

# Anforderungen an ein eingebettetes System zum zerstörungsfreien Prüfen von Verbundmaterialien

**Jobstmann, Stephan; Ivanov, Artem**

Hochschule Landshut

## Kurzfassung

Aufgrund der steigenden Verwendungshäufigkeit von carbonfaserverstärktem Kunststoff, kurz CFK, besteht die erhöhte Nachfrage, diesen auf seine Unversehrtheit in der Anwendung zu prüfen. Komplexere Strukturen aus diesem Material bergen große Anforderungen an die Mess- und Prüfsysteme. In Laborumgebungen mit geringen Störeinflüssen und hohen Investitionskosten bei den Messmitteln können bereits gute Ergebnisse in der Detektion von Schäden in der Bauform identifiziert werden [1]. Um ähnlich gute Ergebnisse in rauerer Umgebung kostengünstiger erzielen zu können, wird im Rahmen des Projekts „moZat“ von Seiten der Hochschule Landshut die Elektronik für diesen Zweck entwickelt. Es werden in dem Artikel die Besonderheiten dieser Schaltung aufgezeigt und die Vorteile gegenüber anderen Lösungsansätzen erläutert.

## 1. Einleitung

Zur Detektion von Delaminationen, Rissen und Brüchen in CFK-Platten werden verschiedene Messverfahren angewendet. Zum Beispiel ist es bei der Laser-Doppler-Vibrometrie, der Röntgendiagnostik und bei der Ultraschallprüfung (Reflexionsschallverfahren und Durchschallverfahren) nötig, das gesamte zu untersuchende Bauteil flächig in Gänze zu erfassen [7]. Wenn das zu untersuchende Bauteil als eine dünne Platte (Dicke bis etwa 10 mm) kategorisiert werden kann, ist es möglich mittels Lamb-Wellen Strukturschwächungen zu detektieren. Prinzipiell werden hierbei mithilfe von punktuell angebrachten Piezoelementen Scher- und Druckschwingungen in die Platte eingebracht und über die Messstrecke hinweg vermessen. Gewöhnlich sind dabei Frequenzen von 30 kHz bis 500 kHz im Einsatz. Der Vorteil liegt in der pro Messvorgang einmaligen Anbringung der Piezoelemente. Die mehrfache Neupositionierung der Sensor- und Aktorelemente ist nicht notwendig.

## 2. Messmethoden

Piezoelemente reagieren auf mechanische Beanspruchung mit dem Freisetzen von Ladungen an den Polen, der Erzeugung von Spannung und der Veränderung ihrer Kapazität. Alle diese Effekte können als Sensorgröße erfasst werden.

Die folgende Gegenüberstellung gibt einen Überblick über die Vor- und Nachteile der einzelnen Messmethoden.

### **2.1. Kapazitätsmessung**

Das Messprinzip zur Kapazitätsbestimmung basiert auf der zyklischen Auf- und Entladung des zu bestimmenden Kondensators. Dieser Vorgang benötigt das Anlegen einer Wechselspannung, beispielsweise über einen Relaxationsoszillator. Die Wechselspannung erzeugt im Piezoelement selbst eine geringe mechanische Verformung, welche bei Ultraschallmessvorgängen das Resultat massiv verfälschen kann.

### **2.2. Spannungsmessung**

Die Erfassung der Spannungsänderung erfordert den Aufbau eines Elektrometervverstärkers. Dessen hohe Eingangsimpedanz wird benötigt, um die Spannungsänderungen unverfälscht aufzunehmen. Die Störungsanfälligkeit durch einstreulende elektrische Felder erfordern zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen, wie eine niederohmige Guard-Ummantelung der Zuleitungen der Sensoren. Der kapazitive Teil der Leitungsimpedanz hat dabei eine Tiefpasswirkung auf das Signal.

### **2.3. Ladungsmessung**

Die bei mechanischer Verformung auftretende Ladungsausschüttung der Piezoelemente kann über einen Ladungsverstärker (LV) erfasst werden. Dieser integriert die freigesetzte elektrische Ladung und gibt eine äquivalente Spannung aus. Ein äußerst niedriger Eingangsruhestrom des Verstärkers ist hierbei erforderlich, um die Empfindlichkeit zu maximieren. Der Sensor ist in dieser Anordnung durch den LV kurzgeschlossen. Es ermöglicht die Verfälschung des Signals durch externe elektrische Felder zu minimieren. Triboelektrische Effekte, beispielsweise Ladungsverschiebungen durch Bewegung der Zuleitung, werden hingegen verstärkt aufgenommen [2]. Durch die vorherige Untersuchung hat sich herausgestellt, dass die Ladungsmessung für die gestellte Aufgabe die meisten Vorzüge gegenüber den anderen Methoden aufweist.

## **3. Systementwurf**

Der Systementwurf bezieht sich auf die Vereinigung der digitalen und analogen Komponenten. Die internen Mixed-Signal Komponenten, ADC und DAC, des Mikrocontrollers STM32F407 mit Cortex M4 Kern genügen den für die Anwendung benötigten Anforderungen in Bezug auf Bandbreite und Genauigkeit.

Dadurch werden externe Baugruppen eingespart und der wirtschaftliche Aspekt erfüllt.

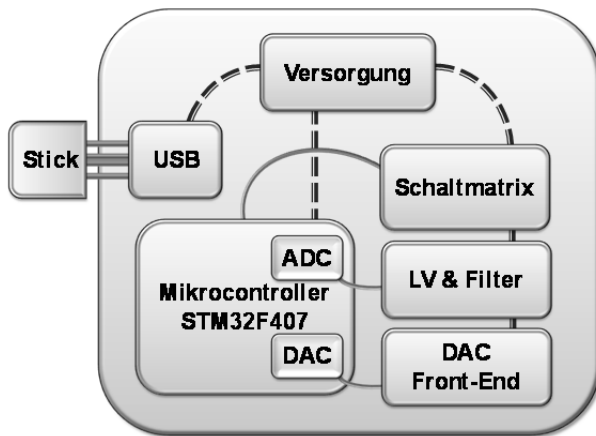


Abb. 1: Schematischer Aufbau des Systems

### 3.1. Analog Front-End

In Abb. 2 ist die Schaltskizze des analogen Front-Ends (AFE) zu sehen. Bei dieser Anordnung sieht man die Einsparung von mehreren DACs (Digital-Analog-Converter) oder mehrfachen Aufbau des Ladungsverstärkers durch die Anordnung der Schaltmatrix. Im gesamten Entwurfsprozess wurde auf die resultierende Wirtschaftlichkeit des Systems geachtet. Die einzelnen Schaltebenen werden durch einen Mikrocontroller gesteuert.

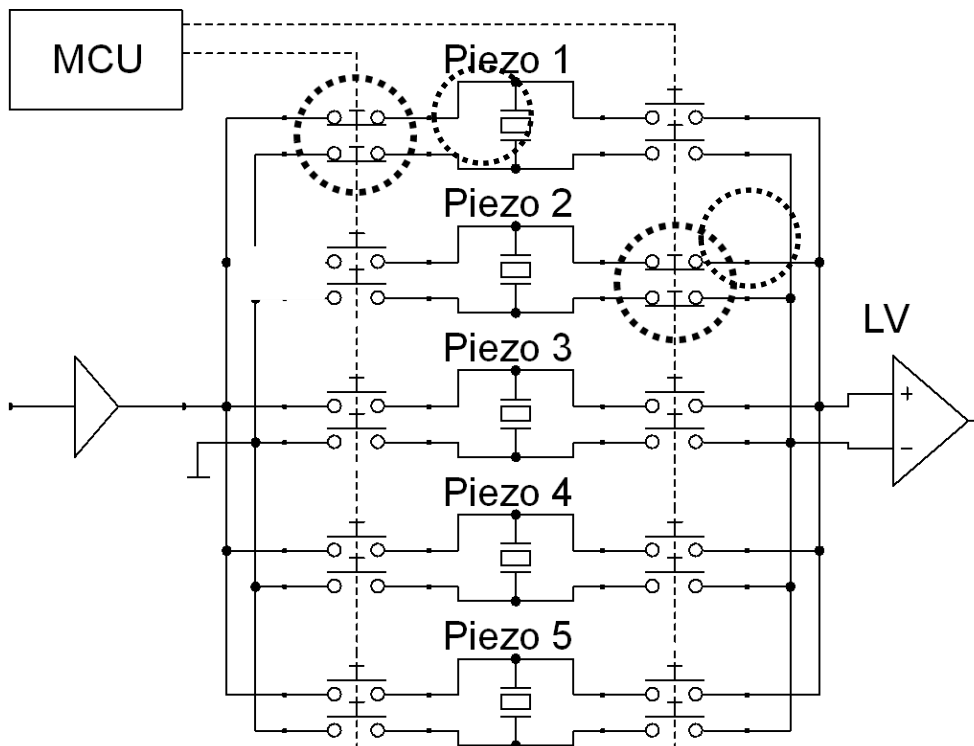


Abb. 2: Schaltskizze zur Verdeutlichung der Beschaltung der Piezoelemente. In diesem Beispiel ist der Piezo 1 als Aktor geschaltet. Piezo 2 fungiert als Sensor.

### 3.2. Multiplexer

Während der Bauteilanalyse sind die Piezoelemente fest am CFK-Teil angeklemt. Der Wechsel von Sensor- zur Aktorfunktion erfolgt rein elektronisch. Der Multiplexer ermöglicht es, den einzelnen Piezoelementen ihre Funktion zuzuweisen, wie in Abb. 2 zu sehen ist. Das Layout wurde angepasst, um möglichst geringe Störeinflüsse von der Erregersignalausgabe auf den Sensor zu übertragen. Die Konfiguration wie sie in Abb. 3 zu sehen ist, wurde durch empirische Versuche gewählt. Dabei wird das Ausgangssignal des DAC-Treibers auf denselben Pol des Piezoelements gelegt wie das Bezugspotenzial des LV, hier als virtuelle Masse genannt. Dazu passend wird der verbliebene zweite Pol mit GND des DAC-Treibers und mit dem Signaleingang des LV verbunden. Würde das Ausgangssignal des DAC auf denselben Pol wie das eingehende Sensorsignal des LV geführt, reicht die Dämpfung durch die offenen Schalter nicht aus, um das DAC-Signal vollständig vom Eingang des LV abzuschirmen. Die ausgewählten Analogschalter setzen sich gegenüber anderen Schaltprinzipien, wie etwa Kleinsignalrelais oder Solid-State-Relais, aufgrund ihrer Schaltgeschwindigkeit und Dämpfung durch.

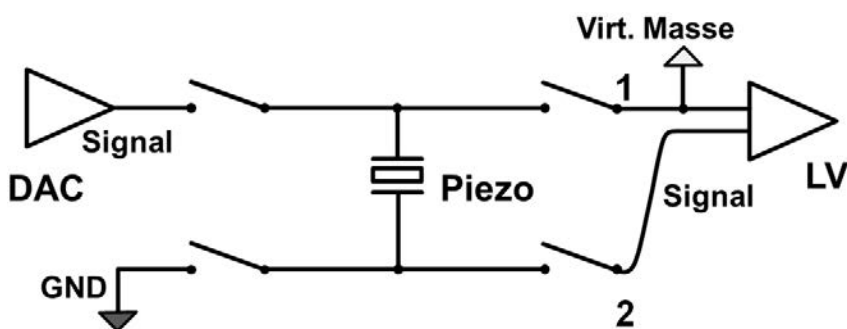


Abb. 3: Skizze zum schematischen Aufbau des Multiplexers. Die Signalleitung des DAC und die virtuelle Masse des LV werden über Schalter an den Pol 1 des Piezoelements angeschlossen. Analog dazu wird das Eingangssignal und das GND Potenzial an den Pol 2 des Piezoelements angefügt.

### 3.3. Ladungsverstärker, Filter und DAC

Der Entwurf des Ladungsverstärkers durchlief im realen Aufbau drei Iterationen. Kernelement davon ist ein Operationsverstärker (OPV). Zuvor wurden mehrere Modelle in SPICE Simulationen gegeneinander getestet. Anhand der Simulationsergebnisse und des maximalen Eingangsruhestroms wurde der OPV LMP7721 gewählt.

Um Störungen durch die Netzfrequenz und hochfrequente Einstreuungen zu vermeiden, wird nach dem Ladungsverstärker ein Filter 8. Ordnung platziert. Gewählt wurde die Gauß-Filter Charakteristik, da diese keine Amplitudenüberhöhung bei der Eckfrequenz aufweist und im Durchlassbereich die Gruppenlaufzeit konstant hält, wie in Abb. 4 zu sehen ist. Aufgrund der Kostenersparnis wurde

bereits beim Filterentwurf darauf geachtet, dass Werte der E24-Reihe verwendet werden.

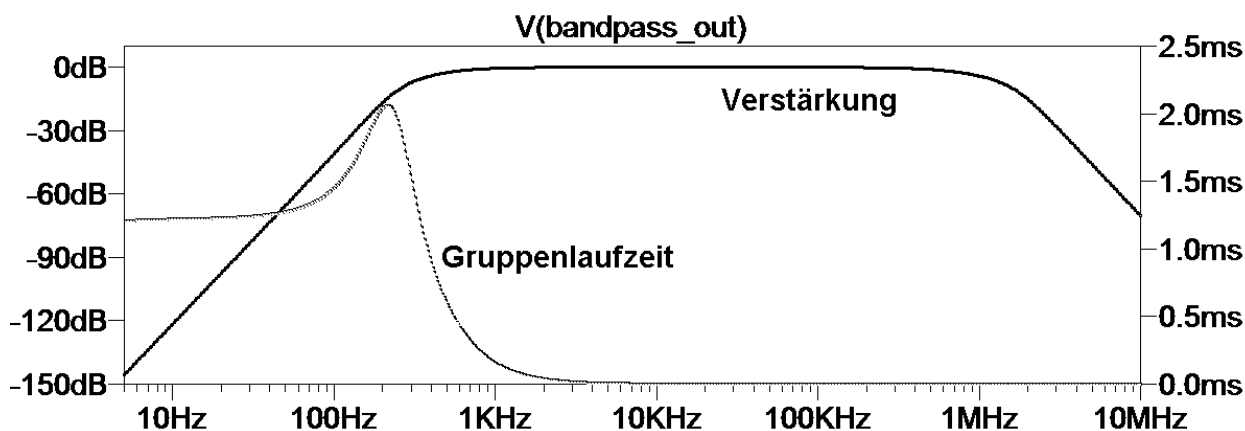


Abb. 4: Simulierte Filtercharakteristik des Bandpassfilters. Auf der linken Seite ist die Verstärkung aufgezeigt. Die Skalierung der Gruppenlaufzeit ist rechts. Man sieht die konstante Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich und die Verstärkung ohne Überhöhung bei den Eckfrequenzen.

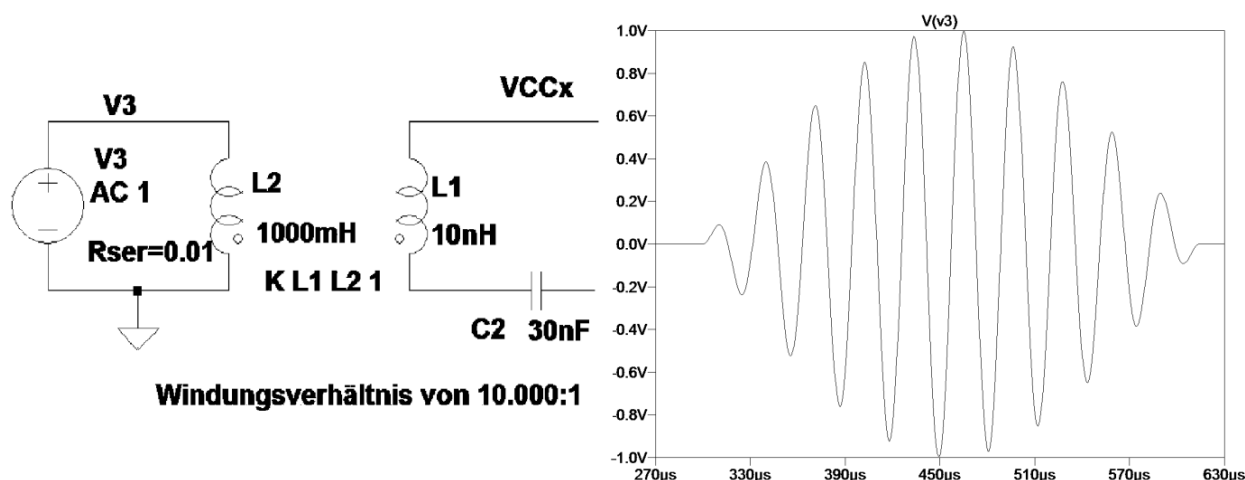


Abb. 5: Das Spice Modell zum Sensor wird aus einem idealen Transformator und einer Längskapazität erstellt [3]. Das entworfene Sensorsignal zur Modellierung der Spannungsquelle ist aus zwei Sinussignalen zusammengesetzt.

Die maximale Samplerate des DAC wird laut Datenblatt mit 1 MS/s beziffert [4]. Dieser Wert wird hauptsächlich von der Ausgangskapazität und dem Ausgangswiderstand bestimmt. Der Mikrocontroller hat hierfür bereits einen internen Impedanzwandler vorgesehen. Dessen Leistungen reichen nicht an die eines, mit hochwertigen Operationsverstärkern, diskret aufgebauten Line-Drivers heran. Der im Prototyp aufgebaute Puffer ermöglicht deutlich höhere Sampleraten. Bis zu 10 MSPS/s sind möglich. Rail-to-Rail-Output ist somit ebenfalls möglich, im Gegensatz zum internen Puffer [5].

### 3.4. Modell für den Piezosensor

Für die Auswertung war ein passendes Modell für die Piezosensoren nötig. Das verwendete Ersatzmodell wurde mit dem realen Aufbau verglichen und mit einem passenden Erregersignal gespeist, welches in Abb. 5 zu sehen ist. Anhand von Versuchsreihen wurden die spezifischen Merkmale der realen Wellenform der Sensorantwort klassifiziert. Die dazugehörigen Parameter sind empirisch angepasst, um ein Signalimitat zu berechnen. Über die Aufbereitung des mathematisch bestimmten Datensatzes wurde das Simulationsprogramm mit den imitierenden Wellenformen gespeist.

### 3.5. Layout Design

Durch das spezielle Routing wurde sichergestellt, dass über die Versorgungsleitungen kein Übersprechen von den digitalen auf die analogen Signale auftritt. Die Belegung der Schaltmatrix ist in einen optimalen Zustand überführt, in dem möglichst wenige Zuleitungen am Schaltbaustein eintreffen. Mittels des Zukaufs des STM32F4 Discovery Boards wurden Einsparungen durch den fehlenden Layoutaufwand erzielt. Die Trennung von digitalen und analogen Baugruppen erfolgt durch deren Separation auf zwei Platinen. Lediglich die notwendigen Steuerleitungen zur Schaltmatrix sowie die ein- und ausgehenden Signalleitungen haben über Steckverbinder eine direkte Verbindung mit dem Front-End.

## 4. Embedded Software

Ausgehend von einem internen Leitfaden [6] wurde die Software für den Mikrocontroller erstellt. Die folgenden Felder,

- FreeRTOS,
- USB-Massenspeicherverwaltung und
- FAT-Dateisystemansprache

sind im System fest verankert.

### 4.1. Signalformgenerierung

Für die Implementierung ist das Einlesen von vorgefertigten arbiträren Signalformen notwendig. Dabei wird mithilfe der vom Controller unterstützten USB-Massenspeicheranbindung eine Datei mit den Daten für den 12 Bit breiten DAC Ausgang eingelesen. Die Wortbreite der Daten wird dem 32 Bit breiten DMA angepasst. Dieser gibt den Datensatz getaktet an den DAC weiter. Dem zuvor wurde der Datensatz vom USB-Stick geholt und auf dem Mikrocontroller zwischengepuffert.

## 4.2. Timing

Die Zeitintervalle beschränken sich auf einen zweistufigen Aufbau. Dabei beschreibt das kürzere Intervall die Burstlänge. Diese beträgt ungefähr  $24,5 \mu\text{s}$ . Diese Zeit ergibt sich über die Taktung des DAC mit  $10,5 \text{ MHz}$  und einer Pufferbreite im  $\mu\text{C}$  von 256 Datensätzen. Dem ist ein größeres Intervall übergeordnet, welches mit  $50 \text{ ms}$  den Abstand zwischen den einzelnen Bursts beschreibt, wie in Abb. 6 zu sehen ist. Dieses Intervall sorgt dafür, dass sich bei wiederholter Messung die aufeinanderfolgenden Messantworten nicht überlagern und somit sich nicht gegenseitig verfälschen.

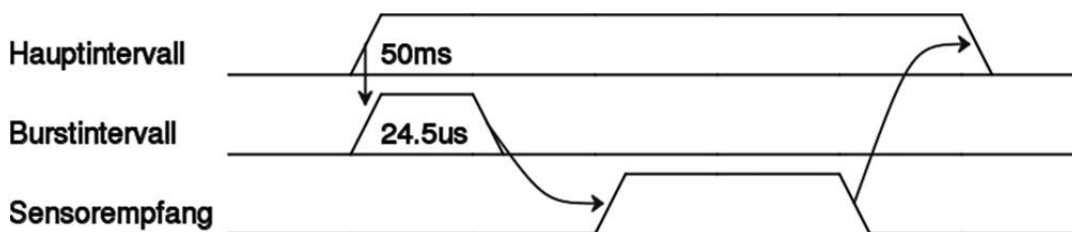


Abb. 6: Skizze zum Timing der Ein- und Ausgabe Signale. Alle  $50 \text{ ms}$  wird ein neuer Messvorgang gestartet. Innerhalb von  $24,5 \mu\text{s}$  wird die Burstform ausgegeben. Daraufhin folgt die Aufnahme des Sensorsignals.

## 4.3. Programmstruktur

Der gesamte Ablauf innerhalb des Mikrocontrollers wird mithilfe des Echtzeitbetriebssystems FreeRTOS abgearbeitet. Der Hardware Abstraction Layer, kurz HAL, ist bereits als Bibliothek in der Toolchain vorhanden. Dadurch konzentrierte sich der Entwicklungsaufwand auf die Abläufe, die mit FreeRTOS gesteuert werden. Dieses bietet den Vorteil der einfacheren Verwaltung von mehreren Prozessen und deren zeitlich korrekter Abarbeitung ohne Kollisionen im Programmablauf. Einen Überblick über die Ebenen der Softwarestruktur bietet Abb. 7.

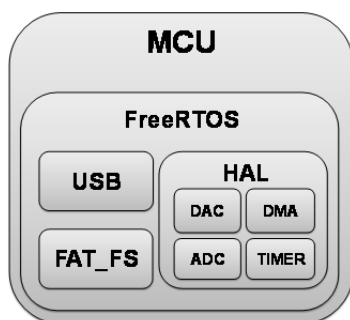


Abb. 7: Schematischer Aufbau der Software des eingebetteten Systems

## 5. Erregersignalformung

Die Form der Speisung des Aktors ist von großer Wichtigkeit. Die Länge, die Anzahl der Wiederholungen innerhalb eines Bursts und Form sind maßgeblich für das zu erwartende Sensorsignal am Ende der Messstrecke.

## 5.1. Form des Bursts

Ursprünglich sollte aufgrund vorhergehender Messungen der Burst ein im Zeitbereich möglichst steilflankiges Signal sein. Ein solches Signal, beispielsweise ein einzelner rechteckiger Impuls, erweist sich als inkompatibel mit dem analogen Front-End. Der Einfluss des Impulses reicht dabei bis zum Ladungsverstärker. Dieser geht bei einem Sendepuls in Sättigung und verweilt in diesem Zustand für 1,22 ms. Relevante Sensorsignale sind in einem Intervall von ca. 1 ms nach Aussendung des Impulses zu erwarten. Folglich kann mit einem Rechteckimpuls als Erregersignal der Ladungsverstärker nicht entsprechend betrieben werden. Da dieser über die Schaltmatrix viele Eingangsleitungen aufweist, ist eine Abschirmung durch potenzialgleiche Guardleitungen nicht zielführend und erfordert einen hohen Layoutaufwand. Lösung für dieses Problem ist die Veränderung des Burstsignals. Die ersten empirischen Tests zeigten eine Verbesserung gegenüber dem genannten Übersprechen auf. Mithilfe eines passenden Sinusimpulses wurde der Einfluss auf die Signalleitungen des Ladungsverstärkers deutlich gesenkt, wie in Abb. 8 erkenntlich ist.

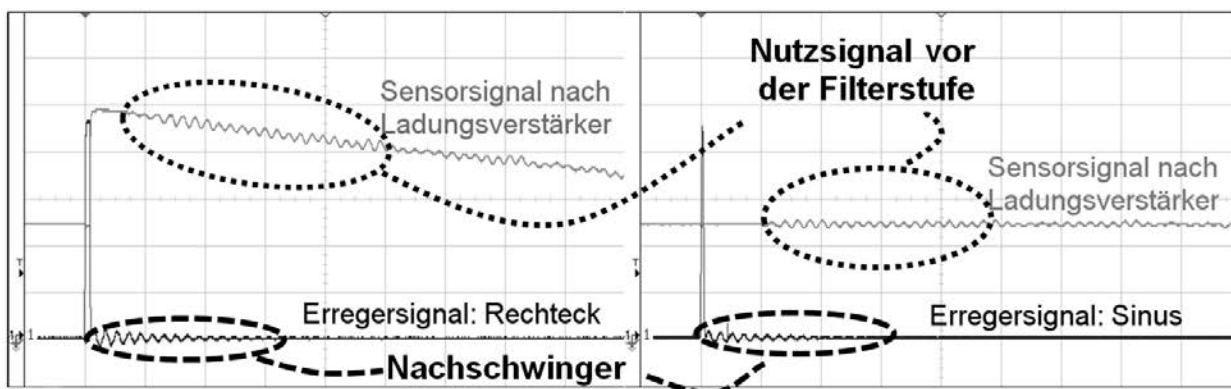


Abb. 8: Vergleich zwischen den Resultaten unterschiedlicher Erregerformen. Bei rechteckiger Anregung ist deutlich der Vollausschlag des Ladungsverstärkers zu erkennen. Bei sinusförmigem Stimulus ist das Übersprechen kaum erkennbar. (Skalierung: horizontal 50  $\mu$ s/div, vertikal 1 V/div)

## 6. Ausblick

Das System ist in Form eines ersten Prototyps aufgebaut. Die einzelnen Funktionen wurden bereits grundlegend getestet. Es stehen noch weitere Untersuchungen aus, wie etwa das Speichern der Sensordaten und die Implementierung aller möglichen Sensor-/Aktorkonstellationen in einem Messprozess. Eine automatische Optimierung des Erregersignals zum Vermeiden der in Abb. 8 zu sehenden Nachschwinger wird angestrebt.



## Danksagung

Unser besonderer Dank gilt dem Bundesministerium für Wirtschaft und Energie und dem Projektträger AiF, die das Forschungsvorhaben moZat im Rahmen des Förderprogrammes Zentrales Innovationsprogramm Mittelstand (ZIM) unterstützen (Förderkennzeichen KF2353202DB4).

## Literatur

- [1] Hillger, Wolfgang; Szewieczek, Arthur: Interaktionen von Ultraschall-Longitudinal- und von Lamb-Wellen an Fehlstellen in CFK-Bauteilen. DGZfP-Jahrestagung, DGZfP, Münster, 2009.
- [2] Karki, James: Signal Conditioning Piezoelectric Sensors. Texas Instruments Incorporated, Application Report SLOA33A, 2000.
- [3] Bartolome, Eduardo: Signal conditioning for piezoelectric sensors. Texas Instruments Incorporated, Analog Application Journal SLYT369, 2010.
- [4] STM32F405xx, STM32F407xx. Datenblatt, Seite 140. STMicroelectronics, DocID022152, 2015.
- [5] Extending the DAC performance of STM32 microcontrollers. Application Note, STMicroelectronics, AN4566, 2014.
- [6] Spindler, Peter: Erstellung einer STM32F4 Toolchain. Hochschule Landshut, 2015.
- [7] Lerch, Reinhard; Sessler, Gerhard: Technische Akustik. Springer, Berlin/Heidelberg, 2009.

## Kontakt

Stephan Jobstmann, M.Eng.  
Hochschule für angewandte Wissenschaften Landshut  
Am Lurzenhof 1  
84036 Landshut  
E-Mail: [stephan.jobstmann@haw-landshut.de](mailto:stephan.jobstmann@haw-landshut.de)