

Luftultraschall-Abstandsmessung mit verkürztem Mindestabstand

Andreas Schröder¹, Bernd Henning²

Universität Paderborn, EIM-E, Elektrische Messtechnik, Warburger Straße 100, 33098 Paderborn

¹Schroeder@emt.upb.de; ²Henning@emt.upb.de

Einleitung

Bei der Luftultraschall-Abstandsmessung mit einem einzelnen Schallwandler ist der Mindestabstand durch die Sendesignaldauer bzw. -länge und die Ausschwingzeit des Schallwandlers begrenzt. Daher führt die Verwendung von codierten Sendesignalen, wie sie z.B. für die Unterscheidung mehrerer Sender genutzt werden können, im Allgemeinen zu einer Vergrößerung des Mindestabstandes. Dieser Beitrag zeigt, dass der Mindestabstand bei codierten Sendesignalen durch eine geeignete Signalverarbeitung, bei der eine Trennung des Sende- und Empfangssignals erfolgt, deutlich verringert werden kann.

Grundlagen

Wenn ein Schallwandler über einen Vorwiderstand betrieben wird, setzt sich die über dem Schallwandler messbare Spannung u_W aus dem elektrischen Sendesignal u_S und dem elektrischen Empfangssignal u_E zusammen.

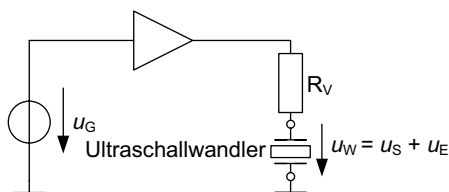


Abbildung 1: Prinzipielle Beschaltung des Ultraschallwandlers

Sind die elektrischen Eigenschaften des Schallwandlers bekannt, lässt sich das elektrische Sendesignal u_S aus dem Generatorsignal u_G berechnen. Somit kann das elektrische Empfangssignal u_E durch Subtraktion des berechneten elektrischen Sendesignals aus dem gemessenen Schallwandlersignal u_W bestimmt werden. Die Berechnung des elektrischen Sendesignals erfolgt über ein mathematisches Modell des Schallwandlers, welches zuvor identifiziert wird. Aufgrund von Temperatureinflüssen u.ä. ändern sich die Eigenschaften des Schallwandlers ständig, so dass von Zeit zu Zeit eine erneute Modellidentifikation notwendig ist. [1]

Versuchsaufbau

Für die Versuche wird ein Luftultraschallwandler vom Typ 400SR160 der Firma Pro-wave Electronics Corp. verwendet. Er ist elektrisch mit einem Gyrator beschaltet (siehe Abbildung 2), um die Bandbreite auf etwa 10 kHz zu erhöhen. Die Sendesignalerzeugung sowie die Messung der Schallwandlerspannung erfolgt über ein USB-Oscilloscope (TiePie HS3). Die Abtastfrequenz beträgt 1,5625 MHz und die Signale werden mit 14 Bit quantisiert. Für die gesamte Signalverarbeitung wird MATLAB® genutzt.

Für die Messungen kommen verschiedene binäre FSK-Signale mit den Trägerfrequenzen 37 kHz und 43 kHz zum Einsatz. Bei den verwendeten Binärsequenzen handelt es sich um Ausschnitte einer m-Sequenz mit dem primitiven Polynom (9, 5, 4, 3, 1, 0). Für Signal 1 wird Bit 1 bis 40, für Signal 2 Bit 41 bis 80 und für Signal 3 Bit 81 bis 120 genutzt. Die Generierung von Signal 4 bis Signal 6 erfolgt analog aus jeweils 160 Bit, wobei ebenfalls mit dem 1. Bit der m-Sequenz begonnen wird. Das Ergebnis sind jeweils drei Signale, die untereinander möglichst unkorreliert sind. Für jedes Signal erfolgen eine Messung ohne Echo (Freifeld), aus der anschließend das Modell gleicher Nummerierung erzeugt wird, sowie mehrere Messungen mit einem Metallreflektor in unterschiedlichen Abständen vor dem Schallwandler.

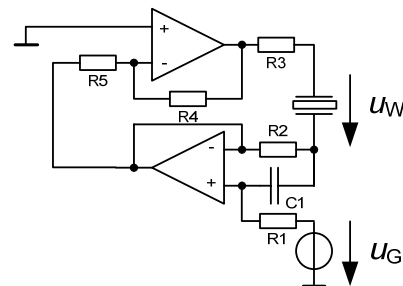


Abbildung 2: Prinzipieller Aufbau des Gyrators mit Ultraschallwandler

Modellerzeugung und Sendesignalkompensation

Der prinzipielle Aufbau der Modellerzeugung ist in Abbildung 3 dargestellt. Für die Modellierung des Schallwandlers werden zwei Modelle („high“ und „low“) genutzt. Das gemessene Schallwandlersignal wird mit zwei Bandpässen dritter Ordnung (Mittelfrequenz 37 kHz und 43 kHz) gefiltert. Daraus folgen zwei Ausgangssignale ($u_{w,l}$ und $u_{w,h}$) für die Modellierung.

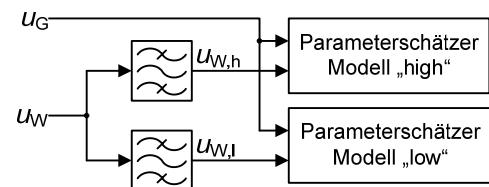


Abbildung 3: Blockschaltbild der Modellerzeugung

Für die Parameterschätzung kommt ein Frequenz-Zoom-Verfahren, welches auf dem Steiglitz-McBride Algorithmus basiert, zum Einsatz [2]. Die Modellordnung wird dabei nicht fest vorgegeben, sondern lediglich ein Bereich (1 bis 10) definiert. Der Algorithmus erzeugt für jede Ordnung ein Modell und wählt anschließend das mit der geringsten Abweichung.

Um einen Schätzwert für das elektrische Empfangssignal \tilde{u}_E zu ermitteln, wird das elektrische Sendesignal im gemessenen Schallwandlersignal kompensiert. Dies erfolgt durch eine Subtraktion des durch die Modelle berechneten elektrischen Sendesignals \tilde{u}_S von dem gefilterten Schallwandlersignal $u_{w,f}$, wie in Abbildung 4 dargestellt.

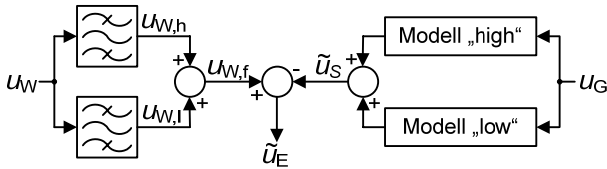


Abbildung 4: Blockschaltbild der Sendesignal-kompensation zur Ermittlung des Empfangssignals \tilde{u}_E

Ergebnisse

Die Bewertung der erzeugten Modelle erfolgt durch die Berechnung der minimalen Sendesignaldämpfung D für ein Schallwandlersignal ohne Echo:

$$D = \frac{\max(|u_{w,f} - \tilde{u}_S|)}{\max(|u_{w,f}|)} \quad (1)$$

Hierbei zeigt sich, dass die erzeugten Modelle nur eingeschränkt für andere Sendesignale genutzt werden können, wie in Tabelle 1 für Signal 1 zu erkennen ist.

Tabelle 1: Sendesignaldämpfung bei einer Signallänge von 40 Symbolen für verschiedene Modelle

	Modell 1	Modell 2	Modell 3
Signal 1	-46.9 dB	-33.3 dB	-36.1 dB
Signal 2	-43.1 dB	-51.9 dB	-45.1 dB
Signal 3	-39.2 dB	-41.1 dB	-50.7 dB

Eine Ursache liegt in der endlichen Länge und dadurch unterschiedlichen spektralen Zusammensetzung der Signale begründet. So wird nur ein begrenztes Frequenzspektrum bei der Modellbildung berücksichtigt und es können keine beliebigen Eingangssignale durch das Modell abgebildet werden. Dieser Einfluss ist bei längeren Sendesignalen geringer, wie in Tabelle 2 zu erkennen ist.

Tabelle 2: Sendesignaldämpfung bei einer Signallänge von 160 Symbolen für verschiedene Modelle

	Modell 4	Modell 5	Modell 6
Signal 4	-44.7 dB	-43.0 dB	-46.4 dB
Signal 5	-43.2 dB	-45.5 dB	-44.5 dB
Signal 6	-40.3 dB	-39.9dB	-47.3 dB

In Abbildung 5 sind drei Empfangssignale für verschiedene Reflektorabstände abgebildet. Mit steigendem Reflektorabstand nimmt die Empfangssignalamplitude deutlich ab und liegt ab 300 mm Abstand (schwarz) nur noch um den Faktor drei über der Amplitude der Abweichung, die am Signalanfang erkennbar ist (0 ms bis 1,5 ms).

Durch Bildung der Kreuzkorrelation zwischen dem Empfangssignal \tilde{u}_E und dem Generatorsignal u_G lässt sich der Reflektorabstand ermitteln.

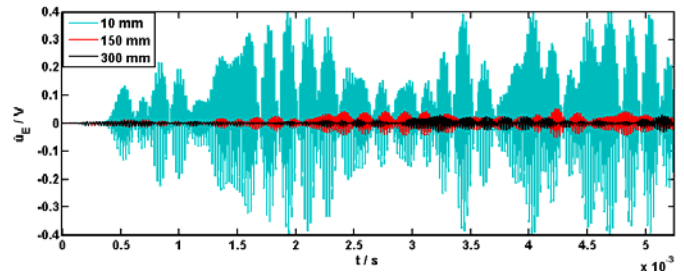


Abbildung 5: Berechnete Empfangssignale \tilde{u}_E für verschiedene Reflektorabstände

In Abbildung 6 sind die normierten Einhüllenden der Kreuzkorrelationen für verschiedene Reflektorabstände dargestellt. Für die Bestimmung der Entfernung muss hier die Empfangssignalverschiebung aufgrund der Filterung kompensiert werden. Dann ergeben sich aus den Verschiebezeiten der Maxima rechnerisch Reflektorabstände von 10,6 mm, 149,4 mm und 299,8 mm.

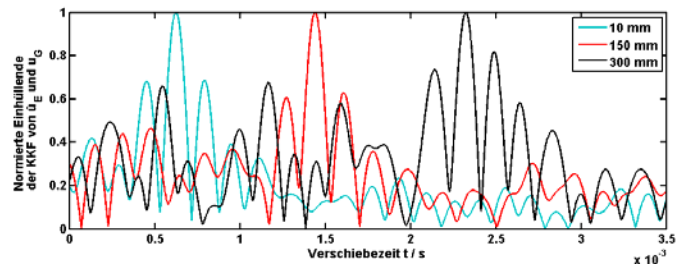


Abbildung 6: Normierte Einhüllende der Kreuzkorrelation zwischen dem Empfangssignal \tilde{u}_E und dem Generatorsignal u_G für verschiedene Reflektorabstände (Der Filtereinfluss wurde NICHT korrigiert.)

Zusammenfassung und Ausblick

Dieser Beitrag zeigt, dass das Konzept der digitalen Trennung des Sende- und Empfangssignals auch bei Systemen mit höherer Bandbreite einsetzbar ist. Mittels einer Kreuzkorrelation von Sende- und Empfangssignal kann damit eine Entfernungsmessung mit einem Mindestabstand unter 10 mm realisiert werden. Für die Messung großer Entfernungen trifft das Empfangssignal erst nach dem Ausschwingen ein und eine Kompensation ist nicht mehr notwendig. Um die Empfindlichkeit des Systems gegenüber Änderungen der Schallwandlereigenschaften zu minimieren, steht im Folgenden eine Adaption des in [1] vorgestellten iterativen Verfahrens zur Modellbildung an.

Literatur

[1] A. Schröder, B. Henning: Improved system identification for simultaneous transmitting and receiving in single transducer applications. In IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS 2010), San Diego, California, USA, 11.-14.10.2010.
 [2] M. Karjalainen, P. A. A. Esquef, P. Antsalo, A. Mäkivirta, V. Välimäki: Frequency-Zooming ARMA Modeling of Resonant and Reverbant Systems. J. Audio Eng. Soc., Vol. 50, Nr. 12, December 2002