

Absolute AE-Sensorkalibrierung ohne großen Transferblock

Hartmut VALLEN¹

¹ Vallen Systeme GmbH, Schäftlarn Weg 26A, 82057 Icking

Kontakt E-Mail: hartmut@vallen.de

Kurzfassung. Der Beitrag rekapituliert die schwerwiegenden Begrenzungen des Standards ASTM E 1106 (primäre AE Sensorkalibrierung), erläutert die bei AE Sensorherstellern gängige Methode der Sensorverifikation in Direktkopplung und zählt deren Vor- und Nachteile auf.

Dann erläutert der Beitrag einen Vorschlag für eine alternative Methode einer absoluten Sensorkalibrierung, ebenfalls in Direktkopplung, welche das Potential hat, sowohl die Begrenzungen der Kalibrierung nach ASTM E1106 als auch die Schwächen der aktuell genutzten Direktkopplungsmethode zu überwinden:

Ein breitbandiger „Transmitterimpuls“ stimuliert über einen „Transmitter“-Sensor (mit möglichst flacher Sende-Transferfunktion) eine reproduzierbare Anregung des direkt angekoppelten Prüflings. Der Beitrag erläutert, wie aus der FFT der Prüflingsantwort und des Transmitterimpulses, und einem absolut kalibrierten Referenzspektrum, die Empfangs-Transferfunktion eines Prüflings in absoluten Einheiten von zB V/nm ermittelt werden kann. Allerdings ist die erzielte Genauigkeit noch nicht befriedigend. Die Methode befindet sich noch in Entwicklung. Wir sehen Potential für Verbesserungen, die wir erschließen wollen, bevor wir die Methode industriell einsetzen und unseren Kunden empfehlen können. Dieser Beitrag ist ein Zwischenbericht.

1. Einführung

Der Standard ASTM E 1106 ist die in der westlichen Welt anerkannte Norm für eine absolute Schallemissions- (AE-) Sensorkalibrierung. Sie wurde 2012 dem neusten Stand des Prototypenaufbaus beim National Institute of Standards and Technology (NIST) der USA angepasst.

Dieser Standard beinhaltet Begrenzungen, die nachfolgend mit Bx identifiziert werden, und deren möglichst umfassende Überwindung Ziel der Entwicklung eines alternativen Kalibrieraufbaus ist:

- B1: Größe (0,9 m D x 0,43 m H) und Gewicht (2 t) des Transferblocks ist nicht praxistauglich.
- B2: Die Aufnahme der Reighlaywelle ist immer vom Apertureffekt beeinflusst. Das Kalibrierergebnis ist nicht für Wellen gültig, die an der Position des Sensors aus dem Volumen eines Prüfobjekts heraustreten.
- B3: Nach Kapitel 4.2 beträgt der nutzbare Frequenzbereich 100 kHz – 1 MHz, die Frequenzauflösung der FFT etwa 10 kHz. Niederfrequente Sensoren, zB für die Tankbodenprüfung, können mit diesem Aufbau nicht befriedigend kalibriert werden. Schmalbandige Einbrüche können bei der groben Auflösung unentdeckt bleiben.



B4: Das Konfidenzniveau des Kalibrierergebnisses ist gemäß Kapitel. 8 in diverser Hinsicht eingeschränkt.

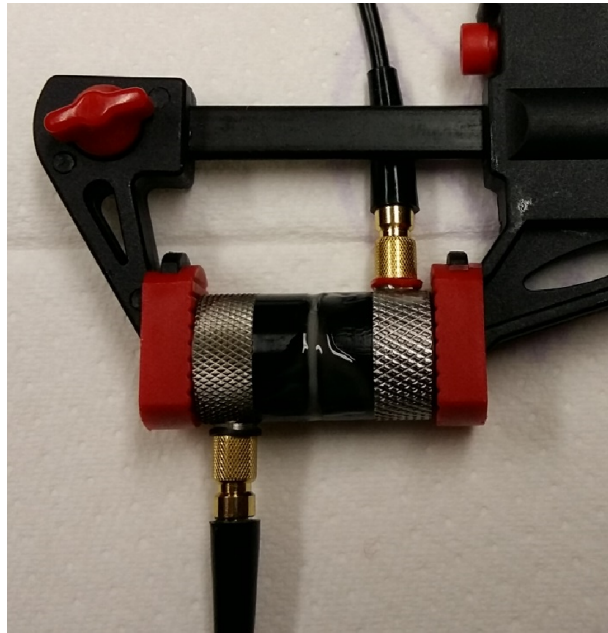
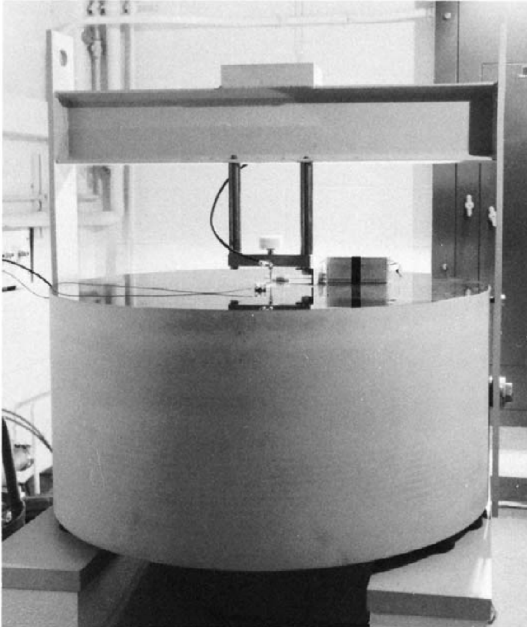


Abb. 1. NIST Transferblock, Gewicht: 2 Tonnen

Abb. 2. Transmitter und Receiver in Direktkopplung

2. Relative Sensor-Charakterisierung mit der Direktkopplungsmethode

Dieses Kapitel beschreibt grob den Aufbau, den die meisten Hersteller von AE Sensoren für die Sensorverifikation verwenden:

Ein Ultraschallsensor (T) wird direkt an die sensitive Fläche des zu verifizierenden AE Sensors (SUT) akustisch angekoppelt, unterstützt durch eine sehr dünne Koppelmittelschicht (z.B. Fahrrad-Öl oder Handmilch).

Der US wird mit einem Sinussignal einer Startfrequenz angeregt, was eine sinusförmige Bewegung (displacement) an der sensitiven Fläche des SUT und ein Sensorausgangssignal erzeugt, dessen RMS Wert gespeichert wird. Die Frequenz wird stufenweise erhöht. So entsteht eine „Volt vs. kHz“ Tabelle. Die RMS-Werte werden in dB_{AE} umgerechnet und ein konstanter Offset addiert. Der Offset ist so bemessen, dass sich eine Tabelle „dB (mit Referenz auf $1 \text{ V}/\mu\text{bar}$) vs. Frequenz“ ergibt. Der Offset wurde experimentell so bestimmt, dass die Ergebnisse unterschiedlicher Sensor-Hersteller vereinheitlicht sind.

Diese Charakterisierungsmethode weist gegenüber der Primärkalibrierung nach ASTM E 1106 folgende **Vorteile** auf:

- V1: Geringe Kosten, es wird nur ein Funktionsgenerator, der Ultraschallsensor und eine Software für das ohnehin vorhandene AE System benötigt.
- V2: Sehr viel einfacher zu handhaben.
- V3: Sehr genau reproduzierbar. Der Einflussfaktor des individuellen Glaskapillarenbruchs entfällt
- V4: Es entsteht kein Apertureffekt.
- V5: Auch niederfrequente Sensoren können damit verifiziert werden.

Die wesentlichen **Nachteile** sind:

- N1: Die Referenz auf $1 \text{ V}/\mu\text{bar}$ stammt aus der Hörakustik und ist sinnvoll, wenn sich der Schall über eine Druckwelle in Gas oder Flüssigkeit ausbreitet. Für die Messung von Oberflächenwellen von festen Körpern ist die Verschiebungsgeschwindigkeit mit

Referenz auf z.B. 1 V/(m/s) (Vs/m), oder die Verschiebung mit Referenz auf z.B. 1 V/nm, die physikalisch bessere Wahl. Die Referenz auf V/ μ bar liefert keine absolute Größe sondern nur relative Ergebnisse, z.B. für einen Neu gegen Alt-Vergleich. Burks & Hamstad [1] widmeten sich dieser Problematik im Detail

N2: Unterschiedliche Exemplare des gleichen Transmittertyps weisen oft Unterschiede in ihrer Transfercharakteristik auf. Dies führt dazu, dass die Verifikation eines SUT mit unterschiedlichen Transmitter-Exemplaren unterschiedliche Ergebnisse liefert.

3. Vorschlag für eine absolute Sensorkalibrierung mit der Direktkopplungsmethode

Der hier beschriebene Vorschlag wurde 2016 von K. Ono in [2] und [3] veröffentlicht und basiert u.a. auf den grundlegenden Arbeiten von Hill in [4] und Hill & Adams in [5].

In [2] stellt Ono heraus, dass die Reziprozität, auf der die Kalibrierung nach [6] basiert, nicht in allen Fällen gegeben ist und verwendet daher das Modell, dass jeder piezoelektrische Sensor eine Sende-Charakteristik (z.B. in „nm Displacement pro Volt Anregung“, im folgenden „Transmitter Funktion“ (T) genannt) und eine Empfangs-Charakteristik (z.B. in „Volt Ausgangsspannung pro nm Anregung“, im folgenden „Receiver Funktion“ (R) genannt) aufweist. Dieses Modell ersetzt die Strommessung, die nach [5] (1) erforderlich wäre, da der Strom durch den Transmitter nur von der Spannung und dem Spektrum der Impedanz des Transmitters abhängt und der Einfluss der Impedanz in T berücksichtigt ist.

Wir hatten während des 23rd International Acoustic Emission Symposiums im Dez. 2016 in Kyoto die Gelegenheit, mit Prof. K. Ono die Messung mitgebrachter Sensorexemplare unter Verwendung von absolut kalibrierten Transmittern (Ultraschallsonden) zu begleiten. Deren absolute Kalibrierung basiert auf Laser-Interferometer Messungen, auf die [2] näher eingeht. Prof. Ono stellte uns dankenswerterweise die Receiver Funktionen der in Kyoto vermessenen Sensoren in dB, bezogen auf 1 nm pro Volt Anregung, zur Verfügung.

Unser Ziel war es zunächst, den Vorschlag mit eigenen Messungen und Berechnungen zu verifizieren. Bei Bewährung wollen wir ihn zu einem industriell, aber auch von unseren Kunden einsetzbaren, Prüfaufbau weiterentwickeln. Das Ziel ist ambitiös, dies ist ein Zwischenbericht.

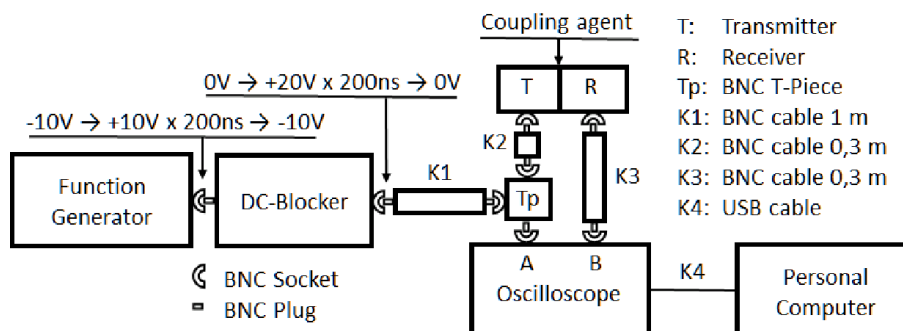


Abb. 3.: Prüfaufbau für die absolute Sensorkalibrierung in Direktkopplung

Abb. 3 zeigt unseren ersten Prüfaufbau. Der Funktionsgenerator (FG) vom Typ KEYSIGHT 33500B erzeugt im Intervall von 500 ms einen 200 ns langen +20V-Impuls. Dies erfordert allerdings einen -10V-Offset am Ausgang des FG, da dessen Spannungsbereich auf ± 10 V begrenzt ist. Der DC-Blocker am FG-Ausgang, das ist ein geschirmter unpolarisierter 10 μ F Kondensator mit BNC Stecker auf einer Seite und BNC Buchse auf der anderen, entfernt den Offset und stellt den 20V-Impuls von 0V aus zur

Verfügung. Der Impuls gelangt über Kabel K1 und T-Stück Tp an Kanal A des USB-Oszilloskops vom Typ Picoscope 5442B. Vom T-Stück gelangt der Impuls auch über Kabel K2 zum Transmitter T, ein Ultraschallsensor (US) vom Typ V103 oder V101. T wandelt den elektrischen in einen mechanischen Impuls, der über ein dünnes Koppelmittel (Handmilch) den Receiver R anregt. Das Ausgangssignal von R gelangt über Kabel K3 an Kanal B des Oszilloskopes. Die vom Oszilloscope mit 500 MHz Abtastrate aufgenommenen Signale werden in CSV Dateien gespeichert. Je nach Dauer des Nachschwingens werden Datensätze von 5 bis 50 μ s Länge (dies entspricht 2500 bis 25000 Abtastwerte) gebildet. Für die Gewinnung der FFT haben wir ein Softwaretool entwickelt, das über die Zwischenablage per Knopfdruck aus einem Zeitsignal eine FFT erzeugt. Dabei werden beliebig lange Eingangsdaten im Zeitbereich mit Nullen auf 256 K (262144 dezimal) Abtastwerte verlängert. Es ergibt sich eine Frequenzauflösung von 1,90735 kHz (500 MHz/262166 Abtastwerte). Der Bediener kopiert jedes Spektrum bis zu einer definierbaren Obergrenze, normalerweise 2 MHz, aus der Zwischenablage in eine beliebige XLS-Spalte, wo sie mit EXCEL weiterverarbeitet werden.

Basis unseres weiteren Vorgehens ist Gleichung (1) in [3], die wir etwas umbenennen:

$$U = R \times T \times P \quad (1)$$

mit:

U das vom Receiver ausgegebene Frequenzspektrum in mV, gemessen am Kanal B, z.B. Abb. 6,

R die Receiver Funktion des Receivers in V/nm, z.B. Abb. 4,

T die Transmitter Funktion des Transmitters in nm/V,

P das Spektrum des Pulses am Transmitter Eingang, z.B. Abb. 5,

Da von 4 Variablen 3 bekannt sind, erscheint die Aufgabe einfach:

Um T in „nm pro Volt Anregung“ zu erhalten, gilt: $T = U / (R \times P)$.

Um R in „Volt pro nm Verschiebung“ zu erhalten, gilt: $R = U / (T \times P)$.

Für die in dB skalierten Spektren für R und T gilt:

$$R = U - P - T, \quad T = U - P - R,$$

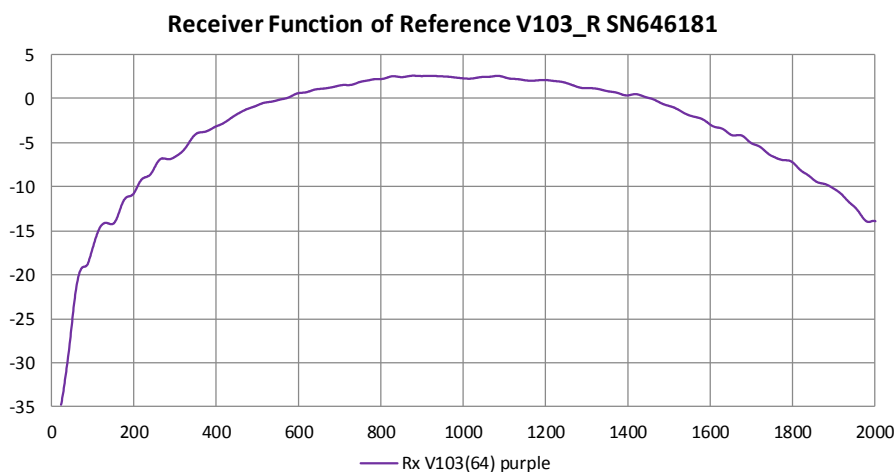


Abb. 4. Receiver Funktion des Referenzsensors Typ V103 SN646181 in dB, bezogen auf 1 V/nm; von Prof. K. Ono bereitgestellt.

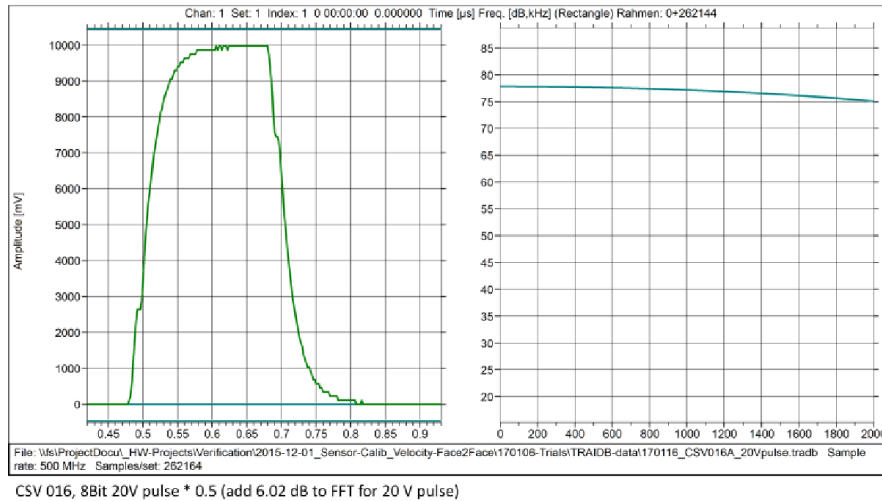


Abb. 5. Zeitsignal (links) und Spektrum (rechts) des Pulses am angeschlossenen Transmitter Typ V103 SN 646181, gemessen vom Oszilloskop Kanal A und importiert in Vallen VisualTR (VTR). Da die VTR-Software nur Signale im Bereich ± 10 V verarbeiten kann, wurde der 20 V-Impuls digital halbiert. Zu jenem Zeitpunkt war das erwähnte FFT Tool noch nicht entwickelt, d.h. wir mussten die FFT mit VisualTR berechnen.

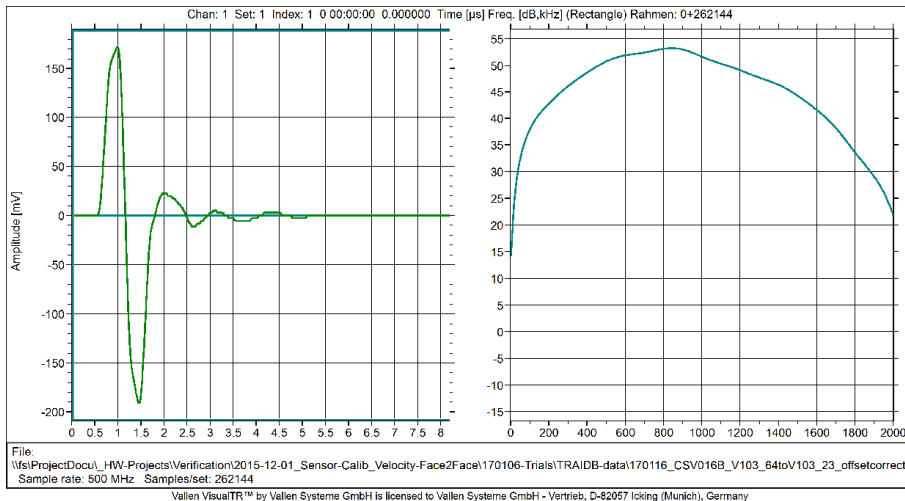


Abb. 6. Ausgangssignal und Spektrum des Receivers Typ V103 SN232120, angeregt vom Transmitter V103 SN 646181, digital halbiert.

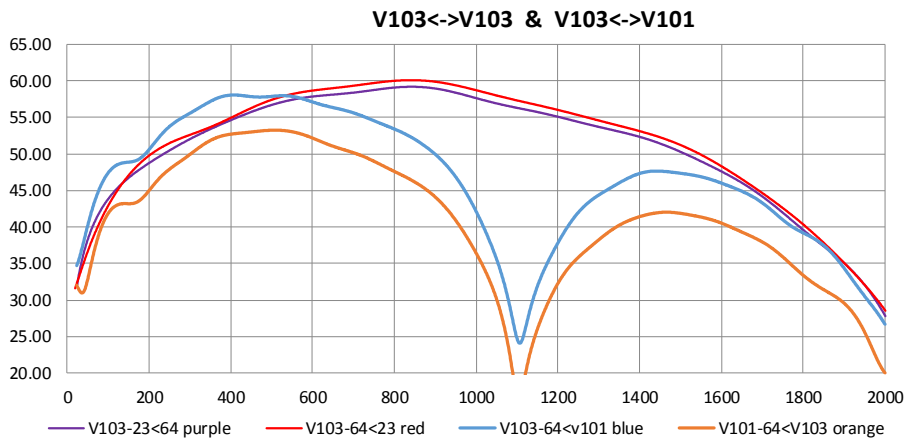


Abb. 7. Gemessene Ausgangssignale unterschiedlicher Sensor-Paare.

Die violette und rote Kurve in Abb. 7 stammen von einem Paar Sensoren gleichen Typs V103. „23<64“ in der Legende für die violette Kurve bedeutet, dass der V103 SN23... der Receiver und V103 SN 64.. der Transmitter war.

Die orange und blaue Kurve stammen von einem Paar Sensoren unterschiedlichen Typs, V103 und V101. Die sensitive Fläche des V101 ist etwa doppelt so groß wie die des V103. Insofern leuchtet ein, dass V103 vom größeren V101 ein stärkeres Signal bekommt (hellblaue Kurve) als V101 vom kleineren V103 (orange Kurve). Dies bedeutet, dass R korrigiert werden muss, wenn ein Transmitter eine kleinere aktive Fläche aufweist als der Receiver.

Erfahrungsgemäß können Transmitter Funktionen der US-Sensoren um mehrere dB voneinander abweichen. Wir konnten bisher keine Korrekturkurven etablieren, die für alle Sensormodelle befriedigend funktionieren. Die beschriebene Methode soll auch dieses Problem lösen, indem die Transmitter Funktion vom gemessenen Empfangsspektrum subtrahiert wird. Das folgende Beispiel zeigt den Effekt der Korrektur an einem sehr extremen Fall, bei dem probeweise zwei unterschiedliche US-Modelle den gleichen SUT, einen VS150 stimulieren. Abb. 8 zeigt die zwei nicht korrigierten Spektren des selben Sensors VS150-M, rot mit Transmitter V103 SN 64..r und blau mit V101 stimuliert.

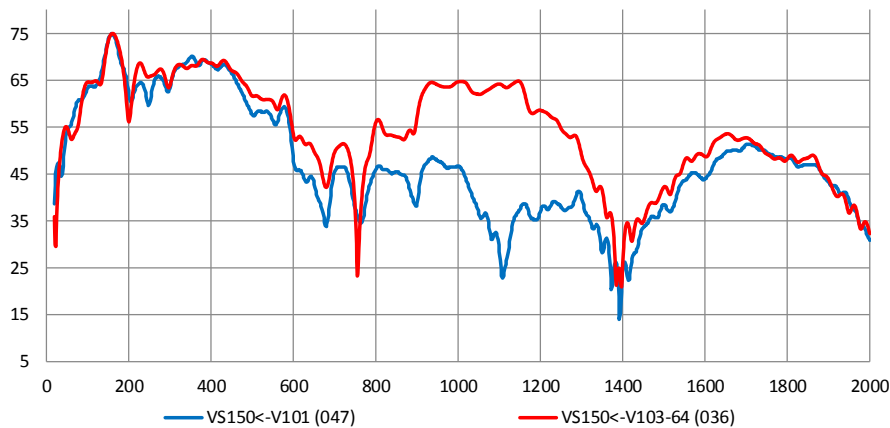


Abb. 8. Gemessenes Spektrum am Ausgang des selben Receivers bei Anregung durch zwei Transmitter von unterschiedlichem Typ, rot: V103, blau: V101.

Wir haben die Transmitter Funktionen der drei beteiligten Transmitter (zwei V103 und ein V101) gemäß Formel 1 berechnet. Sie sind in Abb, 9 dargestellt. Der Einbruch des V101 bei 1.1 MHz erklärt die großen Abweichungen in Abb. 8, ca 800-1300 kHz..

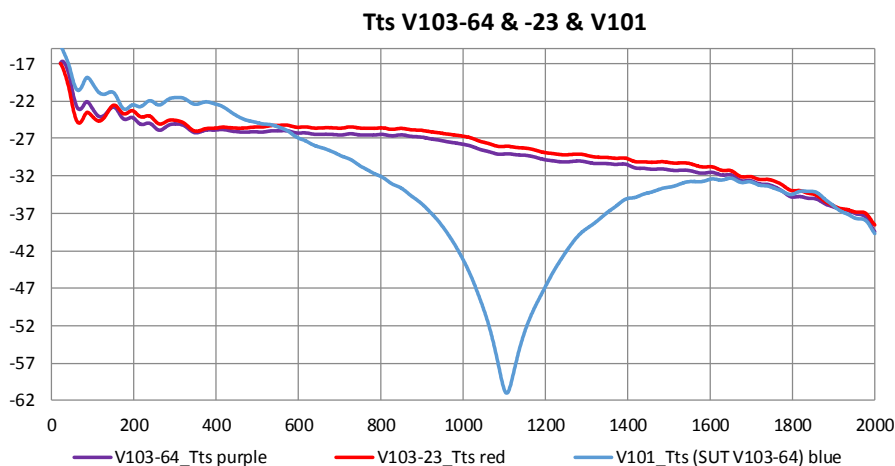


Abb. 9. Errechnete Transmitter Funktionen für zwei US Sensoren V103 und einen V101

Um die absoluten R Funktionen aus den Kurven in Abb, 8 zu erhalten, subtrahierten wir das Spektrum des Impulses und die in Abb. 4 dargestellte R-Funktion des V103. Abb. 10 zeigt das Ergebnis in der absoluten Einheit von dB relativ zu 1V/nm.

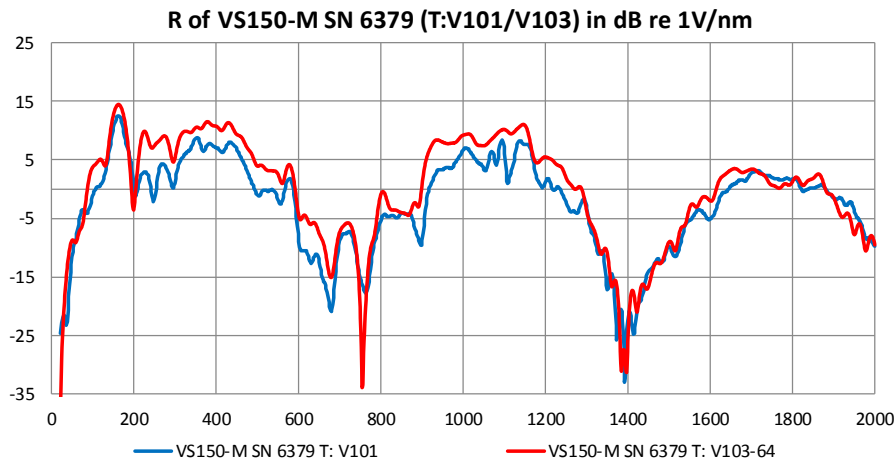


Abb. 10. Errechnete absolute R-Funktion des VS150-M SN 6379 aus dessen Kurven in Abb. 8

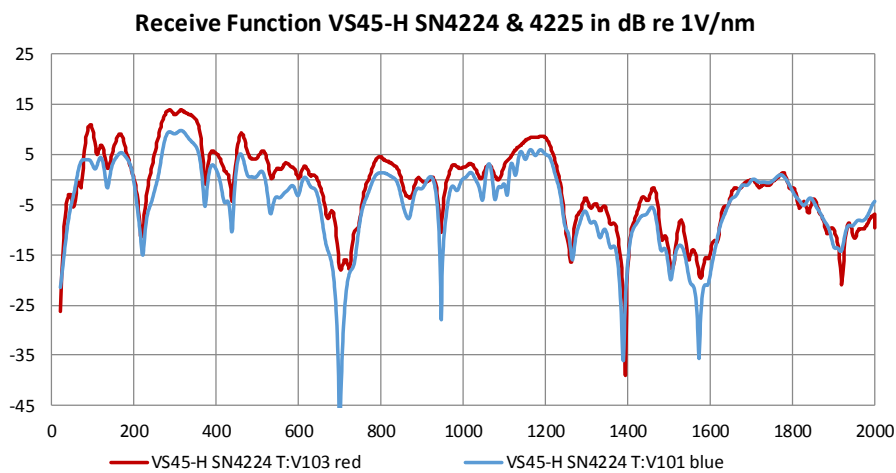


Abb. 11: Errechnete absolute R-Funktionen eines Sensors VS45H, gepulst mit V103 SN 64 (rot) und V101 (blau).

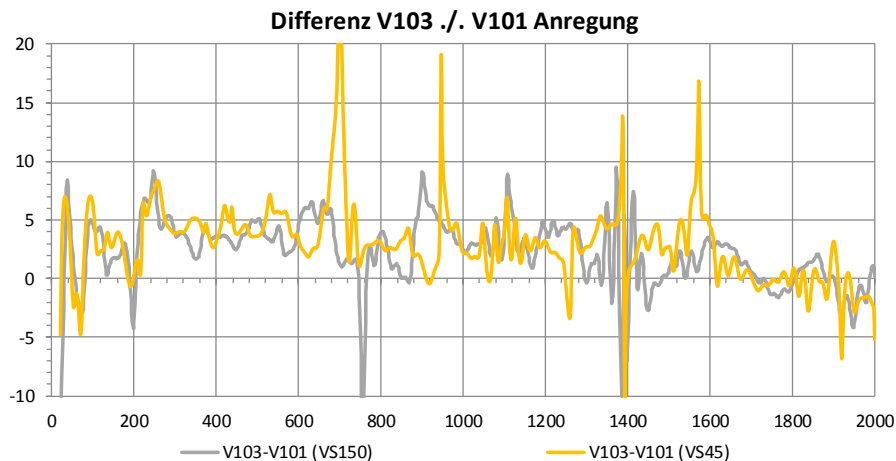


Abb. 12. Differenz der Receiver Ausgänge bei Anregung durch V103 und V101. Grau: für SUT VS150, gelb: für VS45.

Für einen zweiten Fall führten wir das Prozedere auch für einen VS45 durch, siehe Abb. 11. Wir errechneten die Differenzen zwischen Messungen, gepulst mit V103 und V101, siehe Abb. 12. Das Ergebnis ist bemerkenswert: Erstaunlich gut finden wir die Kompensation des scharfen Einbruchs der V101 Transfer Funktion bei 1,1 MHz. Die Abweichungen von 3 dB bis etwa 6 dB im Bereich von etwa 300 bis 650 kHz erklären sich uns noch nicht. Auch die großen Abweichungen an den negativen Umkehrpunkten, z.B. bei 700 kHz des VS45H Spektrums oder bei 750 kHz des VS150M Spektrum hätten wir so stark nicht erwartet.

In der Praxis sollte nie gestattet sein, einen V103 durch V101 zu ersetzen. Wir setzen V101 nur für unsere niederfrequentesten Sensoren (VS30 und VS75) ein. Wir müssen nun davon ausgehen, dass die errechnete Transferfunktion nicht mit der Realität übereinstimmt. Wir vermuten, die relativ großen Abweichungen kommen zustande, weil wir in Anlehnung an [2] die Transferfunktionen relativ zur Transmitterspannung, statt zum Transmitterstrom, anwenden. Die Spannung am Piezoelement ist zwar die treibende Kraft für den Umladestrom. Es ist aber der Strom, der die Kapazität des Piezoelements umlädt, nicht die Spannung. Auch [4] weist darauf hin, dass der Strom zu messen ist und dass sich die Verschiebungsgeschwindigkeit proportional zur Amplitude des Stroms durch den Sensor verhält.

Wir haben bereits die Strommessung in unseren Prüfaufbau implementiert und hoffen, bis zum Beginn des Kolloquiums mehr dazu berichten zu können.

Referenzen

- [1] Burks, B; Hamstad, M.A.; An Experimental-numerical Investigation of the Face-to-face Sensor Characterization Technique. *Mat Eval.* 2015, 73, 414—423.
- [2] Ono, Kanji; Calibration Methods of Acoustic Emission Sensors. *Materials* 2016, 9.
- [3] Ono, Kanji; On Acoustic Emission Sensor Characterization. *Progress in Acoustic Emission XVIII*, Proc. 23rd Int'l Acoustic Emission Symposium, 2016, pp. 505-514
- [4] Hill, Roger; Reciprocity and other acoustic emission transducer calibration techniques, *J.Acoust. Emission* 1982, 1, 73-80
- [5] Hill, R.; Adams, N.L.; Reinterpretation of the Reciprocity Theorem for the Calibration of Acoustic Emission transducers operating on a Solid. *J.Acoust. Emission* 1979, 43, 305-312
- [6] ISO TC135 SC9; ISO/TR 13115 Non-destructive Testing – Methods for absolute calibration of acoustic emission transducers by the reciprocity technique