appropriate range.
3. Set up a 90 degree phase shifter to put in one of the signal paths. At MHz frequencies an op-amp integrator or differentiator will probably work best.
4. Convert the driving and received signals to square waves using comparators. This means that you can use a digital PLL chip in your commercial system (for the phase detector (XOR gate) and the VCO as well).
5. The loop filter should be simple - a single high-gain op-amp or an integrator.

If you go much above 1 MHz in frequency then I recommend you use the many packages made by the Mini-Circuits company which are designed as building blocks for this type of circuit.

Good luck
Jon Tapson

Anhang C: Literaturverzeichnis

- [1] **J. Tapson:** High precision, short range ultrasonic sensing by means of resonance mode-locking, *Ultrasonics* 1995 Vol. 33 No 6
- [2] **J. Tapson:** Wavemode locking: a new measurement modality for proximity sensors, *Ultrasonics* 1998 Vol. 36
- [3] **J. Tapson:** Stochastic resonance in a mode locked acoustic interferometer, *Ultrasonics* 1998, Vol. 36
- [4] **J. Tapson:** Antwort auf Email vom 17. März 1999 (Ausdruck in Anhang B)
- [5] **J. Tapson:** Antwort auf Email vom 30. März 1999 (Ausdruck im Anhang B)
- [6] **A. Kokubo and K. Takagi:** Ultrasonic micrometer with submicron precision, *Ultrasonics* 1995 Vol. 33 No 3
- [7] **M.S. Young and Y.C.Li:** A high precision system for vibration measurements, *Rev. Sci. Instruments* 63 (11), November 1992
- [8] **Frederick E. Coffield:** A high performance digital phase comparator, *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, Vol. IM-36, No. 3 September 1987
- [9] **J.M. Martin, R. Ceres, L. Calderón, T. Freire:** Ultrasonic ranging gets thermal correction, *Sensor Review* 1989, Vol. 9 /3
- [10] **Ming Yang, S.L. Hill, B. Bury, J.O. Gray:** A multifrequency AM-based ultrasonic system for accuracy distance measurement, *IEEE transactions on instrumentation and measurement*, December 1994, Vol. 43 No. 6
- [11] Stanford Research Systems, application note #3, about lock-in amplifiers, scientific and engineering instruments 1998-1999
- [12] **K.D. Kammeyer:** Nachrichtenübertragung, Verlag B.G. Teubner, Stuttgart 1996, ISBN 3-519-16142-7
- [13] **J.D. Fox, B.T. Khuri-Yakub, G.S. Kino:** Acoustic resonator transducer for operation in air, *electronics letter*, August 1995, Vol. 21 No. 16
- [14] **Bronstein, Semendjajew, Musiol, Mühlig:** Taschenbuch der Mathematik, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main 1997, ISBN 3-8171-2003-6
- [15] **Stöcker:** Taschenbuch der Physik, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main 1998, ISBN 3-8171-1556-3