

# Eignung des Potentialsondenverfahrens für die Zustandsüberwachung von Brücken

## Applicability of the Potential Drop Method for Structural Health Monitoring of Bridges

Erik Schneegans, TU Clausthal, Clausthal-Zellerfeld, Deutschland, [schneegans@iei.tu-clausthal.de](mailto:schneegans@iei.tu-clausthal.de)

Dr.-Ing Joachim Hug, SincoTec Holding GmbH, Clausthal-Zellerfeld, Deutschland, [joachim.hug@sincotec.de](mailto:joachim.hug@sincotec.de)

Prof. Dr.-Ing Christian Rembe, TU Clausthal, Clausthal-Zellerfeld, Deutschland, [rembe@iei.tu-clausthal.de](mailto:rembe@iei.tu-clausthal.de)

### Kurzfassung

Der überwiegende Teil der Brückeninfrastruktur in Deutschland hat ein Alter erreicht, in dem die Tragfähigkeitsreserven allmählich nicht mehr gegeben sind. Daher erhält die Gewährleistung der Betriebssicherheit von Brückenbauwerken eine immer höhere Priorität. Structural Health Monitoring (SHM) kann Aufschluss über die Betriebssicherheit von Baustrukturen geben, wobei erhältliche SHM-Systeme jedoch aktuell so kostenintensiv sind, dass ihr Einsatz kaum verbreitet ist. Das zur Rissdetektion in der Materialprüftechnik verwendete Potentialsondenverfahren (PSV) basiert auf der Messung defektinduzierter Änderungen der elektrischen Impedanz und ist in der Anwendung potentiell kostengünstig. In diesem Beitrag wird die Eignung des PSV als SHM-System erforscht. Es konnte demonstriert werden, dass das PSV prinzipiell zur Detektion struktureller Defekte an Messobjekten geeignet ist, die den Abmessungen von Baustrukturen entsprechen, wobei allerdings sehr auf Querempfindlichkeiten geachtet werden muss. Außerdem wurde gezeigt, dass maximale Defektsensitivität bei einer Wechselstromanregung (AC) über die defektinduzierte Änderung des Magnetfelds erreicht wird, welches vom Stromfluss durch das Messobjekt erzeugt wird.

### Abstract

The majority of bridge infrastructure in Germany has reached an age at which the load-bearing capacity is nearly depleted. Therefore, ensuring the operational safety of bridges has gained an increasingly high priority. Structural Health Monitoring (SHM) can provide information on the operational safety of civil structures, but available SHM-systems are currently so cost-intensive that their use is not widespread. The potential drop method (PSV) used for crack detection in materials testing is based on the measurement of defect-induced changes in electrical impedance and is potentially cost-effective to use. Here, we investigate the applicability of PSV as a SHM-system. We demonstrate that the PSV is in principle suitable for the detection of structural defects on measurement objects with the dimensions of building structures although cross sensitivities remain a challenge. Furthermore, we show that maximum defect sensitivity can be achieved for excitations with alternating current (ac) via the defect-induced change in the magnetic field generated by the current flow through the measurement object.

## 1 Einleitung

Ältere Bauwerke können bei Materialermüdung zur Gefährdung von Menschenleben führen. Insbesondere der Brückeneinsturz in Genua im August 2018 hat dieses Problem einer breiten Öffentlichkeit vor Augen geführt. Structural-Health-Monitoring (SHM)-Systeme stellen eine Möglichkeit dar, eine Materialermüdung rechtzeitig zu erkennen. Daher wurden SHM-Systeme für diese Anwendung bereits erforscht und veröffentlichte Lösungsansätze basieren zumeist auf der vibrationsbasierten Zustandsüberwachung [1, 2]. Informationen über strukturelle Defekte werden dabei aus Parametern des Schwingverhaltens von Bauteilen abgeleitet. Für die präzise Erfassung des Schwingverhaltens ist eine große Anzahl an Sensoren notwendig, weshalb der Messaufwand und die Kosten eines solchen Systems in der Regel sehr hoch sind. Andere SHM-Methoden wie die Messung akustischer Emissionen (*acoustic emission*) oder die Langstrecken-Ultraschallun-

tersuchung (*guided wave monitoring*) sind stark von Materialeigenschaften und der Geometrie des zu überwachenden Bauteils abhängig, weswegen sie nur in speziellen Anwendungen wie bspw. der Rissdetektion von Rohrsegmenten oder zur Rissdetektion in Stahlseilen zur Anwendung kommen.

Eine robuste automatisierte Defektdetektion wird aktuell nur punktuell bei Großbauwerken eingesetzt [2]. Darüber hinaus kann die Eignung vieler aktueller SHM-Methoden zur Zustandsüberwachung von Bauwerken zwar unter Laborbedingungen an einfachen Geometrien vielfach demonstriert werden, in Feldversuchen treten jedoch häufig Probleme bei der Defektdetektion durch die herausfordernde Interpretation der Datenströme oder Querempfindlichkeiten auf. [3]

Zu diesem Zweck erforschen wir im Rahmen eines Forschungsprojekts (Zentrales Innovationsprogramm Mittelstand ZIM) zwischen der TU Clausthal, dem Prüftechnikunternehmen SincoTec Test Systems GmbH und dem

Hersteller von Brückenbaustrukturen mageba GmbH das aus der Materialprüftechnik stammende Potentialsondenverfahren (PSV) auf seine Eignung im SHM. Das PSV ist ein Messverfahren zur Detektion struktureller Defekte über die Messung von Änderungen der elektrischen Impedanz eines leitfähigen Bauteils [4]. Damit eignet sich das PSV für SHM an leitfähigen Messobjekten und bietet die Möglichkeit einer Bauteilüberwachung mit einer geringen Anzahl an Sensoren, womit es potentiell kostengünstig ist.

Der Fokus liegt hier auf der Überwachung von Brückenbaustrukturen, insbesondere von Fahrbahnübergangskonstruktionen, welche die Fahrbahn mit dem Widerlager verbinden. An diesen aus Stahl gefertigten Bauteilen treten Defekte in Form von Oberflächenrissen auf, die durch Betriebsschwingungen induziert werden. Mithilfe des PSV soll perspektivisch eine dauerhafte Überwachung dieser Defekte ermöglicht werden und so ein Beitrag zum sicheren Betrieb der alternden Brückeninfrastruktur geleistet werden.

Die zu überwachenden Baustrukturen sind aus hochleitfähigem Material gefertigt und weisen Querschnitte in einem Bereich  $> 20 \text{ cm}^2$  auf. Daher sind die zu messenden Impedanzen und somit auch die resultierenden Impedanzänderungen sehr klein. Die Länge der zu überwachenden Baustrukturen beträgt bis zu 12 m, wobei für eine erste Untersuchung des Messverfahrens in dieser Arbeit Messobjekte mit einer Länge von 1 m untersucht wurden. Nach aktuellem Stand der Technik ist der Einsatz des PSV auf Messobjekte beschränkt, deren Abmessung üblicherweise wenige Zentimeter beträgt [4, 5]. Da die zu untersuchenden Elemente in Bauwerken wie Brücken deutlich größer sind und die erwarteten relativen Einflüsse auf extrem niedrige Impedanzen entsprechend kleiner sind, besteht ein Forschungsbedarf, ob sich das PSV auf SHM bei Bauwerken übertragen lässt.

Zur Interpretation der mit PSV gewonnenen Messdaten wird im Folgenden zuerst ein elektromagnetisches Modell des Messverfahrens hergeleitet, welches mit experimentellen Ergebnissen verglichen wird. Danach wird die Sensitivität des dargestellten Messverfahrens gegenüber strukturellen Defekten untersucht, indem während der Messung gezielt strukturelle Defekte eingebracht und vergrößert wurden. Wir zeigen in diesem Beitrag an einem Modellsystem, dass die Detektion struktureller Defekte von Messobjekten, deren Abmessungen denen üblicher Baustrukturen entsprechen, mittels PSV grundsätzlich möglich ist, auch wenn die Umsetzung eine Herausforderung insbesondere durch die notwendige Robustheit der Installation und die große Länge der Defekt-Messstrecken bleibt.

## 2 Methoden

### 2.1 Messprinzip

Grundprinzip der PSV ist das Aufprägen eines Anregungssignals über zwei Injektionselektroden, die mit dem Messobjekt galvanisch verbunden sind. Über zwei weitere ebenfalls galvanisch verbundene Messelektroden wird die

Spannung über dem Messobjekt gemessen. Wird zusätzlich noch der Strom des Anregungssignals gemessen, kann aus Strom und Spannung die komplexe Impedanz bestimmt werden. Das Grundprinzip entspricht folglich einem 4-Leiter-Messverfahren. Treten strukturelle Defekte im Bauteil auf, kann dies zu einer Impedanzänderung führen, der zwei Wirkmechanismen zu Grunde liegen:

1. Eine Strompfadverlängerung durch Einschnürung des stromdurchflossenen Querschnitts [5]
2. Eine induktive Rückkopplung des durch den Stromfluss erzeugten Magnetfelds auf Grund einer oberflächlichen Defektstelle auf den Stromkreis der Messung [6]

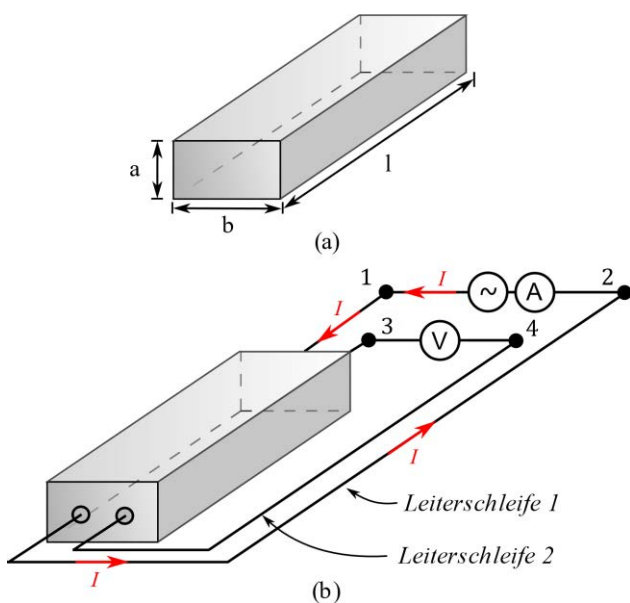
Ist die Impedanz im defektfreien Fall bekannt, können strukturelle Defekte durch eine Impedanzänderung, also eine differentielle Messung, detektiert werden. Die Impedanz im defektfreien Fall wird im Folgenden als Referenzimpedanz bezeichnet. Weichen die gemessenen Impedanzen von dieser Referenzimpedanz ab, kann dies Folge eines strukturellen Defekts oder einer minimalen Änderung der Messanordnung sein. Erstere Auswirkung stellt das Messsignal dar, während die zweite Auswirkung durch eine Querempfindlichkeit resultiert. Da der Messeffekt sehr klein ist, kommt der Unterdrückung und Kompensierung parasitärer Effekte für diese Anwendung eine hohe Bedeutung zu. Im PSV sind daher nur relative Unterschiede zwischen den fortlaufend gemessenen Impedanzen und der Referenzimpedanz relevant, sodass die absolute Genauigkeit der Messungen eine untergeordnete Rolle spielt. Aus diesem Grund ist die Wiederholgenauigkeit zwischen einzelnen Messungen für das PSV fundamental, um eine Vergleichbarkeit zur Referenzimpedanz zu gewährleisten. Im Allgemeinen existiert eine Vielzahl an Querempfindlichkeiten, beispielsweise gegenüber Temperaturänderungen oder mechanischen Schwingungen, welche die Vergleichbarkeit der Messungen zur Referenzmessung beeinträchtigt. Für eine robuste Defektdetektion müssen diese Querempfindlichkeiten daher entweder unterdrückt oder kompensiert werden.

Für das PSV unterscheidet man DC-PSV und AC-PSV. Beim DC-PSV wird ein Gleichstrom auf das Messobjekt aufgeprägt und der Wirkwiderstand als Messgröße erfasst, wohingegen im Rahmen des AC-PSV ein Wechselstrom auf das Messobjekt aufgeprägt wird, sodass die gemessene Impedanz nach Betrag und Phase aufgeteilt werden kann. Üblicherweise wird beim AC-PSV lediglich der Betrag der Impedanz über eine Bestimmung der Amplituden von Strom und Spannung gemessen. Im hier verwendeten Ansatz wird zudem auch die Phase ausgewertet.

### 2.2 Messaufbau

In der vorliegenden Arbeit wird AC-PSV angewendet, da sich so über den Skineffekt die Stromdichte an den Rand des Prüflings drängen lässt, was das Verfahren vor allem auf Oberflächendefekte sensitiv reagieren lässt. Mithilfe eines Impedanzanalysators wird ein sinusförmiges Anregungssignal mit einer Frequenz von 500 Hz bis 3 MHz auf das Messobjekt aufprägt und sowohl Strom als auch Spannung phasensensitiv gemessen, sodass die

gemessene Impedanz in Betrag und Phase aufgeteilt werden kann. Durch die mit Hilfe der Referenzmessung differentielle Messung der Amplituden- und Phasenabhängigkeit von Strom und Spannung bei einer Wechselspannungsanregung mit gewobelter Frequenz soll eine maximale Sensitivität bei der Impedanzmessung erreicht werden. Wir setzen dabei auf die Lock-In-Technik, um die Sensitivität nochmal zu erhöhen. Das in der vorliegenden Arbeit untersuchte Messobjekt besteht aus einem Stahlprüfling mit Abmessungen  $l = 100$  cm,  $b = 6$  cm und  $a = 3$  cm (vgl. Abbildung 1a), mit dessen Stirnflächen jeweils zwei Elektroden verbunden sind. Das Messobjekt wird, wie in Abbildung 1b dargestellt, mit dem Impedanzanalysator über vier Koaxialkabel mit einem Innenleiterdurchmesser von 0,94 mm verbunden. Über die Anschlüsse 1 und 2 wird das Messobjekt mit dem Signalgenerator und dem Strommesskreis des Impedanzanalysators verbunden, wodurch die Leiterschleife 1 entsteht. Über die Anschlüsse 3 und 4 wird die Spannung gemessen, die über dem Messobjekt abfällt. Dieser Spannungsmesskreis bildet die Leiterschleife 2. Die Leitungen, die das Messobjekt und die Anschlüsse 2 bzw. 4 verbinden, wurden in einer Entfernung von 8 cm bzw. 20 cm parallel zum Messobjekt verlegt (vgl. Abbildung



**Bild 1** a) Bezeichnung der Abmessungen des verwendeten Stahlprüflings mit rechteckförmigem Querschnitt. Der für Messungen verwendete Stahlprüfling hat die Abmessungen  $l = 100$  cm,  $a = 3$  cm und  $b = 6$  cm. b) Aufbau des Messsystems mit rechteckförmigem Messobjekt und Zuleitungen. Das Messobjekt ist mit dem Impedanzanalysator über die Anschlüsse 1 bis 4 verbunden. Über die Anschlüsse 1 und 2 wird das Messobjekt mit dem Strommesskreis und dem Signalgenerator des Anregungssignals verbunden, wodurch die Leiterschleife 1 entsteht. Diese Leiterschleife wird vom Anregungssignal durchflossen, wodurch eine Spannung im Spannungsmesskreis induziert wird, die in Form der externen Impedanz  $Z_e$  Eingang in die gemessene Impedanz findet. Die Anschlüsse 3 und 4 verbinden das Messobjekt mit dem Spannungsmesskreis und bilden die Leiterschleife 2.

1b). Beide Zuleitungen haben eine Länge von 130 cm. Aufgrund der Eingangsimpedanz des Impedanzanalysators von  $10\text{ M}\Omega$  werden die Zuleitungen des Spannungsmesskreises als stromlos betrachtet. Da die Zuleitungen zwischen Messobjekt und den Anschlüssen 1 und 3 eine Länge von 10 cm besitzen, sind sie bei der folgenden Modellierung vernachlässigbar.

Bei Impedanzmessungen ist die messbare Impedanz die Summe aus der internen Impedanz  $Z_i$  und der externen Impedanz  $Z_e$  und wird im Folgenden als kombinierte Impedanz  $Z_c$  bezeichnet [7].

$$Z_c = Z_i + Z_e \quad (1)$$

$Z_i$  ist auf das EM-Feld innerhalb des Messobjekts zurückzuführen, wohingegen  $Z_e$  aus dem EM-Feld resultiert, das außerhalb des Messobjekts vorliegt. Das äußere EM-Feld wird durch das periodische Anregungssignal erzeugt, das durch die in Abbildung 1b dargestellte Leiterschleife 1 entlang der Anschlusspunkte 1 und 2 fließt. Das durch das Anregungssignal induzierte magnetische Wechselfeld führt zu einer Änderung des magnetischen Flusses über der von Leiterschleife 1 umschlossenen Fläche, sodass Leiterschleife 1 als Induktivität bei der Impedanzmessung wirksam wird. Diese Induktivität erzeugt einen Spannungsabfall  $U_e$  bei der über dem Messobjekt abgegriffene Spannungsdifferenz, da das Messobjekt sowohl Teil der mit dem Anregungssignal durchflossenen Leiterschleife 1 als auch Teil des durch Leiterschleife 2 gebildeten Spannungsmesskreises ist. Durch die im Spannungsmesskreis induzierte Spannung  $U_e$  wird zusätzlich zur internen Impedanz  $Z_i$  eine externe Impedanz  $Z_e$  gemessen.

Um die gemessenen Impedanzen interpretieren zu können, werden im folgenden Abschnitt Ausdrücke für die beiden Parameter  $Z_i$  und  $Z_e$  hergeleitet, sodass insgesamt die gemessene Impedanz  $Z_c$  nach Gleichung 1 modelliert werden kann.

### 2.3 Modellierung der internen Impedanz

Wird eine Gleichspannung an einen Leiter angelegt, ist die resultierende Stromdichteverteilung homogen über den Leiterquerschnitt verteilt. Bei Anlegen eines periodischen Anregungssignals führt der Proximityeffekt und der Skin-Effekt zu einer inhomogenen Stromdichteverteilung über den Querschnitt des Leiters. Die Änderung der Stromdichteverteilung ist gleichbedeutend mit einer Änderung des stromdurchflossenen Querschnitts und beeinflusst folglich die interne Impedanz  $Z_i$  des Leiters.

Der Proximityeffekt beschreibt eine Veränderung der Stromdichteverteilung über den Querschnitt eines Leiters durch die Nähe zu einem benachbarten stromdurchflossenen Leiter. Bei parallelen Leitern konzentriert sich die Stromdichte im Bereich der geringsten Distanz beider Leiter. Diese Konzentration der Stromdichte führt zu einem geringeren stromdurchflossenen Querschnitt und somit zu einer höheren Impedanz. Mit zunehmendem Abstand zwischen den Leitern nimmt der Proximityeffekt überproportional ab. Für zylindrische Leiter mit Radius  $r$  kann die Impedanzänderung aufgrund des Proximityeffekts üblicher-

weise vernachlässigt werden, wenn der Abstand zum benachbarten Leiter größer als  $5r$  ist. Diese Bedingung ist in den meisten Fällen erfüllt, da die Leiter in der Regel sehr kleine Durchmesser haben und Abstände vergleichsweise groß sind. Beim vorliegenden Messaufbau kann der Einfluss des Proximityeffekts vernachlässigt werden. Erst bei sehr geringen Abständen oder sehr großen Leiterdurchmessern kann die resultierende Impedanzänderung die Änderung durch den Skineffekt übertreffen [8].

Der Skineffekt tritt bei Wechselstrom in einem Leiter auf und beschreibt eine frequenzabhängige Verringerung des stromdurchflossenen Querschnitts durch eine induktive Verdrängung des Stroms aufgrund der durch den Wechselstrom erzeugten Magnetfelder an den Rand des Leiters. Die Eindringtiefe  $d$ , bis zu der die Stromdichte um den Faktor  $e^{-1}$  gegenüber der Leiteroberfläche abgenommen hat, kann nach [9] bestimmt werden über

$$d = \sqrt{\frac{1}{\mu\sigma\pi f}}, \quad (2)$$

wobei  $\mu$  die magnetische Permeabilität,  $\sigma$  die Leitfähigkeit und  $f$  die Frequenz des Felds angibt. Da die Eindringtiefe mit zunehmender Frequenz sinkt, steigt die Impedanz eines Leiters mit der Frequenz an. Durch die Anregung des Messobjekts mit Wechselstrom bietet AC-PSV gegenüber DC-PSV damit den Vorteil, dass die interne Impedanz eines Messobjekts durch die Wahl der Anregungsfrequenz um mehrere Größenordnungen gegenüber dem Gleichstromwiderstand  $R_0$  erhöht werden kann und insbesondere Oberflächeneffekte erfasst werden.

Geschlossene Ausdrücke für  $Z_i$  können aus den Maxwell-Gleichungen für die quasistationäre Näherung hergeleitet werden. Während der Gleichstromwiderstand über  $R_0 = l/(\sigma A)$  neben der Leitfähigkeit  $\sigma$  nur durch die Länge  $l$  und den Querschnitt  $A$  bestimmt ist, ist für die Bestimmung der Impedanz durch den Skineffekt die Oberfläche des Leiters relevant, sodass geschlossene Ausdrücke für die Impedanz eines Leiters nur für spezifische Leitergeometrien gültig sind. Da in dieser Arbeit nur Messobjekte mit rechteckförmigem Querschnitt untersucht wurden (vgl. Abb. 1), beschränkt sich die folgende Betrachtung auf diese Leitergeometrie, die bei Baustrukturen häufig anzutreffen ist. Nach [10] kann  $Z_i$  eines geraden rechteckigen Leiters mit Breite  $b$ , Höhe  $a$  und Länge  $l$  unter Vernachlässigung des Proximityeffekts über

$$Z_i = R_0/S_K \quad (3)$$

$$R_0 = l/(ab\sigma) \quad (4)$$

$$S_K = \sum_{i=1,3,5,\dots} \frac{2}{\left(\frac{i\pi}{2}\right)^2} \left[ \frac{\tanh\left(\sqrt{K^2 + K_{xi}^2} \frac{a}{2}\right)}{\sqrt{K^2 + K_{xi}^2} \frac{a}{2}} + \frac{\tanh\left(\sqrt{K^2 + K_{yi}^2} \frac{b}{2}\right)}{\sqrt{K^2 + K_{yi}^2} \frac{b}{2}} \right] \quad (5)$$

bestimmt werden. Dabei ist  $K = \sqrt{j\omega\mu\sigma}$ ,  $K_{xi} = i\pi/b$ ,  $K_{yi} = i\pi/a$  und  $j$  die imaginäre Zahl.

Der Faktor  $S_K$  gibt an, wie stark sich die interne Impedanz  $Z_i$  durch den Skineffekt gegenüber dem Gleichstromwiderstand  $R_0$  erhöht. Für die weitere Betrachtung ist es hilfreich, eine charakteristische Frequenz  $f_c$  einzuführen, ab der  $Z_i > R_0$  gilt, wenn  $f > f_c$  ist. Nach [10] kann  $f_c$  bestimmt werden als

$$f_c = \frac{2}{\sigma\mu\pi ab}. \quad (6)$$

Nach Gleichung 6 ergibt sich für das verwendete Messobjekt mit Abmessungen nach Abbildung 1a  $f_c \approx 1$  Hz, wobei Werte für  $\sigma$  und  $\mu$  nur geschätzt werden können. Bei Frequenzen des Anregungssignals  $f$  mit  $f \gg f_c$  nimmt  $K$  sehr große Werte gegenüber  $K_{xi}$ ,  $K_{yi}$ ,  $a$  und  $b$  an. In diesem Fall kann  $Z_i$  approximiert werden als

$$Z_i = R_0/S_K \approx R_0 \frac{K}{\tanh(K)} \approx R_0 K = R_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma}. \quad (7)$$

In Gleichung 7 wurde ausgenutzt, dass  $\tanh(K) \approx 1$  gilt, da  $\lim_{x \rightarrow \infty} \tanh(x) = 1$  durch die Betrachtung hoher Anregungsfrequenzen in Bezug zur charakteristischen Frequenz  $f_c$  folgt. Durch Umformung von Gleichung 7 zu

$$Z_i \approx R_0 \sqrt{j\omega\mu\sigma} = R_0 \sqrt{\omega\mu\sigma} e^{j\pi/4} \quad (8)$$

wird ersichtlich, dass für  $f \gg f_c$  gilt

$$|Z_i| \sim \sqrt{f} \quad (9) \quad \varphi_i \rightarrow \pi/4. \quad (10)$$

Aus Gleichung 10 folgt, dass  $\Re(Z_i) = \Im(Z_i)$ . Wird die interne Impedanz  $Z_i$  mithilfe des Wirkwiderstands  $R_i$  und des Blindwiderstands  $X_i$  als  $Z_i = R_i + jX_i$  geschrieben, gilt für  $f \gg f_c$ , dass  $R_i = X_i$ . Damit Gleichung 9 erfüllt ist, muss für diesen Fall damit ebenfalls gelten, dass  $R_i \sim \sqrt{f}$  sowie  $X_i \sim \sqrt{f}$  ist. Der Phasenwinkel von  $Z_i$  ist positiv und  $X_i$  zeigt induktives Verhalten, sodass  $X_i$  wiederum über die interne Induktivität  $L_i$  mit

$$X_i = 2\pi f L_i \quad (11)$$

ausgedrückt werden kann, wobei  $L_i$  mit  $1/\sqrt{f}$  über die Anregungsfrequenz abfällt.

## 2.4 Modellierung der externen Impedanz

Die Zuleitungen des Anregungssignals bilden zusammen mit dem Messobjekt, wie in Abb. 1b dargestellt, die geschlossene Leiterschleife 1. Diese Leiterschleife induziert einen Spannungsabfall  $U_e$  im Spannungsmesszweig (Leiterschleife 2), sodass die externe Impedanz  $Z_e$  die kombinierte Impedanz  $Z_c$  beeinflusst. Da das induktive Verhalten der Leiterschleife gegenüber parasitären Kapazitäten dominiert, kann die daraus resultierende externe Impedanz  $Z_e$  durch eine reine Induktivität ausgedrückt werden über

$$Z_e = j2\pi f L_e. \quad (12)$$

Damit weist  $L_e$  im Gegensatz zu  $L_i$  keine Frequenzabhängigkeit auf, sodass nach Gleichung 12 für die externe Impedanz gilt

$$|Z_e| \sim f \quad (15) \quad \varphi_e = \pi/2. \quad (13)$$

Die externe Impedanz  $Z_e$  kann daher über den Spannungsabfall  $U_e$  bestimmt werden, der durch die Induktivität der Leiterschleife 1 im Spannungsmesskreis erzeugt wird. Es

wird also die Spannung  $U_e$  über dem linken Teilsegment der Leiterschleife 1 in Abbildung 1b, das von dem Messobjekt selbst gebildet wird, modelliert. Für die Bestimmung der induzierten Spannung über einem Teilsegment einer geschlossenen Leiterschleife ist die Modellierung durch partielle Induktivitäten geeignet. [11] In Abbildung 2 ist das Ersatzschaltbild des Messaufbaus mit partiellen Induktivitäten dargestellt, wonach die Spannung  $U_e$ , die über  $Z_e$  anfällt, nach [10] ausgedrückt werden kann als

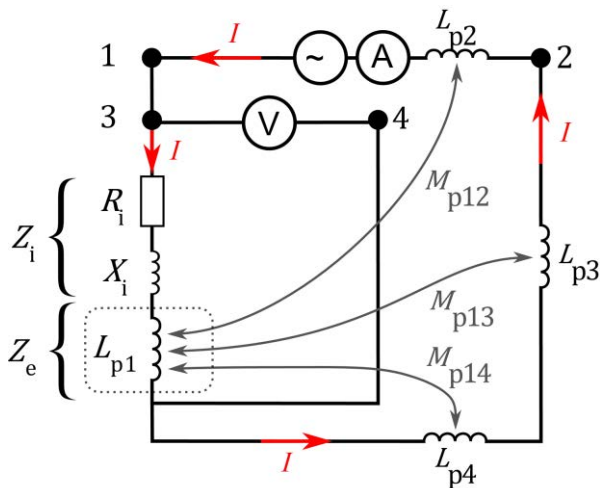
$$U_e = L_e \frac{dI}{dt} = (L_{p1} + M_{p12} + M_{p13} + M_{p14}) \frac{dI}{dt}. \quad (14)$$

Die externe Induktivität  $L_e$  kann nach Gleichung 14 zerlegt werden in die partielle Selbstinduktivität  $L_{p1}$  des Messobjekts und in die partielle Gegeninduktivität  $M_{p1i}$  mit  $i \in \{2,3,4\}$  zwischen dem Messobjekt und den übrigen Teilen der Leiterschleife.

Da in Leiterschleife 1 gemäß Abbildung 2 das linke Leiterschleifensegment und das obere bzw. untere Leiterschleifensegment orthogonal zueinander liegen, gilt  $M_{p12} = M_{p14} = 0$ . Die Ströme im linken und rechten Segment der Leiterschleife 1 verlaufen gegensinnig, sodass  $M_{p13}$  negative Werte annimmt. [11] Damit vereinfacht sich  $L_e$  nach Gleichung 14 zu

$$L_e = L_{p1} + M_{p13}, \quad M_{p13} < 0. \quad (15)$$

Da die Induktivität  $L_{p1}$  der Leiterschleife 1 durch das Messobjekt selbst gebildet wird, muss für die Berechnung der partiellen Selbstinduktivität  $L_{p1}$  und der partiellen Gegeninduktivität  $M_{p13}$  der rechteckige Querschnitt des Messobjekts berücksichtigt werden. Dafür können die in [12] hergeleiteten analytischen Lösungen zur Berechnung der partiellen Selbst- und Gegeninduktivität von Leitern mit rechteckigem Querschnitt verwendet werden. Die analytische Berechnung von partiellen Selbst- und Gegeninduktivitäten führt zu unhandlichen Ausdrücken, sodass im



**Bild 2** Ersatzschaltbild des Messaufbaus mit Auftrennung der gemessenen kombinierten Impedanz  $Z_c$  in interne Impedanz  $Z_i$  und externe Impedanz  $Z_e$ . Zusätzlich sind die partiellen Selbstinduktivitäten  $L_{pj}$  der Leiterschleife 1 aus Abbildung 1b mit  $j \in \{1,2,3,4\}$  sowie die Gegeninduktivitäten  $M_{p1i}$  zwischen Messobjekt und den übrigen Seiten der Leiterschleife 1 mit  $i \in \{2,3,4\}$  eingezeichnet.

Folgenden lediglich auf die zur Bestimmung notwendigen Gleichungen verwiesen wird. Mit Gleichung 15 aus [12] kann  $L_{p1}$  durch Einsetzen der Abmessungen des Messobjekts nach Abbildung 1a bestimmt werden. Da der Stromrückführpfad des Anregungssignals durch ein Koaxialkabel gebildet wird, muss die partielle Gegeninduktivität  $M_{p13}$  zwischen dem Messobjekt mit rechteckigem Querschnitt und dem zylindrischen Innenleiter des Kabels bestimmt werden. Hierfür wurde der Innenleiter des Koaxialkabels durch einen äquivalenten rechteckförmigen Leiter  $a_{\text{koax}}$  approximiert, dessen Breite und Höhe dem Durchmesser des Innenleiters entsprechen. Wie im Ansatz nach Gleichung 19 in [12] dargestellt, wird das Messobjekt in einzelne rechteckförmige Filamente  $a_m$  zerlegt, die jeweils den Dimensionen von  $a_{\text{koax}}$  entsprechen. Die partielle Gegeninduktivität zwischen einem Filament  $a_m$  und dem Filament  $a_{\text{koax}}$  kann nach Gleichung 20 aus [12] bestimmt werden. Als Parameter werden darin die Abmessungen des Messobjekts, die Abmessungen des zum Messobjekt parallelen Teils des Koaxialkabels sowie der Abstand zwischen Filament  $a_m$  und dem Koaxialkabel benötigt. Die gesuchte partielle Gegeninduktivität  $M_{p13}$  kann dann nach Gleichung 19 in [12] als Summe über diese partiellen Gegeninduktivitäten zwischen den einzelnen Filamenten  $a_m$  und dem Filament  $a_{\text{koax}}$  bestimmt werden.

Sind  $L_{p1}$  und  $M_{p13}$  nach obigem Ansatz bestimmt, erhält man die gesuchte externe Induktivität  $L_e$  nach Gleichung 15. Diese ist nur von der Geometrie der Leiterschleife abhängig und kann daher als konstant angenommen werden.

## 3 Ergebnisse

### 3.1 Simulationsergebnisse

Mit den im vorherigen Kapitel dargestellten Methoden wurde die simulierte kombinierte Impedanz  $Z_c$  nach Gleichung 1 bestimmt, wobei zur Simulation angenommen wurde, dass das Messobjekt die Abmessungen nach Abbildung 1a aufweist und nach Anschlusschema in Abbildung 1b mit einem Impedanzanalysator verbunden wurde. Die simulierte interne Impedanz  $Z_i$  wurde nach [10] und die simulierte externe Impedanz  $Z_e$  wurde mittels partieller Induktivitäten nach [12] ermittelt. Die externe Induktivität  $L_e$  für das Messobjekt gemäß Abbildung 1a, das nach Schaltungsschema aus Abbildung 1b mit dem Impedanzanalysator verbunden ist, wurde nach Gleichung 14 bestimmt zu  $L_e = L_{p1} + M_{p13} = 724,59 \text{ nH} - 1,33 \text{ nH} \approx 723 \text{ nH}$ . Abbildung 3 zeigt den Verlauf der Simulationsergebnisse für  $Z_c$ ,  $Z_i$  und  $Z_e$  getrennt nach Betrag (links) und Phase (rechts) über der Frequenz in einem Bereich von 0,1 Hz bis 3 MHz.

Der Betrag der simulierten kombinierten Impedanz  $|Z_c|$  entspricht bis 5 Hz dem simulierten Gleichstromwiderstand  $R_0$ . Ab 5 Hz zeigt der Skinneffekt Auswirkungen auf  $|Z_i|$ , sodass nach Gleichung 9 ein Anstieg von  $|Z_c|$  mit  $\sqrt{f}$  erwartet wird. Gleichung 15 zeigt, dass die Steigerungsrate des Betrags der externen Impedanz  $|Z_e|$  mit  $|Z_e| \sim f$  größer ist als die der internen Impedanz. Mit steigender Frequenz wird folglich der Einfluss von  $|Z_e|$  auf den Betrag



der kombinierten Impedanz  $|Z_c|$  gegenüber  $|Z_i|$  größer, so dass für Frequenzen zwischen 5 Hz und 10 kHz die Steigung von  $|Z_c|$  von  $\sqrt{f}$  ausgehend gegen  $f$  konvergiert. Bei Frequenzen ab 10 kHz ist die Frequenzabhängigkeit durch  $|Z_c|$  dominiert von  $|Z_e|$  und daher proportional zu  $f$ , sodass für hohe Frequenzen  $|Z_c| \approx |Z_e|$  gilt.

Die Betrachtung des Phasenwinkels der simulierten kombinierten Impedanz  $\varphi_c$  in Abbildung 3 (rechts) zeigt, dass der Phasenwinkel bis 1 Hz vom Phasenwinkel der internen Impedanz  $\varphi_i$  dominiert wird. Bei höheren Frequenzen konvergiert  $\varphi_c$  aufgrund des zunehmenden Einflusses von  $\varphi_e$  gegen  $90^\circ$ . Ab Frequenzen von 10 kHz approximiert eine ideale Induktivität das Verhalten der simulierten kombinierten Impedanz  $Z_c$  gut, da  $\varphi_c$  sehr nah an  $90^\circ$  liegt.

### 3.2 Vergleich von Simulation und Messdaten

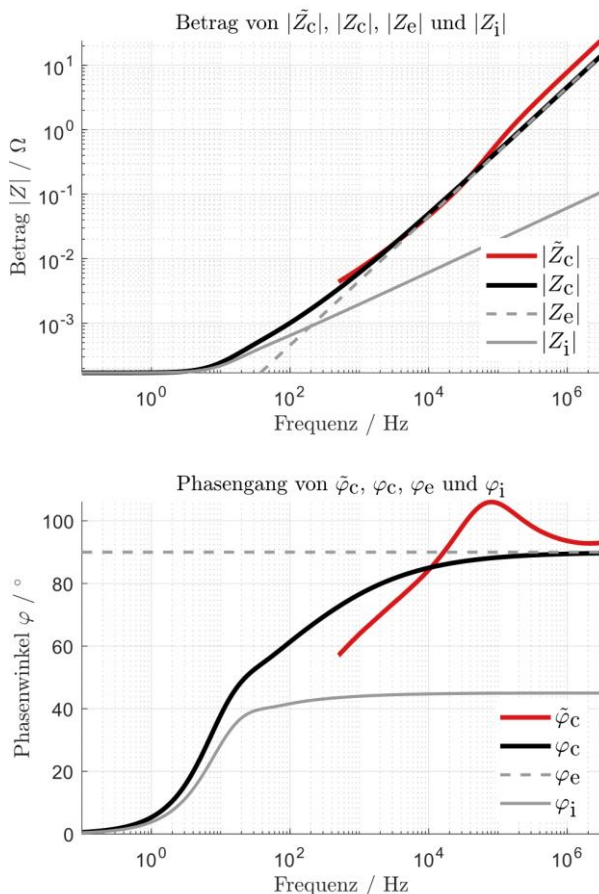
Zur Validierung der beschriebenen Modellierung wurde die simulierte Impedanz mit Messdaten eines Impe-

danzanalysators verglichen. Die Impedanzmessungen erfolgten an dem in Abbildung 1 dargestellten Stahlprüfling über einen Frequenzbereich von 500 Hz bis 3 MHz, wobei die Spannungsamplitude des sinusförmigen Anregungssignals bei 300 mV lag.

Wie aus Abbildung 3 ersichtlich ist, gibt es bei Anregungsfrequenzen von 500 Hz bis 40 kHz eine gute Übereinstimmung zwischen dem Betrag der gemessenen kombinierten Impedanz  $|\tilde{Z}_c|$  und der simulierten kombinierten Impedanz  $|Z_c|$ . Oberhalb von 40 kHz übersteigt die Messung von  $|\tilde{Z}_c|$  die Simulationsergebnisse von  $|Z_c|$  leicht. Bei Betrachtung des Phasengangs ergeben sich deutliche Unterschiede zwischen Simulation und Messung. Der Phasenwinkel der simulierten kombinierten Impedanz  $\varphi_c$  liegt bei geringen Frequenzen nahe  $0^\circ$  und konvergiert mit steigender Frequenz gegen  $90^\circ$ . Die gemessene Phase der kombinierten Impedanz  $\tilde{\varphi}_c$  weicht schon beim Start der Messung bei 500 Hz um  $15^\circ$  von der simulierten kombinierten Phase  $\varphi_c$  ab. Wie bei der Simulation steigt auch die gemessene Phase  $\tilde{\varphi}_c$  mit der Frequenz, die Messwerte übersteigen jedoch ab 16,5 kHz  $90^\circ$ . Dieses Verhalten kann dadurch erklärt werden, dass das Messobjekt, wie die Simulationsergebnisse zeigen, ab 10 kHz immer stärker einer idealen Induktivität ähnelt. Die Impedanzmessung fast idealer Induktivitäten führt in der Regel zu einer Messabweichung des gemessenen Phasenwinkels  $\tilde{\varphi}_c$ , sodass dieser  $90^\circ$  übersteigen kann [13]. Messungen haben gezeigt, dass die Messabweichung, welche aus dem induktiven Verhalten der zu messenden Impedanz resultiert, die Wiederholgenauigkeit des Impedanzanalysators nicht signifikant beeinflusst. Da die Messabweichung daher für alle Messungen ähnlich ist, bleibt ein Vergleich mit der Referenzmessung weiterhin möglich. Die Messabweichung ist damit systematisch und das Messprinzip des PSV wird nicht beeinträchtigt.

### 3.3 Messung struktureller Defekte

Im Folgenden wird die Eignung des PSV bei der Detektion struktureller Defekte experimentell analysiert. Dafür wurde gezielt ein struktureller Defekt durch Einsägen des Messobjekts erzeugt. Der Schnitt wurde dabei orthogonal zum Stromfluss erzeugt, sodass der Schnitt in Richtung der Breite  $b$  des Messobjekts verlief. An bestimmten Schnitttiefen wurden Impedanzmessungen über einen Frequenzbereich von 500 Hz bis 3 MHz durchgeführt, sodass die



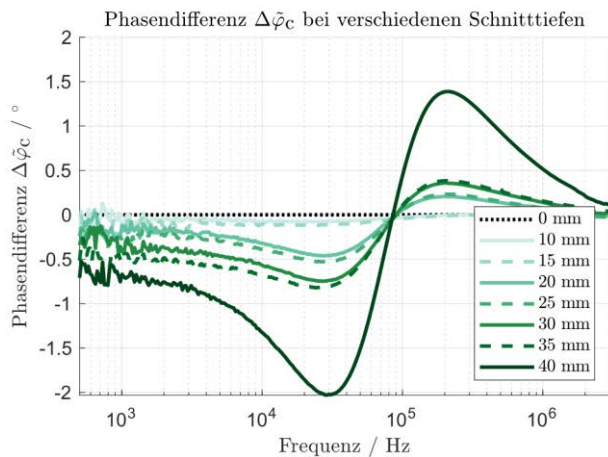
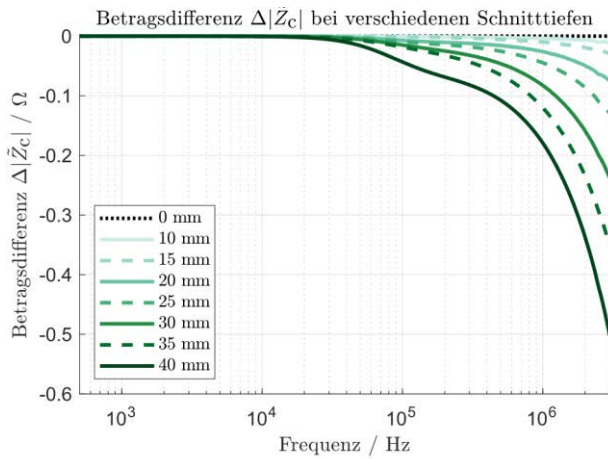
**Bild 3** Links Betrag und rechts Phasenwinkel der gemessenen kombinierten Impedanz  $\tilde{Z}_c$ , der simulierten kombinierten Impedanz  $Z_c$  sowie der externen Impedanz  $Z_e$  und der internen Impedanz  $Z_i$ . Die Simulation wurde über einen Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 3 MHz durchgeführt, wohingegen die Messung im Frequenzbereich von 500 Hz bis 3 MHz erfolgte. Im unteren Graphen ist  $\tilde{\varphi}_c$  der Phasenwinkel der gemessenen kombinierten Impedanz und  $\varphi_c$  die kombinierte simulierte Phase, die sich aus der simulierten externen Phase  $\varphi_e$  und internen Phase  $\varphi_i$  zusammensetzt.

Impedanzänderung mit steigender Schnittiefe dargestellt werden kann. Um eine defektinduzierte Impedanzänderung bestimmen zu können, wird eine Subtraktion der Referenzmessung zu Beginn ohne Defekt zwischen der gemessenen Impedanz  $\tilde{Z}_c$  und der Referenzimpedanz  $\tilde{Z}_{c,ref}$  durchgeführt. Die Differenz wird getrennt nach Betragsgleichung  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  und Phasendifferenz  $\Delta\tilde{\varphi}_c$  bestimmt nach

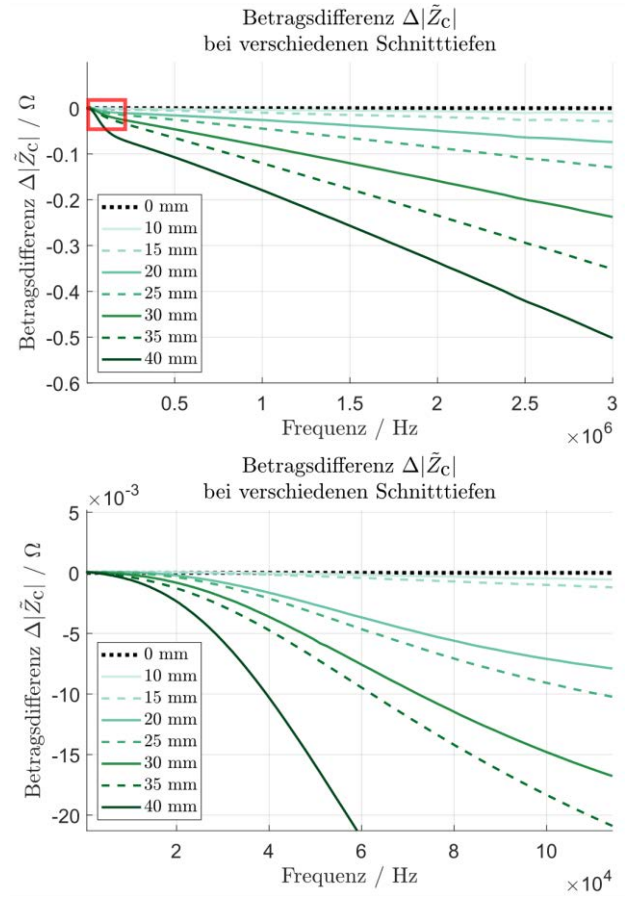
$$\Delta|\tilde{Z}_c| = |\tilde{Z}_c| - |\tilde{Z}_{c,ref}| \quad (17)$$

$$\Delta\tilde{\varphi}_c = \tilde{\varphi}_c - \tilde{\varphi}_{c,ref} \quad (18)$$

Das Einsägen erfolgte mit einer Handsäge bei einer Schnittbreite von 0,6 mm und einer maximalen Schnittiefe von 40 mm. Alle Zuleitungen und das Messobjekt wurden während der Messungen fixiert, sodass Kabelbewegungen vermieden wurden, welche  $L_e$  und damit das Messergebnis beeinflussen könnten. Während der Aufnahme der Messreihe wurde die Temperatur in der Nähe des Messobjekts fortlaufend gemessen. Es wurden Temperaturänderungen von maximal  $\pm 0,1^\circ\text{C}$  festgestellt, wobei



**Bild 4** Absolute Betragsgleichung  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  (links) und absolute Phasendifferenz  $\Delta\tilde{\varphi}_c$  (rechts) zwischen dem Betrag der gemessenen kombinierten Impedanz  $\tilde{Z}_c$  und dem Betrag der im defektfreien Fall gemessenen Referenzimpedanz  $\tilde{Z}_{c,ref}$  bei Schnittiefen von 0 mm bis 40 mm. Ordinate in logarithmischer Skalierung.



**Bild 5** Betragsgleichung  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  zwischen dem Betrag der gemessenen kombinierten Impedanz  $\tilde{Z}_c$  und dem Betrag der im defektfreien Fall gemessenen Referenzimpedanz  $\tilde{Z}_{c,ref}$  bei Schnittiefen von 0 mm bis 40 mm. Ordinate in linearer Skalierung. Links: Darstellung von 500 Hz bis 3 MHz. Rechts vergrößerter Ausschnitt von 500 Hz bis 100 kHz.

keine monotone Drift während der Messungen vorgelegen hat.

In Abbildung 4 ist die absolute Differenz zwischen der gemessenen Impedanz und der Referenzimpedanz  $\tilde{Z}_{c,ref}$  getrennt nach Betrag  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  und Phase  $\Delta\tilde{\varphi}_c$  bei verschiedenen Schnittiefen mit logarithmischer Skalierung der Frequenz aufgetragen. Erkennbar ist, dass die Betragsgleichung  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  mit steigender Frequenz und mit steigender Schnittiefe ab 15 mm signifikant zunimmt. Die maximale Betragsgleichung liegt bei der maximalen Frequenz von 3 MHz und der höchsten Schnittiefe von 40 mm bei  $-0,5 \Omega$ . Der Betrag der gemessenen Impedanz  $|\tilde{Z}_c|$  sinkt mit zunehmender Schnittiefe und mit steigender Frequenz stetig gegenüber dem Betrag der Referenzimpedanz  $|\tilde{Z}_{c,ref}|$ , was dazu führt, dass  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  negative Werte annimmt.

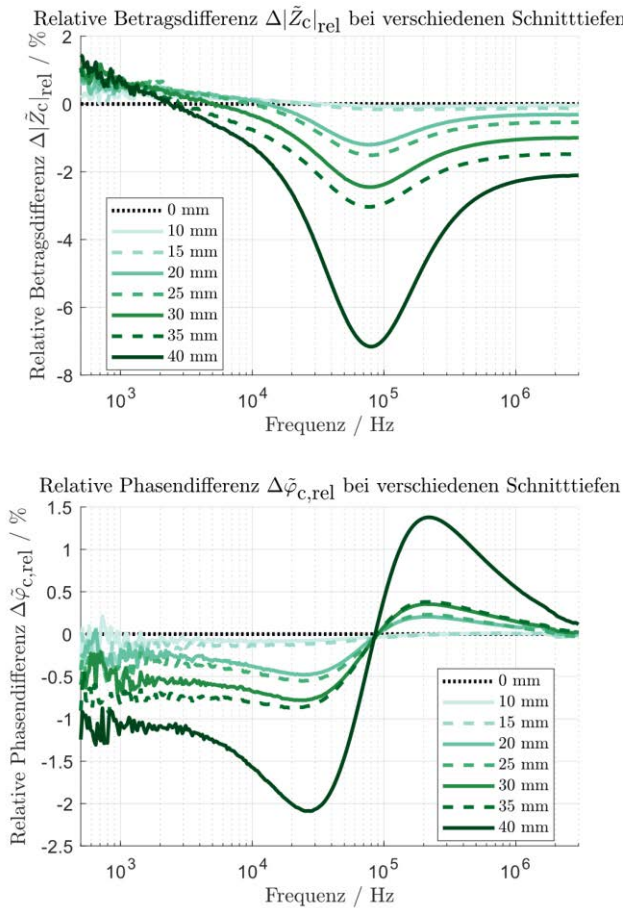
Da der niedrige Frequenzbereich in Abbildung 4 kaum zu erkennen ist, werden  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  und  $\Delta\tilde{\varphi}_c$  in Abbildung 5 (rechts) über einen Frequenzbereich von 500 Hz bis 100 kHz bei einer linearen Skalierung der Frequenzachse dargestellt. Ab ca. 10 kHz können Änderungen im Frequenzverhalten der Betragsgleichung  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  in Abhängigkeit der Schnittiefe beobachtet werden. In Abbildung 5

(rechts) sind  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  und  $\Delta\tilde{\varphi}_c$  über den Frequenzbereich von 500 Hz bis 3 MHz mit linearer Skalierung der Frequenzachse aufgetragen. Ersichtlich ist, dass die Frequenzabhängigkeit von  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  für Frequenzen  $\gg 10$  kHz näherungsweise einer linearen Funktion entspricht. Auffällig ist dabei, dass eine Zunahme der Schnitttiefe zu einer Änderung der Steigung von  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  in diesem Frequenzbereich führt.

## 4 Diskussion

Für die Abschätzung der Defektsensitivität ist in Abbildung 6 die relative Änderung des Betrags  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  und die relative Änderung der Phase  $\Delta\tilde{\varphi}_{c,\text{rel}}$  bezogen auf die Referenzimpedanz  $\tilde{Z}_{c,\text{ref}}$  dargestellt.

Aus der Darstellung folgt, dass höhere Schnittiefen zu größeren relativen Betragsänderungen führen. Die maximale Schnittiefe von 40 mm führt bei einer Frequenz von 79 kHz zur maximalen relativen Änderung des Betrags  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  um ca.  $-7\%$ . Die Extrema für die Schnittiefe von 40 mm liegen bei 25 kHz mit  $-2,1\%$  relative Phasenän-



**Bild 6** Relative Betragsdifferenz  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  (links) und Phasendifferenz  $\Delta\tilde{\varphi}_{c,\text{rel}}$  (rechts) gegenüber der im defektfreien Fall gemessenen Referenzimpedanz  $\tilde{Z}_{c,\text{ref}}$  bei Schnittiefen von 0 mm bis 40 mm. Ordinate in logarithmischer Skalierung.

derung  $\Delta\tilde{\varphi}_{c,\text{rel}}$  und bei 219 kHz mit 1,38%, sodass insgesamt die maximale Abweichung von  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  größer ist als die von  $\Delta\tilde{\varphi}_{c,\text{rel}}$ . Für Frequenzen im Bereich von ca. 10 kHz bis 100 kHz steigt die Defektsensitivität des Betrags  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  deutlich an. In Abbildung 5 kann ab 10 kHz in Abhängigkeit der Schnittiefe eine signifikante Abweichung des Betrags der gemessenen Impedanz  $|\tilde{Z}_c|$  von der Referenzimpedanz festgestellt werden. Wie die Simulationsergebnisse nach Abbildung 3 zeigen, gilt für Frequenzen  $> 10$  kHz, dass  $|Z_c| \approx |Z_e| = |\omega L_e|$ . Die im Frequenzbereich  $\gg 10$  kHz in Abhängigkeit der Schnittiefe beobachtbare Änderung der Steigung des linearen Bereichs von  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  kann damit auf eine Änderung der externen Induktivität  $L_e$  zurückgeführt werden.

Sowohl die Veränderung des Frequenzverhaltens von  $\Delta|\tilde{Z}_c|$  als auch der Anstieg der relativen Impedanzänderung  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  liegen folglich in dem Frequenzbereich, in welchem nach den Simulationsergebnissen aus Kapitel 3.1 der Betrag der externen Impedanz  $|Z_e|$  den Betrag der gemessenen Impedanz  $|Z_c|$  maßgeblich beeinflusst.

Wie in Kapitel 2 gezeigt wurde, resultiert die externe Impedanz  $Z_e$  aus dem äußeren EM-Feld und zeigt beim vorliegenden Messaufbau rein induktives Verhalten. Daher können Änderungen von  $Z_e$  auf eine Änderung des äußeren Magnetfelds zurückgeführt werden. In [6] wurde demonstriert, dass strukturelle Defekte in stromdurchflossenen Leitern zu Änderungen im äußeren Magnetfeld führen können, sodass die messbaren Impedanzänderungen im Bereich  $> 10$  kHz durch die defektinduzierte Veränderung des äußeren Magnetfelds erklärt werden können.

Die maximale Defektsensitivität des Messverfahrens liegt beim vorliegenden Messaufbau bei 79 kHz und damit ebenfalls in einem Bereich, in dem die externe Impedanz  $Z_e$  dominant ist. Die Defektsensitivität des PSV kann demnach maximiert werden, wenn die Impedanzmessung in Frequenzbereichen erfolgt, in denen die Auswirkung struktureller Defekte auf das äußere Magnetfeld messbar wird. Insgesamt zeigen die Messergebnisse, dass die Detektion struktureller Defekte von Messobjekten möglich ist, deren Abmessungen denen üblicher Baustrukturen entsprechen. Damit ist das PSV unter Laborbedingungen als SHM-System geeignet. Schnitte ab einer Tiefe von 15 mm können durch eine klare Abweichung zur Referenzmessung ohne Defekt detektiert werden, sodass eine defektinduzierte Verringerung der Querschnittsfläche um mehr als 25% zu einer signifikanten Änderung der gemessenen Impedanz relativ zur Referenzimpedanz führt. Zum Zweck der Defektdetektion ist die relative Änderung des Betrags der gemessenen Impedanz  $\Delta|\tilde{Z}_c|_{\text{rel}}$  sensibler als die relative Änderung der Phase  $\Delta\tilde{\varphi}_c$ .

Da die Rissbreiten von Ermüdungsrissen deutlich geringer sind als die der hier erzeugten Schnitte, können die präsentierten Ergebnisse nur begrenzt auf die Detektion von Ermüdungsrissen angewendet werden. Das Ziel weiterer Forschung ist daher die Erprobung des PSV zur Detektion von Ermüdungsrissen, die durch eine Resonanzprüfmaschine erzeugt wurden. Es bleibt weiterhin zu zeigen, dass das



Messverfahren auch an komplexeren Geometrien einsetzbar ist und eine Defektdetektion bei Messobjektlängen von  $> 1$  m möglich ist.

Um das PSV in-situ an Baustrukturen einsetzen zu können, ist darüber hinaus eine weitere Erforschung der Querempfindlichkeiten notwendig, wobei insbesondere Einflüsse der Temperatur und mechanische Schwingungen als kritisch eingeschätzt werden. Temperatureinflüsse könnten durch die Messung der Störgröße und anschließende rechnerische Kompensation unterdrückt werden. Die Unterdrückung mechanischer Schwingungen kann durch eine mechanisch stabile Konstruktion des Messaufbaus erreicht werden.

Auf Grundlage des Proximityeffekts kann die Defektsensitivität potentiell erhöht werden. Wird der Strom durch das Messobjekt sehr nah an der Messobjektoberfläche zurückgeführt, verringert dies den nutzbaren Querschnitt des Messobjekts, was die zu messende Impedanz erhöht. Durch die Verlegung des Stromrückföhrpfads kann damit die Stromdichte gezielt an Positionen konzentriert werden, die für die Defektdetektion interessant sind. Auch eine Defektlokalisation ist über dieses Verfahren potentiell möglich.

## 5 Zusammenfassung

Als ein Verfahren, das aus der Materialprüftechnik stammt, wird das PSV bisher fast ausschließlich an Messobjekten eingesetzt, deren Dimensionen wenige Zentimeter nicht übersteigen, sodass die Eignung dieses Verfahrens für das SHM von Baustrukturen nicht erprobt ist. In dieser Arbeit wurde ein elektromagnetisches Modell für das PSV hergeleitet, das eine Interpretation der gemessenen komplexen Impedanzen ermöglicht. Durch gezieltes Einschneiden von Messobjekten während der Impedanzmessung mittels eines auf Lock-In-Technik basierenden Impedanzanalysators konnte gezeigt werden, dass das PSV prinzipiell zur Detektion struktureller Defekte an Messobjekten geeignet ist, die den Abmessungen von Baustrukturen entsprechen. Es konnte gezeigt werden, dass eine maximale Defektsensitivität erreicht werden kann, wenn die Messung in Frequenzbereichen erfolgt, in der die externe Impedanz das Messergebnis maßgeblich beeinflusst. Die hier demonstrierte Defektsensitivität zeigt, dass das PSV als SHM-System prinzipiell geeignet ist und das Potential besitzt, einen Beitrag zur Betriebssicherheit der Brückeninfrastruktur zu leisten.

## 6 Danksagung

Dieses Projekt wird durch das Zentrale Innovationsprogramm Mittelstand (ZIM) des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie gefördert (Förderkennzeichen KK5403201DB1).

## 7 Literatur

- [1] W. Fan; P. Qiao.: Vibration-based Damage Identification Methods: A Review and Comparative Study.

- Structural Health Monitoring. Vol. 10 (2011) No. 1, S. 83–111.
- [2] P. Cawley.: Structural health monitoring: Closing the gap between research and industrial deployment. Structural Health Monitoring, Vol. 17 (2018) No. 5, S. 1225–1244.
- [3] H. Sohn.: Effects of environmental and operational variability on structural health monitoring. Philosophical transactions. Series A, Mathematical, physical, and engineering sciences, Vol. 365 (2007) No. 1851, S. 539–560.
- [4] J. Corcoran; C. M. Davies; P. Cawley; P. B. Nagy.: A Quasi-DC Potential Drop Measurement System for Material Testing. IEEE Trans. Instrum. Meas., Vol. 69 (2020) No. 4, S. 1313–1326.
- [5] G. Sposito; P. Cawley; P. B. Nagy.: Crack Profile Reconstruction by Means of Potential Drop Measurements. AIP Conference Proceedings 30 July–4 August (2007), S. 733–740.
- [6] A. Raine; M. Lugg.: A review of the alternating current field measurement inspection technique. Sensor Review, vol. 19 (1999) No. 3, S. 207–213.
- [7] C. R. Paul, Introduction to electromagnetic compatibility, 3. Auflage. Hoboken, N.J.: Wiley Interscience, 2006.
- [8] G. S. Smith.: Proximity Effect in Systems of Parallel Conductors. Journal of Applied Physics, Vol. 43 (1972) No. 5, S. 2196–2203.
- [9] G. Lehner; S. Kurz, Elektromagnetische Feldtheorie: Für Ingenieure und Physiker. Berlin · Heidelberg: Springer Vieweg, 2018.
- [10] L. J. Giacoletto.: Frequency- and time-domain analysis of skin effects. IEEE Trans. Magn., Vol. 32 (1996) No. 1, S. 220–229.
- [11] C. R. Paul, Inductance: Loop and partial. Oxford: Wiley, 2010.
- [12] A. E. Ruehli.: Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environment. IBM J. Res. & Dev., Vol. 16 (1972) No. 5, S. 470–481.
- [13] Keysight Technologies: Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques, Keysight Technologies Inc., 2020.