

# Alternative Abstands-Erfassung mit Wirbelstromsensoren

**R. Lehmann**

*Westfälische Hochschule Zwickau (FH)*

*Dr.-Friedrichs-Ring 2A*

*D-08056 Zwickau*

*Tel. +49 3755361405*

*ringo.lehmann.chy@fh-zwickau.de*

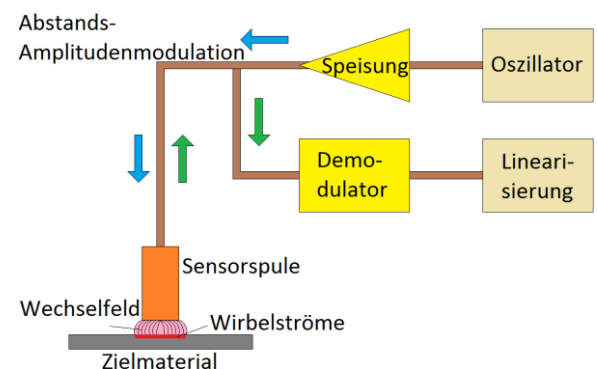
## Kurzfassung

Wirbelstromsensoren finden, neben anderen Einsatzgebieten, häufig ihre Anwendung in aktiv magnetisch gelagerten Systemen. Sie gelten als besonders robust gegenüber ihren Umgebungseinflüssen, wie zum Beispiel Staub, Luftfeuchte oder elektromagnetischen Feldern. Die unterschiedlichen Preise dieser Abstandserfassungs-Systeme spiegeln sich in ihren Möglichkeiten der Parametrierung, Synchronisierung und in der Qualität ihrer Ausgangssignale wider. Beispielsweise sind einfach gehaltene Sensorsysteme relativ preisgünstig jedoch untereinander nicht synchronisierbar wobei hingegen synchronisierbare sehr teuer sind. Ebenfalls gibt es Unterschiede im Durchmesser der Sensoren, dem Erfassungsbereich und dem Zielmaterial. Eine besonders wichtige Eigenschaft ist zusätzlich die Grenzfrequenz. Am häufigsten verbreitet sind immer noch rein analoge Sensorsysteme. In dem in diesem Beitrag beschriebenen Projekt bestand die Zielstellung darin, eine eigene Elektronik für die Positionserfassung des Rotors im Magnetlager zu entwickeln. Das Kompletgerät sollte sich insbesondere durch eine hohe Grenzfrequenz auszeichnen, preisgünstiger, synchronisierbar, kalibrierbar sowie auch für eigens entwickelte unterschiedliche Sensortypen einsetzbar sein.

## 1 Einleitung

Wirbelstromsensoren funktionieren nur auf elektrisch leitfähigen Zielmaterialien. Mit einem Wechselfeld erzeugen sie im Objekt Wirbelströme. Die Verluste ändern sich in Abhängigkeit vom Abstand zwischen

Zielobjekt und Sensor. Rückwirkungen auf das Quellsignal lassen sich elektrisch auswerten. Zur Erzeugung des Quellsignals dient meist ein Sinus-Oszillator dessen Referenzsignal über die Sensorspeisung an die Spule gelangt. Die Sensorspule erzeugt ein elektromagnetisches Wechselfeld. Die induzierten Wirbelströme wirken auf das Quellenfeld zurück. Eine Signalaufbereitung folgt optional nach der Demodulation der Amplitude.



**Bild 1: Analoger Aufbau (schematisch)**

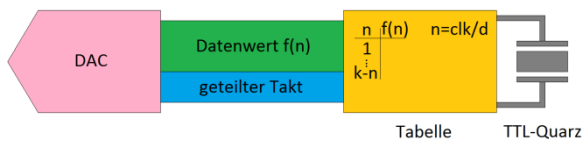
Die große Herausforderung liegt in der Speisung der Spule, der Stabilität des Oszillators und in der Geschwindigkeit der Amplitudendemodulation. Letzteres bestimmt hauptsächlich die Grenzfrequenz der Positionserfassung. Dieser Beitrag soll zeigen, wie es mit neuen Bauelementen möglich ist, klassische Systeme abzulösen.

## 2 Signalquelle / Oszillator

Die klassische Generierung eines Sinussignals erfolgt meist mit einem Oszillator. Seine Amplituden- und Frequenzstabilität ist sehr stark von der Temperatur abhängig. Oft steht die Steifigkeit beider Größen im Gegensatz zur Parametervariation, so dass sie in diesen

Geräten fest eingestellt ist. Als Beispiel für die Frequenzstabilität gegenüber Variierung der Temperatur sei der Wien-Brücken-Oszillator genannt. Ein quarzstabiler Oszillator hingegen hat keine von Außen einstellbare Frequenz. Die Anpassung dieser Größen an die herstellungsbedingten Toleranzen der Sensorspulen mit variablen Signalleitungslängen ist schaltungstechnisch aufwendig und muss in den meisten Fällen per Hand durchgeführt werden.

Es ist jedoch möglich, die Vorteile des stabilen Quarzes mit einem schnellen digitalen Teiler zu kombinieren. Je größer die Bitbreite des Teilers ist, desto kleiner kann die Schrittweite der Frequenzvariation erfolgen. Mit dem geteilten Takt erfolgt der Zugriff auf eine im digitalen System gespeicherte Sinustabelle. Die Ausgabe der Werte erfolgt über einen schnellen Digital-Analog-Wandler.

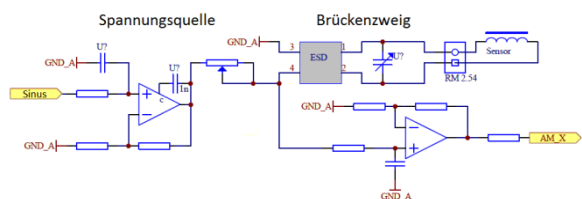


**Bild 2: Quarzstabiler frequenzvariabler Sinusgenerator**

Als mögliches Anwendungsbeispiel seien der AD9762 als DAC und als Teiler mit integrierter Tabelle ein SPARTAN 3 FPGA genannt. Ein großer Vorteil ist die Synchronisierbarkeit mehrerer Systeme, da die Daten digital vorliegen.

### 3 Sensorspeisung

Die Speisung des Sensors erfolgt klassisch mit einer Spannungsquelle. Das von der Spannungsquelle aufbereitete Generatorsignal liegt an einer, an die Sensorleitung anpassbare, (Halb-) Brückenschaltung an. Die Sensorleitung mit Sensorspule ist ein Teil des Brückenzeiges.

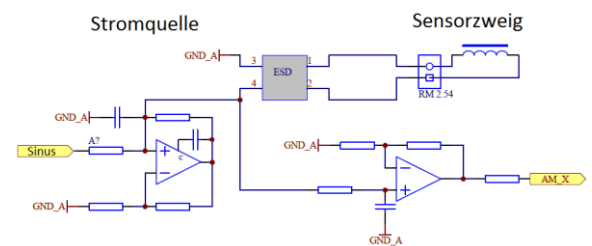


**Bild 3: Spannungspeiste Sensorspule**

Untersuchungen ergaben, dass die Amplitude sich nur gering über den Abstand zum Objekt ändert. Je hochohmiger der Brückenzeig wird, desto höher ist die Amplitudenänderung. Jedoch steigt auch die Empfindlichkeit gegenüber Berührungen der Sensorleitung. Mit einem zusätzlichen Schirmtreiber ist es möglich, diesen negativen Einfluss zu beseitigen. Der Vorteil der Schaltung liegt in der Stabilität der Amplitude des Treibersignals.

Die Schaltungsanalyse von bekannten Geräten (Vibrometer von Meggitt, Micro Epsilon) ergab, dass sie ohne Schirmtreiber auskommen und nur eine kleine Amplitudenänderung nutzen.

Es gibt noch die Möglichkeit, die Sensorspeisung mit einer Stromquelle zu realisieren. Die Leitung mit Sensorspule wird ohne Brücke direkt von einer Stromquelle betrieben.



**Bild 4: Stromgespeiste Sensorspule**

Versuchsschaltungen ergaben, dass eine hohe Amplitudenänderung über den Weg messbar ist. Leider war aber auch die Empfindlichkeit gegenüber Berührungen der Sensorleitung sehr hoch. Ursache ist die Verwendung von "normalen" Operationsverstärkern (OPV) mit Spannungsrückführung. Parasitäre Bauelemente sind Ursache für den in der Rückführung auszuregelnden Spannungsabfall am invertierenden Eingang. (Massebezug → Spannungsabhängig)

Doch für dieses Problem gibt es eine Lösung. In modernen Schaltungen mit Signalfrequenzen im MHz Bereich finden immer mehr Operationsverstärker mit Stromgegenkopplung Anwendung. Für eine Stromquelle ist diese Art der Gegenkopplung auf den invertierenden Eingang optimal, da vom Ausgang des OPV

für beide Signalzweige ein Strom in der Rückführung notwendig ist. Parasitäre Effekte sind hochfrequent und haben aufgrund der Stromgegenkopplung keinen Einfluss. (Massebezug → Stromabhängig)

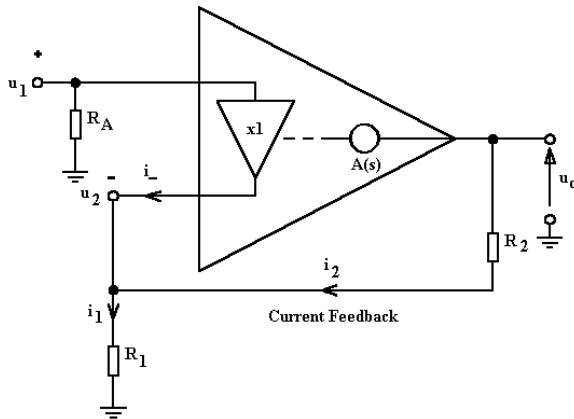


Bild 4: Stromgegengekoppelter OPV [1]

#### 4 Demodulator

Einen entscheidenden Einfluss auf die Grenzfrequenz hat der Demodulator des amplitudenmodulierten Signals. In klassischen Schaltungen funktioniert die Demodulation wie ein Gleichrichter mit anschließendem Kondensator zur Glättung.

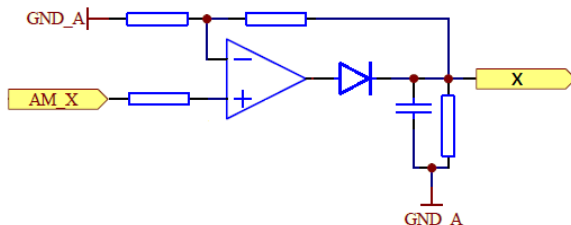


Bild 5: Hüllkurven - Demodulator

Die R-C Kombination am Ausgang des OPV bestimmt die Grenzfrequenz des Systems. Der Kondensator kann zwar in relativ kurzer Zeit geladen werden, aber die Entladung bestimmt der parallel angeschlossene Widerstand. Dieser muss mindestens so groß sein, dass das Trägersignal kaum noch messbar ist.

[2] behandelt die Problematik der momentanen Scheitelwertmessung sinusförmiger Größen. Dieses Demodulationsverfahren zeichnet sich durch eine hohe Grenzfrequenz aus, da die Demodulation nicht über eine oder mehrere Perioden des

Trägersignals erfolgen muss. Ausgangspunkt ist die trigonometrische Beziehung:

$$\hat{y} = c = \sqrt{\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} \quad (1)$$

Die Gleichung zeigt, dass sich der Betrag c eines zeitlich umlaufenden Vektors zu jedem Zeitpunkt t bestimmen lässt. Da nur eine Sinusgröße zur Verfügung steht, kann die Cosinus-Funktion durch Ableiten gewonnen werden. Mit der Festlegung der Arbeitsfrequenz und einem Übertragungsfaktor von 1 gilt:

$$V1(t) = -R \cdot C \left( \frac{dU_e(t)}{dt} \right)$$

$$V1(t) = -\hat{U}_e \cdot \omega RC \cdot \cos \omega t \quad (2)$$

Für eine frequenzunabhängige Amplitude ist die Erweiterung mit einem Integrator notwendig.

$$V2(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \int U_e(t) dt$$

$$V2(t) = \frac{\hat{U}_e}{\omega RC} \cos \omega t \quad (3)$$

Analoge Multiplizierer haben aufgrund realisierbarer Ausgangsspannungen einen konstanten Teiler E.

$$V1(t) \cdot V2(t) = -\frac{\hat{U}_e^2}{E} \cos^2 \omega t = V3(t) \quad (4)$$

Mit dem Eingangssinus

$$V4(t) = \frac{\hat{U}_e^2}{E} \sin^2 \omega t \quad (5)$$

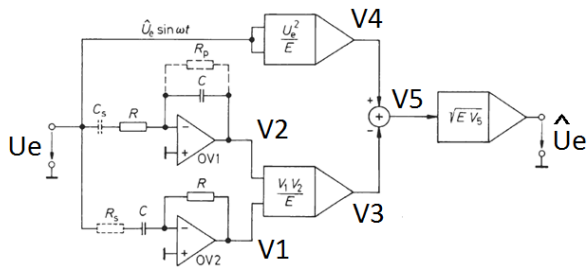
Erhält man nach Subtraktion

$$V5(t) = \frac{\hat{U}_e^2}{E} \sin^2 \omega t - \left( -\frac{\hat{U}_e^2}{E} \cos^2 \omega t \right)$$

$$V5(t) = \frac{\hat{U}_e^2}{E} (\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) \quad (6)$$

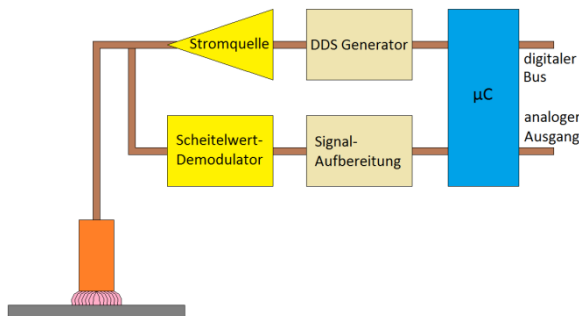
Anschließendes Kürzen des Faktors E und Wurzelziehen ergibt den Scheitelwert.

$$\hat{U}_e = \sqrt{E \cdot V5} \quad (7)$$



**Bild 6: Momentaner Scheitelwert Demodulator [2]**

Die Herausforderung besteht in der technischen Realisierung dieser Gleichungen. Mit einer rein analogen Lösung ist eine Linearisierung recht schwierig. Auch das Anbinden an gängige Busse ist analog aufwendig. Darum kam als zweites eine rein digitale Lösung in Betracht. Doch die Umsetzung erwies sich schaltungstechnisch kompliziert. Das Amplitudenmodulierte Signal ändert sich im Messbereich nie über den gesamten Aussteuerbereich des Analog-Digital-Wandlers (ADC). Logisch erscheint nun die Subtraktion des Messsignals vom Generatorsignal. Doch aufgrund sich ändernder Phasenverschiebung in Abhängigkeit vom Abstand zum Messobjekt, scheidet diese Möglichkeit aus. Die Demodulation muss also analog vor der Digitalisierung erfolgen. Dann können Gleichanteile subtrahiert und Verstärkungen an den Aussteuerbereich des ADC angepasst werden. Eine Mischung aus beiden Lösungsansätzen ist zielführend. Für die Bereitstellung des Generatorsignals bietet sich ein Direct-Digital-Synthesis (DDS) Generator an. Er liefert quartz stabile, programmierbare Kurvenformen und Frequenzen. Hohe Rechengeschwindigkeiten sind nun nicht mehr nötig, so dass statt einem FPGA auch ein Mikrocontroller zum Einsatz kommen kann.

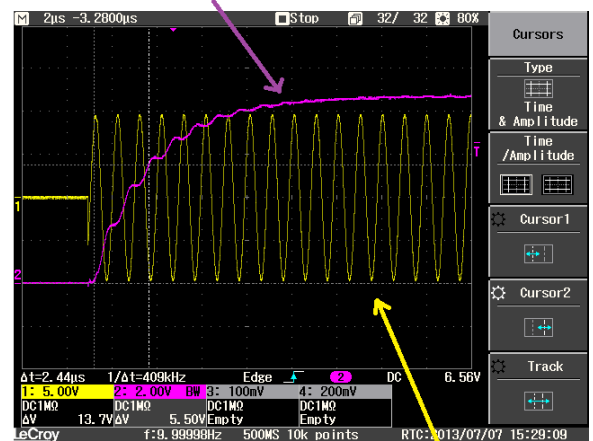


**Bild 7: Positionserfassung schematisch**

## 5 Bestimmung der Grenzfrequenz

Die Grenzfrequenz der Schaltung ist so hoch, dass eine mechanische Prüfung des Systems nicht möglich ist. Es ist jedoch möglich, den Demodulator mit einem Funktionsgenerator über die volle Signalamplitude elektrisch zu testen. Ideale I und D-Glieder sind praktisch nicht umsetzbar. Dem I-Glied ist ein Kondensator vorgeschaltet und dem Integrationskondensator ein hoher Widerstand parallel angeschlossen. Beide Maßnahmen verhindern, dass Gleichanteile sich auf die Integration auswirken. Dem Kondensator am D-Glied ist ein Widerstand in Reihe beigefügt, welcher den Strom in den invertierenden Eingang begrenzt (Realisierungspol). Diese zusätzlichen Bauelemente sind die Ursache für nicht exakte Cosinus-Funktionen. Dem berechneten Scheitelwert ist darum immer ein geringer Wechselanteil überlagert. Dieser Anteil kann durch ein PT1-Glied, mit einer Grenzfrequenz wie z.B. der halben Generatorfrequenz herausgefiltert werden.

demodulierter Scheitelwert



rechteckmodulierte Eingangsspannung am Demodulator

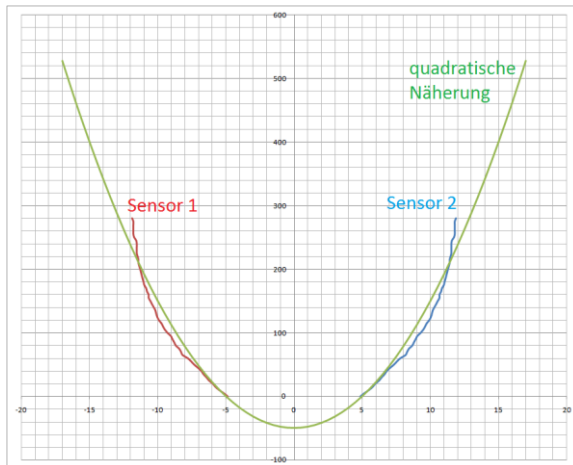
**Bild 8: Sprungantwort gefilterter Scheitelwert. Generatorfrequenz 1 MHz, 10Hz AM-Rechteck**

Bei 63% der Amplitude (magenta) erfolgt die Bestimmung der Grenzfrequenz. Sie liegt hier bei zirka 400 kHz. Möchte man einen glatteren Anstieg, ist das Herabsetzen der Grenzfrequenz z.B. auf 100kHz noch möglich. Mit diesem Aufbau ist eine signifikant höhere Grenzfrequenz erreichbar,

als bei am Markt befindlichen Systemen, welche nur maximal 20 kHz gestatten [4].

## 6 Ausgangsspannung gegenüber Abstand

Als nächstes folgte das Ermitteln der Ausgangsspannung gegenüber dem Abstand zum Zielobjekt. Diese Versuche fanden direkt am Sensorkabel mit 2 Sensoren statt. Das Zielobjekt wurde zwischen beiden Sensoren bewegt.

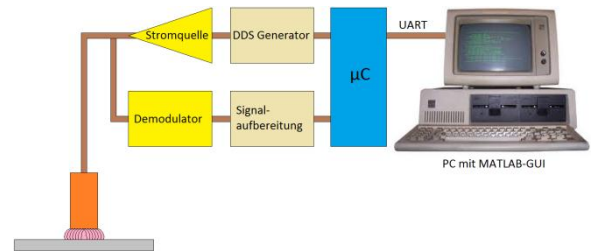


**Bild 9: Kurvenverlauf Abstand zu Spannung**

Bild 9 zeigt, dass die Kurvenverläufe der Spannungen nahezu quadratisch gegenüber dem Abstand verlaufen. Damit ist es möglich, das Wurzelziehen von  $V^2$  des Demodulators in Bild 6 zu vernachlässigen, da die Wurzelfunktion sich genau entgegengesetzt krümmt.

## 7 Datenlogger mit MATLAB®

Um schnelle und qualitativ gute Aussagen treffen zu können, wurde MATLAB® [3] verwendet. Umfangreiche Bibliotheken stehen dem Anwender bereit, Daten einzulesen, zu verarbeiten und graphisch auszuwerten. Für die Positionserfassung bietet sich die Nutzung eines MATLAB-GUI an. Mit Hilfe der COM Schnittstelle liest MATLAB die ADC-Daten ein und gibt diese im Diagramm aus. Der Vorteil ist, dass die Datenmenge auf dem PC kaum noch eine Rolle spielt.



**Bild 10: Blockbild Datenlogger mit MATLAB**

## 8 Ausblick

In einem Forschungsprojekt mit Radnaben-Antrieb am Automobil ist die Erfassung der Rotorposition für den Umrichter notwendig. Die Daten sollen aus Sinus- und Cosinus Funktion pro Umdrehung bestehen. In diesem Aufbau werden aus Platzgründen nur flache Schalenkern-Spulen verwendet. Die Messspur verläuft exzentrisch. Eine Masse verhindert Unwuchten. Die hohe Grenzfrequenz der Schaltung lässt darauf hoffen, nicht nur die Rotorposition sondern auch Lagerschäden mit deren typischen Vibrationen zu detektieren.

## 9 Zusammenfassung

Der Prototyp der dargestellten Positionserfassung mit Wirbelstromsensor stellt eine durchaus konkurrenzfähige Alternative zu bisherigen Systemen dar. Die Verwendung moderner Bauelemente ermöglicht die Realisierung von bisher für diesen Einsatz noch nicht vorgesehenen Schaltungstechniken. Mit dem DDS-Generator in Verbindung zum Mikrocontroller ist es möglich, die Anpassung von verschiedenen Sensoren und Leitungslängen zu automatisieren sowie Kurvenverläufe zu linearisieren.

## 10 Literatur / Quellen

- [1] Knut Harald Nygaard [www.andiha.no](http://www.andiha.no), sboa095 Texas Instruments Application Report 2004
- [2] U.Tietze, Ch. Schenk Halbleiterschaltungstechnik 13. Auflage, Springer Verlag
- [3] MATLAB, [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)
- [4] Datenblätter MEGGITT, MICRO-EPSILON