

Diplomarbeit

Kontaktlose Signalerfassung an magnetoelastischen Biegesensoren mittels Oberwellenmessung

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines
Diplom-Ingenieurs unter der Leitung von

AO.Univ.Prof.Dr. Eugenijus Kaniusas
Dipl. Ing. Edin Mulasalihović

(E354)

Institut für Mess- und Schaltungstechnik

eingereicht an der Technischen Universität Wien

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

Stefan Traxler BSc
0126070
Arbeitergasse 4/30, 1050 Wien

Wien, im Mai 2008

Kurzfassung

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer Methode zur kontaktlosen Signalerfassung von magnetostriktiven Bilayern (BL), dem Grundelement neuartiger Krümmungssensoren. Die BL bestehen aus einem magnetostriktiven Material, dem magnetostriktiven Layer (ML), z.B. amorphe Stähle mit einer typischen Dicke von 25 μm , und einem nichtmagnetischen Counterlayer (CL), z.B. nicht magnetischer Stahl oder Aluminium mit einer typischen Dicke von etwa 75 μm . Entstehen bei einem einzelnen gekrümmten ML positive und negative mechanische Spannungen und daher eine vernachlässigbare Empfindlichkeit, so wird durch Verkleben des ML mit einem CL die Empfindlichkeit für Krümmungen sehr hoch. Die resultierende Verspannung des ML ändert seine magnetischen Eigenschaften, deren Erfassung die Biegung des BL wiedergibt.

Bei einer kontaktbehafteten Erfassung des BL-Sensors wird ein Magnetfeld durch eine Spule erzeugt, welches durch den magnetostriktiven Effekt verändert wird. Die resultierende Spannung an der Spule dient als Maß für die Krümmung des Sensors. Dadurch, dass die Magnetfeldeinkopplung von der Spule in den BL prinzipiell berührungslos ist, können diese beiden Komponenten von einander getrennt und somit kontaktlos betrieben werden. Mit dieser Methode lassen sich allerdings nur Distanzen bis zu 30 mm überbrücken.

Dünne ML auf größere Distanz (bis zu 1 m) zu erfassen ist im Gebiet des Radio Frequency Identification (RFID) Stand der Technik. Geht es bei RFID darum digitale Information, im einfachsten Sinne die Anwesenheit, zu übertragen, so muss im Fall der BL-Signalerfassung eine analoge Information, nämlich die der Biegung übertragen werden. Eine Methode des RFIDs hat sich als besonders tauglich erwiesen, bei der der nichtlineare Zusammenhang zwischen induzierter magnetischer Feldstärke und resultierendem magnetischem Fluss des ML ausgenutzt wird. Dabei werden die entstehenden Oberwellen gemessen, deren Amplituden von der Form der Magnetisierungskurve abhängen. Die Form wiederum wird durch den magnetostriktiven Effekt des ML stark beeinflusst. Es besteht also die Möglichkeit von den Amplituden der Oberwellen auf die Krümmung des BL zu schließen.

Um die Signalerfassung eines Krümmungssensors auf BL Basis näher zu untersuchen, wurde ein Gerät zur Erfassung der Magnetisierungskurve des BL bei verschiedenen Verbiegungen entwickelt. Die besondere Herausforderung ist in diesem Fall die geringe Dicke des ML. Will man in dem Gerät genug Platz haben, um Verbiegungen vorzunehmen, so ist das Querschnittsverhältnis von ML zu Lufteinschluss sehr gering und somit ungünstig. Dies macht eine spezielle Kompensation nötig, mit deren Hilfe gute Ergebnisse erzielt wurden.

Des Weiteren wurde der Zusammenhang von Feldstärke, Verbiegung des BL und Amplituden der zweiten, dritten und fünften Oberwelle der induzierten Spannung für eine Erregerfrequenz von 90 Hz und 6,5 kHz untersucht. Es zeigen sich recht komplexe Zusammenhänge, die optimierende Schritte erlauben.

Um die kontaktlose Signalerfassung an dem Krümmungssensor zu demonstrieren, wurde ein Pflaster entwickelt mit dem es möglich ist Herzschlag und Atmung simultan über eine Distanz von 1 m zu messen. Dabei wird ein BL von etwa 10 cm Länge mit einem hautverträglichen Klebestreifen am Brustkorb des Probanden befestigt. Die flache Bauweise eines BL kommt dabei voll zur Geltung, da der Proband weniger gestört wird, was besonders während des Schlafmonitorings von Vorteil ist. Mit zwei etwa 50 cm großen Spulen können bei richtiger Lage des BL die Biosignale zur Brustkorbdeformation erfasst werden. Der Abstand der Spulen zueinander beträgt etwa 1 m, was genug Platz für einen Probanden lässt.

Ein anderes Anwendungsbeispiel sieht die Messung eines Luftstromes in einem abgeschlossenen Rohr vor. Der BL liegt quer zum Luftfluss und wird von diesem verbogen. Zur Signalerfassung wurden dabei relativ kleine Spulen mit etwa 2 cm Durchmesser verwendet. Bei Rohren aus Kunststoff wurden dabei gute Ergebnisse erzielt, während bei Rohren aus Aluminium und nichtmagnetischen Stahl mit entsprechender Anpassung der Messfrequenz und Erregerfeldstärke die abschirmende Wirkung überwunden werden konnte.

Abstract

The content of this work is the contact less detection of the properties of magnetostrictive bilayersensors (BL), the basic component of novel curvature sensors. Such a BL is made of two layers of different materials. One is an amorphous steel with a high magnetoelastic effect, i.e. a magnetostrictive layer (ML), with a typical thickness of 25 μm and the other is a nonmagnetic steel or aluminum, the so-called counter layer (CL), with a typical thickness of about 75 μm . While bending a single ML causes positive and negative mechanical stress within the ML and thus a negligible sensitivity to bending, a combination of the ML and CL, by means of agglutination results in a very high sensitivity for bending. In the later case, the resulting homogeneous stress changes the magnetic properties of the ML, which reflects the curvature of the BL.

Using an in-contact approach, a coil is used to produce a magnetic field that will be changed by the magnetoelastic effect. Thus leads to a change of the voltage at the coil which is used as a measure of the bending. Because the magnetic coupling between the coil and BL is in principle contact less, these two components can be spatially separated. With this approach detection distances of about 30 mm have been realized.

The detection of such thin materials over greater distances (up to 1 m) is the content of Radio Frequency Identification (RFID). In RFID it is often sufficient to detect the pure presence of a RFID-tag. In contrast an analog information has to be read in this work, i.e. the information about the bending of the BL. One approach from RFID proved to be useful, which encompasses a detection of higher harmonics. The nonlinearity of the ML material yields higher harmonics of an applied magnetic field. The amplitudes of these harmonics depend on the nonlinearity of the magnetization curve of the ML. This curve again is changed through the magnetoelastic effect. It is therefore possible to detect the curvature of the sensor by inspecting the amplitudes of the higher harmonics of an applied magnetic field.

To create a deeper understanding of this method, a special device has been build, which was used to measure the magnetization curve of BL for different bending situations. The challenge here was the extreme thin ML. There has to be enough space to bend the BL, while the ratio of the cross section of the ML and the enclosed air is very low. This makes a special compensation necessary. Good results have been achieved using this compensation.

The dependencies of the amplitudes of the second, third and fifth harmonic of the strength of the magnetic field and curvature has been investigated for excitation frequencies of 90 Hz

and 6,5 kHz. The results showed quite complex relations, allowing an optimization of the system.

A practical application was given by a patch for monitoring of cardiac and respiratory activity over a distance of 1 m. A skin compatible adhesive tape has been used to fix a 10 cm long BL on the chest of a test subject. The extreme thin layout of the BL facilitates its use especial for sleep monitoring. Two coils with a diameter of about 0,5 m were used for the detection of the BL bending. Both coils where 1 m apart, leaving enough space for the subject movements.

As another example of an application measurement of airflow within a sealed tube was established. Here the BL is bent by the flowing air. The measurement setup consists of two relative small coils with a diameter of about 2 cm. It was possible to achieve good results using plastic tube walls. Acceptable results have been achieved also for tubes out of shielding materials like aluminum and nonmagnetic steel, with appropriate adjustments of the measurement frequency and the strength of the magnetic field.

Danksagung

Dank gebührt Herrn **Prof. Helmut Pfützner** für die finanzielle Unterstützung während meines Studiums sowie den Herren **Prof. Eugenijus Kaniusas**, **Dr. Jürgen Kosel** und **Dipl. Ing. Edin Mulasalihović** für die Betreuung dieser Arbeit.

Dank gilt meiner Lebensgefährtin **Bettina Machaczek** und ihren **Eltern** für das Korrekturlesen dieser Diplomarbeit.

Besonderen Dank möchte ich meiner **Familie** aussprechen, die mich stets moralisch und finanziell unterstützt hat.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Abstract	III
Danksagung	V
Inhaltsverzeichnis	VI
Abkürzungsverzeichnis	VII
1 Einleitung	1
1.1 Bilayer als Grundelement	1
1.2 Artverwandte Systeme	2
1.2.1 RFID	2
1.2.2 Flux-Gate	2
1.3 Erfassung durch elektrische Resonanz	4
2 Theoretischer Hintergrund	6
2.1 Magnetoelastischer Effekt	6
2.2 Entstehung von Oberwellen durch Nichtlinearitäten	7
2.3 Bilayerprinzip	10
3 Experimentelle Untersuchungen	14
3.1 Messaufbau zur Erfassung von Magnetisierungskurven	14
3.2 Messaufbau zur Erfassung von Oberwellen	16
3.2.1 Grundstruktur	16
3.2.2 Spulensystem	17
3.2.3 Verbiegungsvorrichtungen	18
3.3 Wechselfeldabhängigkeit	20
3.4 Gleichfeldabhängigkeit	25
4 Anwendungen	27
4.1 Messaufbau	27
4.2 Physiologische Anwendungen	32
4.3 Technische Anwendungen	35
4.3.1 Statische Untersuchungen	36
4.3.2 Dynamische Untersuchungen	38
4.3.3 Messungen durch schirmende Medien	42
4.4 Erregerloser Sensor	45
5 Schlussfolgerungen	46
Literaturverzeichnis	48

Abkürzungsverzeichnis

$\Delta\mu_r$	Änderung der magnetischen Feldkonstante des Materials
μ_0	magnetische Feldkonstante von Vakuum ($= 4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/Am)
μ_r	magnetische Feldkonstante des Materials
$\mu_{r,\max}$	maximale magnetische Feldkonstante des Materials
$\mu_{r,\min}$	minimale magnetische Feldkonstante des Materials
κ	Krümmung
κ_{CL}	termischer Ausdehnungskoeffizient des Counterlayers
π	Pi ($\approx 3,1416$)
σ	mechanische Spannung
Φ	magnetischer Fluss
φ	Phasenwinkel
φ_n	n -te Phasenwinkel
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenkreisfrequenz
ω_g	Grundkreisfrequenz
ω_n	n -te Kreisfrequenz
ω_T	Grenzfrequenz
a	Auslenkung
a_{1-3}	Konstanten
b	bezogene magnetische Flussdichte
b	Breite
B	Flussdichte
B_0	magnetische Bezugflussdichte
B_g	Amplitude der magnetischen Grundwellenflussdichte
BL	Bilayer
B_S	Sättigungsflussdichte
B_x	magnetische Flussdichte entlang der x-Achse
C	Kapazität
CL	Counterlayer
d	Drahtstärke, Dämpfung
D	Durchmesser der Spule
d_{BL}	Dicke des Bilayers
d_{CL}	Dicke des Counterlayers
d_{ML}	Dicke des magnetostriktiven Layers
E_{CL}	E-Modul des Counterlayers
E_{ML}	E-Modul des magnetostriktiven Layers
f	Frequenz
F	mechanische Kraft
$F(M)$	Fouriertransformierte der Magnetisierung
f_c	Pulsfrequenz
f_g	Grundfrequenz
f_{IN}	Eingangsfrequenz
f_{OUT}	Ausgangsfrequenz
f_r	Atmungsfrequenz
h	bezogene magnetische Feldstärke
H_0	magnetische Bezugfeldstärke
H_{AC}	Wechselanteil der magnetischen Feldstärke

H_c	magnetische Koerzitivfeldstärke
H_{DC}	Gleichanteil der magnetischen Feldstärke
H_{erd}	magnetische Feldstärke der Erde
h_{ext}	externe bezogene magnetische Feldstärke
H_{ext}	externe magnetische Feldstärke
H_{int}	interne magnetische Feldstärke
$h_{ref\ max}$	maximale bezogene magnetische Referenzfeldstärke
$H_{ref\ max}$	maximale magnetische Referenzfeldstärke
h_{ref}	bezogene magnetische Referenzfeldstärke
H_{ref}	magnetische Referenzfeldstärke
i_e	Eingangsstrom
K	Konstante
L	Induktivität
l	Länge
L_m	Messinduktivität
M	Magnetisierung
M_{1-5}	Oberwellen der Magnetisierung
M_{AC}	Wechselanteil der Magnetisierung
M_{DC}	Gleichanteil der Magnetisierung
ML	magnetostriktiver Layer
M_s	Sättigungsmagnetisierung
n	natürliche Zahl
N	Windungszahl
NL	neutrale Linie
PLL	Phase Locked Loop
R	Widerstand, Radius der Kreisspule
Ref IN	Referenzeingang
R_L	Serienwiderstand der Induktivität
R_{pot}	verstellbarer Widerstand
S1	Schalter
t	Zeit
ΔT	Temperaturänderung
u	Spannung
U_{1-5}	1-5 Oberwellenamplitude
$U_{3\ max}$	maximale Amplitude der dritten Oberwelle
U_a	Amplitude der Ausgangsspannung
u_a	Ausgangsspannung
U_{a2h}	zweite Harmonische der Ausgangsspannung
u_{BL}	durch den, durch den Bilayer verursachten, zusätzlichen Fluss induzierte Spannung
u_e	Eingangsspannung
u_L	durch den Luftfluss induzierte Spannung
U_m	Amplitude der Messspannung
U_{max}	maximum der Spannung (bzw. Versorgungsspannung)
U_{min}	minimum der Spannung (bzw. negative Versorgungsspannung)
u_n	n -te Oberwelle
u_N	Spannung des invertierenden Einganges
u_P	Spannung am Regelwiderstand
V	Verstärkung
VCO	Voltage Controlled Oscillator
x, y	kartesische Koordinaten
\underline{Z}	komplexe Impedanz

1 Einleitung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der kontaktlosen Erfassung von magnetostriktiven Bilayern (BL), dem Grundelement neuartiger Biegesensoren [1-7].

1.1 Bilayer als Grundelement

Die BL bestehen aus einem magnetostriktiven Layer (ML) und einem nichtmagnetischen Counterlayer (CL), die durch geeignete Methoden miteinander verbunden sind [8]. Wird der BL gebogen, kommt es zu einer Dehnung der konvexen Seite sowie einer Stauchung der konkaven Seite und es treten entsprechende Zug- und Druckspannungen auf (Abb. 1.1).

Bei geeigneter Wahl des CL kommt es dabei im ML zu sehr hohen Spannungen und durch den magnetoelastischen Effekt ändern sich dessen magnetische Eigenschaften (siehe Kapitel 2). Diese Änderung lässt sich messen, wenn um den Sensor eine Spule gewickelt wird und ihre Induktivität, oder gleichbedeutend die induzierte Spannung bei eingepprägtem Strom gemessen wird. Basierend auf dieser Methode wurden bereits eine Reihe effektiver Sensoren vor allem im physiologischen Bereich verwirklicht, z. B. zur Erfassung von Körperbewegungen [9], Atemfrequenz und Herzfrequenz [10], Blutdruckänderungen [11] oder Augenbewegungen [1]. Im technischen Bereich wurden Temperatursensoren [13] und Flusssensoren [14] verwirklicht. Bei der kontaktlosen Erfassung werden die Änderungen allerdings über eine gewisse Distanz erfasst. Dies führt, wegen der extrem geringen Dicke des ML von typisch 25 μm , zu einem sehr geringen Signal-Rauschverhältnis verbunden mit einer geringen Detektionsreichweite. Mit kontaktlosen Positionssensoren wurden bisher Reichweiten von maximal 30 mm realisiert [15].

Auf der anderen Seite liegen die Vorteile dieser Methode darin, Messungen in völlig geschlossenen Systemen durchzuführen, sowie die extrem flache Bauweise der BL richtig nutzbar zu machen.

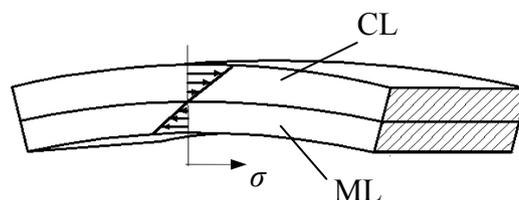


Abb. 1.1 Bilayer bestehend aus einem magnetostriktiven (ML) und einem nicht magnetischen Counterlayer (CL). Bei Verbiegen des Bilayers wird die konkave Seite gestaucht und die konvexe gedehnt.

1.2 Artverwandte Systeme

Hier werden Systeme beschrieben die schon lange im praktischen Einsatz sind und aufgrund ihrer Ähnlichkeit zu dieser Arbeit zum Verständnis beitragen können. Die Ähnlichkeit bezieht sich dabei auf die verwendeten weichmagnetischen Materialien als auch darauf, dass bei den beiden ersten Systemen die Amplituden der entstehenden Oberwellen als Maß der zu bestimmenden Größe dienen.

1.2.1 RFID

Unter dem Akronym RFID (Radio Frequency Identification) ist eine ganze Familie von Technologien, die sich mit der Übertragung von Informationen beschäftigen, zusammengefasst [16]. Ihre Anwendungen finden sich in so genannten Chip-Karten sowie bei Etiketten- und Sicherungssystemen für die Diebstahlsicherung. Je nach Anwendung müssen verschiedene Rahmenbedingungen erfüllt werden. Man kann die RFID-Technologie grob einteilen, indem man zwischen Systemen mit Datenspeicher und 1-Bit-Systemen unterscheidet. Zur hier vorgestellten Messmethode verwandte RFID-Systeme finden sich hauptsächlich in 1-Bit-Anwendungen, also bei Systemen die lediglich eine Etiketete detektieren.

Es existieren zahlreiche Technologien, die das Entstehen von Oberwellen ausnutzen, um die entsprechende Information zu übertragen. Im Folgenden sollen jedoch nur jene beschrieben werden, deren Oberwellen durch Magnetisierung der Etiketete entstehen.

Die Technologie wird als elektromagnetisch eingestuft [16] und arbeitet mit starken magnetischen Feldern bei 10 Hz bis 20 kHz. Solange sich kein weichmagnetisches Material im Feldraum befindet, entstehen keine Oberwellen. Sobald ein Streifen weichmagnetischen Materials einer Etiketete in den Feldraum eindringt, werden durch die Nichtlinearität des Materials Oberwellen erzeugt. Diese können aufgrund ihrer von der Grundwelle unterschiedlichen Frequenz auch bei kleinen Feldstärken durch Filterung detektiert werden.

Für eine Anwendung dieses Prinzips, beispielsweise für die Diebstahlssicherung, ist es nötig die Etiketete an der Kassa „entschärfen“ zu können. Weiters muss sichergestellt sein, dass nicht irgendwelche von Kunden mitgebrachte Materialien den selben Effekt auslösen. Denn dies würde zu sehr vielen falschen Alarmen führen und somit das Verfahren unbrauchbar machen.

1.2.2 Flux-Gate

Flux-Gate ist eine Bezeichnung für ein Magnetometer, das nach einem von zwei Prinzipien arbeitet: dem Pulshöhenprinzip oder dem Prinzip der geradzahigen Harmonischen. Auf das Pulshöhenprinzip soll hier nicht weiter eingegangen werden. Das Prinzip der geradzahigen

Harmonischen wird nachfolgend wegen seiner Ähnlichkeit zur Oberwellenmethode kurz erläutert.

Ein solches Flux-Gate wird in [17] beschrieben und besteht aus mindestens zwei Spulen, die beide um ein weichmagnetisches Material gewickelt sind. Durch eine Spule fließt ein sinusförmiger Strom, der wiederum eine sinusförmige magnetische Spannung erzeugt. Durch die nichtlineare Magnetisierungskurve des Materials entsteht ein magnetischer Fluss, der nur in erster Näherung sinusförmig ist (siehe Kapitel 2.2). Er induziert in der zweiten Spule eine Spannung die der Ableitung des Flusses entspricht. Eine Fourieranalyse zeigt, dass in diesem Signal ungeradzahlige Oberwellen enthalten sind (siehe Abb. 2.2). Geradzahlige Oberwellen entstehen nur wenn das Material unsymmetrisch magnetisiert wird. Dies ist der Fall wenn dem sinusförmigen Magnetfeld der Erregerspule ein Gleichfeld überlagert wird. Die Amplitude der geradzahligen Oberwellen ist dabei von der Größe des Gleichfeldes abhängig. Es lassen sich so kleinste konstante Magnetfelder messen.

Ausgehend von einem Wechselfeld $H_{\text{ref}} = H_{\text{ref max}} \cdot \sin(\omega t)$, welches durch die Erregerspule künstlich erzeugt wird, wird ein externes Magnetfeld H_{ext} überlagert. H_{ext} ist das zu messende Feld und ergibt gemeinsam mit H_{ref} das Feld im Material

$$H_{\text{int}} = \frac{H_{\text{ext}} + H_{\text{ref max}} \sin(\omega t)}{1 + N(\mu_r - 1)}. \quad (1.1)$$

Dabei steht N für den Entmagnetisierungsfaktor des magnetisierbaren Materials. Einige N wurden z.B. in [18] für verschiedene Geometrien berechnet.

Um die interne Flussdichte zu berechnen ist es günstig das interne Magnetfeld H_{int} zu normieren:

$$h_{\text{int}} = \frac{H_{\text{int}}}{H_0} = h_{\text{ext}} + h_{\text{ref max}} \cdot \sin(\omega t) \quad (1.2)$$

mit

$$H_0 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{B_s [1 + N(\mu_r - 1)]}{\mu_r \mu_0} \quad (1.3)$$

Die Magnetisierungskurve wird durch ein Polynom dritten Grades genähert

$$b(h) = a_1 h - a_3 h^3 \quad (1.4)$$

Wobei b die normierte Flussdichte ist:

$$b = \frac{B}{B_0} = \frac{B \cdot \pi}{2B_s} \quad (1.5)$$

Dieser Ansatz wird auf beiden Seiten der Magnetisierungskurve angewendet. Damit ergibt sich eine normierte Flussdichte b zu

$$b = a_1 h_{\text{ext}} + a_1 h_{\text{ref max}} \sin(\omega t) - a_3 [h_{\text{ext}} + h_{\text{ref max}} \sin(\omega t)]^3 \quad (1.6)$$

oder umgeschrieben

$$\begin{aligned} b &= a_1 h_{\text{ext}} - a_3 h_{\text{ext}}^3 - \frac{3}{2} a_3 h_{\text{ext}} \cdot h_{\text{ref max}}^2 \\ &+ \left(a_1 h_{\text{ref max}} - 3 a_3 h_{\text{ext}}^2 h_{\text{ref max}} - \frac{3}{4} a_3 h_{\text{ref max}}^3 \right) \sin(\omega t) \\ &\quad - \frac{3}{2} a_3 h_{\text{ext}} h_{\text{ref max}}^2 \cos(2\omega t) \\ &\quad + \frac{1}{4} a_3 h_{\text{ref max}}^3 \sin(3\omega t). \end{aligned} \quad (1.7)$$

In (1.7) sieht man bereits, dass die zweite Harmonische von h_{ext} (zu bestimmende normierte Flussdichte) linear abhängt. Gemessen wird jedoch die induzierte Spannung

$$u_a = -N \frac{d\Phi}{dt} = -NA \frac{db}{dt}. \quad (1.8)$$

N steht hier für die Anzahl der Windungen und A für die Querschnittsfläche der Messspule. Damit errechnet sich die gemessene Spannung zu

$$\begin{aligned} u_a &= -NAB_0 \frac{db}{dt} = \\ &= -NAB_0 \omega \left(a_1 h_{\text{ref max}} - 3 a_3 h_{\text{ext}}^2 h_{\text{ref max}} - \frac{3}{4} a_3 h_{\text{ref max}}^3 \right) \cos(\omega t) \\ &\quad - NAB_0 \omega 3 a_3 h_{\text{ext}} h_{\text{ref max}}^2 \sin(2\omega t) \\ &\quad - NAB_0 \omega \frac{3}{4} a_3 h_{\text{ref max}}^3 \cos(3\omega t). \end{aligned} \quad (1.9)$$

Die zweite Harmonische der induzierten Spannung U_{out} ist somit

$$u_{a2h} = -3NAB_0 \omega a_3 h_{\text{ext}} h_{\text{ref max}}^2 \sin(2\omega t) \quad (1.10)$$

bzw.

$$u_{a2h} = h_{\text{ext}} K \sin(2\omega t) \quad (1.11)$$

und ist ein Maß für das externe Gleichfeld.

1.3 Erfassung durch elektrische Resonanz

In [19] wird ein Verfahren vorgestellt, das mit Hilfe eines elektrischen Resonanzkreises, die Erfassung eines Bilayers (BL) auf eine Distanz von bis zu 5 mm möglich macht. In [19] werden jedoch sehr kleine Spulen verwendet und damit die Reichweite im Vorhinein beschränkt. Da auch bei diesem Verfahren die Reichweite in etwa der des Radius der Spule entspricht, kann dieselbe Distanz wie bei der Oberwellenmethode erreicht werden. Der

Unterschied liegt jedoch in der Störempfindlichkeit. So wird der Resonanzkreis durch jeden metallischen Körper, insbesondere durch magnetisierbare, verstimmt. Der Effekt eines solchen Objektes kann den des verbogenen BL um Größenordnungen übersteigen. Selbst nichtmetallische, aber elektrisch leitfähige Körper können eine Messung stark beeinflussen. Dies ist auch der Fall wenn sich das leitfähige Objekt weiter von der Spule entfernt befindet als der BL, also keinen Schirm bildet. Um eine Messung durchzuführen müsste also garantiert werden, dass sich kein elektrisch leitfähiges oder magnetisierbares Objekt im Feldbereich der Spule bewegt oder seine elektrischen bzw. magnetischen Eigenschaften ändert. Ist dies gewährleistet, so könnte diese Methode eine alternative zur Oberwellenmethode darstellen. Ausführliche Messungen dazu stehen jedoch noch aus. Ein Vorteil wäre aber jedenfalls die technisch einfache Umsetzung. Abb. 1.2 zeigt eine Oszillatorschaltung mit deren Hilfe die Umsetzung der Resonanzmethode im Prinzip allein möglich wäre. Es wird lediglich eine Schaltung zur Frequenzdemodulation des Signals benötigt. So benötigt die Resonanzmethode im Gegensatz zur Oberwellenmethode keinen aufwendigen Lock-In Verstärker.

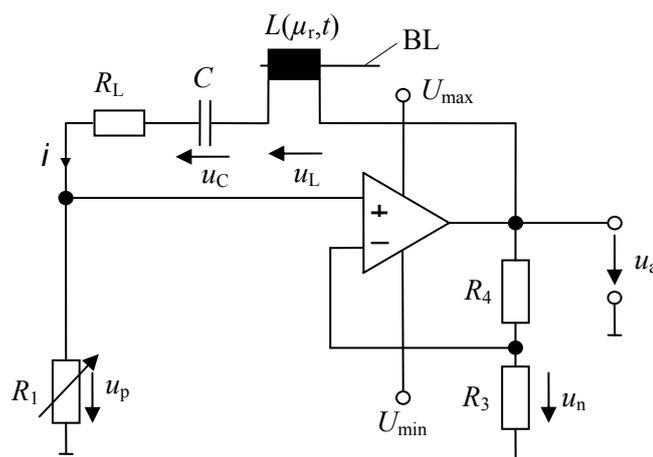


Abb. 1.2 Oszillatorschaltung mit Reihenschwingkreis und mit einer durch einen Bilayer BL verstimmbaren Induktivität L [19].

2 Theoretischer Hintergrund

Das folgende Kapitel erläutert theoretische Zusammenhänge die für die BL- Signalerfassung mittels Oberwellen wesentlich sind. Die hierzu verwendeten Modelle gelten in der Anwendung nur näherungsweise, sind allerdings für eine qualitative Beschreibung durchaus geeignet.

2.1 Magnetoelastischer Effekt

Wird ein magnetostriktives Material durch eine mechanische Spannung σ belastet, das heißt, wird es gedehnt oder gestaucht, so verändert sich durch den magnetoelastischen Effekt die Magnetisierungskurve des Materials. Im Fall positiver Magnetostriktion wird sie steiler wenn das Material gedehnt wird und flacher wenn es gestaucht wird [20]. Bei negativer Magnetostriktion verhält es sich umgekehrt. Dabei bleiben die Sättigungsmagnetisierung M_s und die Koerzitivfeldstärke H_c konstant. In Abb. 2.1 sind die Magnetisierungskurven eines positiv magnetostriktiven Materials im spannungsfreien Zustand ($\sigma = 0$), im gestauchten Zustand ($\sigma < 0$) sowie im gedehnten Zustand ($\sigma > 0$) schematisch dargestellt.

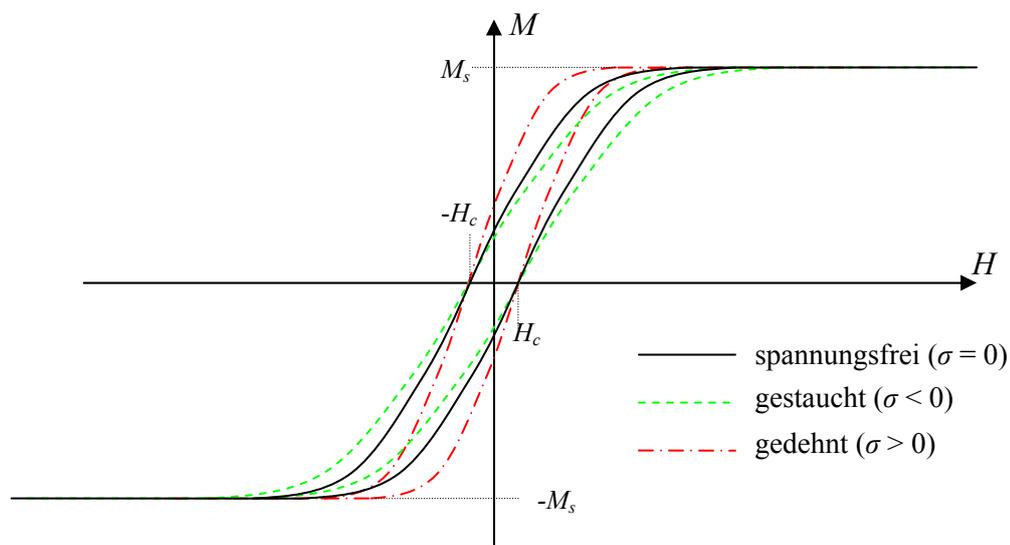


Abb. 2.1 Hysteresenänderung durch den magnetoelastischen Effekt mit M als Magnetisierung, M_s als Sättigungsmagnetisierung, H als magnetische Feldstärke und H_c als Koerzitivfeldstärke.

2.2 Entstehung von Oberwellen durch Nichtlinearitäten

Wird eine Größe z.B. eine magnetische Feldstärke $H(t)$ auf eine andere Größe z.B. die von $H(t)$ in einem ferromagnetischen Material hervorgerufene Magnetisierung $M(t)$ abgebildet und folgt die Größe $H(t) = H_{AC} \sin(\omega_g t)$ einem Sinusverlauf mit der Amplitude H_{AC} und der Kreisfrequenz ω_g (Frequenz $f_g = \frac{\omega_g}{2\pi}$), so ist $M(t)$ nur dann auch sinusförmig, wenn zwischen den beiden Größen $H(t)$ und $M(t)$ eine lineare Abbildung existiert. $F(M)$ ist die Fouriertransformierte von M und wird auch das Spektrum von M genannt. Sie besteht in diesem Fall nur aus einer einzigen Frequenz, nämlich f_g (bzw. einer Kreisfrequenz von ω_g). Zur Veranschaulichung ist dies in Abb. 2.2 graphisch dargestellt.

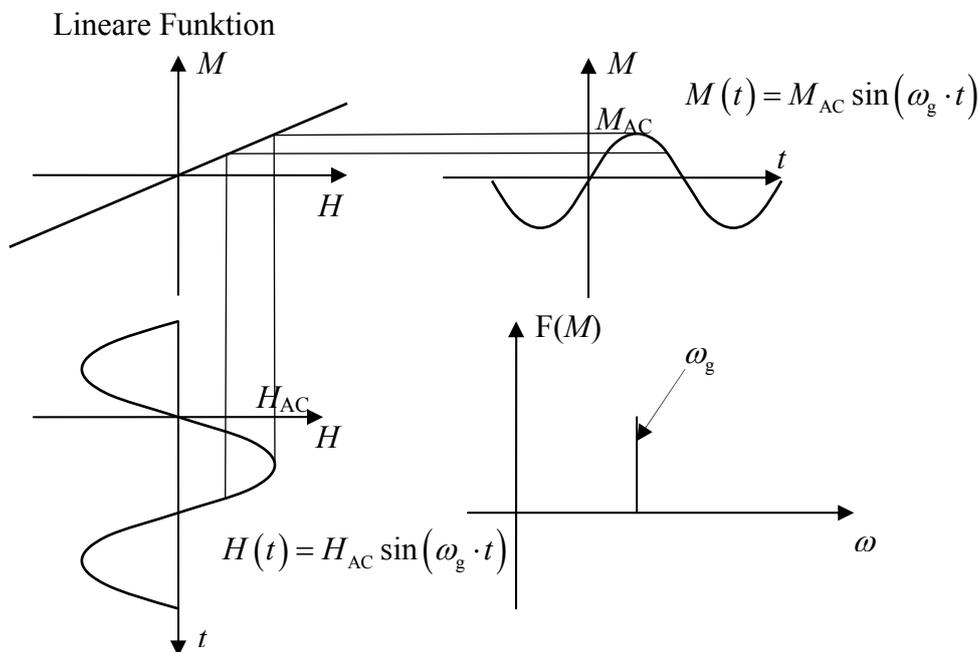


Abb. 2.2 Oberwellen bei linearem Zusammenhang zwischen H und M . Im linearen Fall gilt $M(t) = M_{AC} \sin(\omega_g \cdot t + \varphi)$. ω_g als Kreisfrequenz der Grundwelle, $F(M)$ als Fouriertransformierte von M , φ als Phasenwinkel und H_{AC} , M_{AC} als Amplituden.

Ist die Abbildung von $H(t)$ auf $M(t)$ (also $M(H)$) nicht linear, so enthält das Spektrum von M auch Frequenzen mit dem Vielfachen von ω_g , so genannte Oberwellen. $M(t)$ lässt sich in diesem Fall durch eine Fourierreihe darstellen:

$$M(t) = M_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cdot \sin(n \omega_g t). \quad (1.12)$$

Die Amplituden der Oberwellen M_n hängen dabei neben $H(t)$ von der abbildenden Funktion ab. Es lässt sich zwischen geraden und ungeraden Funktionen unterscheiden. Für ungerade Funktionen gilt: es treten nur Oberwellen mit ungeradzahligem Vielfachen von ω_g

auf, sofern $H(t) = H_{AC} \cdot \sin(\omega_g t)$. Also mit $n=1,3,5\dots$ in Gl.(1.12). Ist in $H(t)$ z.B. ein Gleichanteil H_{DC} vorhanden ergibt sich $H(t) = H_{DC} + H_{AC} \sin(\omega_g t)$ und die vorherige Aussage gilt nicht mehr!¹ In Abb. 2.3 ist ein Beispiel einer ungeraden Funktion dargestellt. Es handelt sich dabei um ein einfaches Modell einer Magnetisierungskurve mit M_S als Sättigungsmagnetisierung und H_A als Anisotropiefeldstärke, ab der das Material in diesem Modell gesättigt ist.

Im allgemeinsten Fall treten sowohl ungerade als auch gerade Oberwellen auf (Abb. 2.4). Dies geschieht auch wenn $H(t)$ kein reines Sinussignal ist. $M(t)$ lässt sich wieder durch Gl.(1.12) mit $n=1, 2, 3, \dots, \infty$ darstellen.

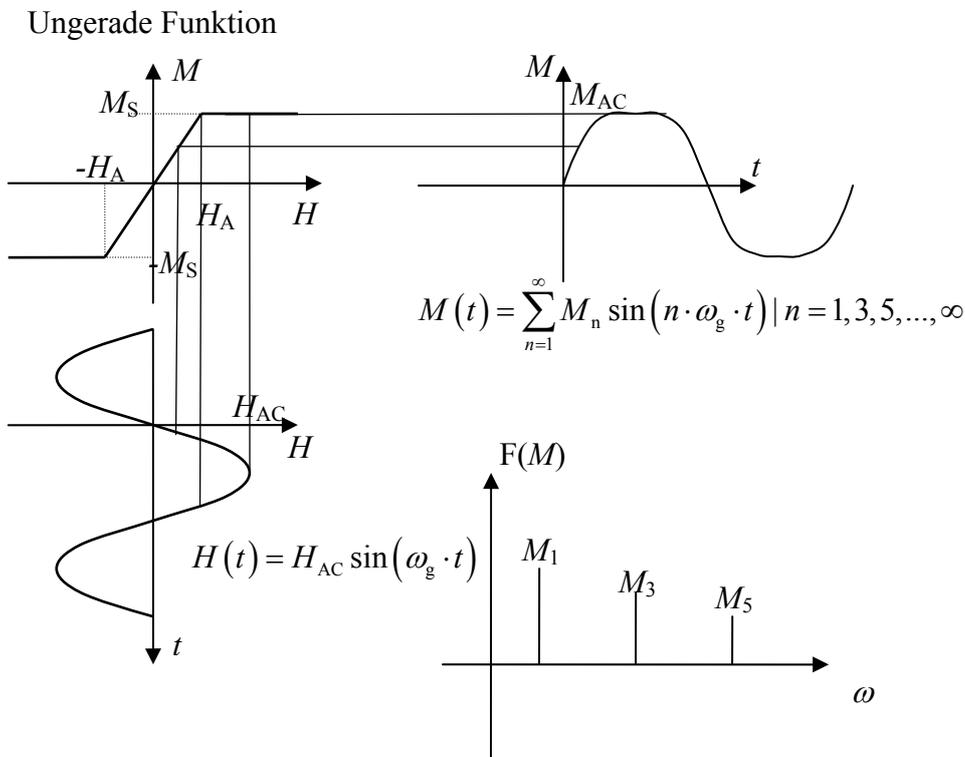


Abb. 2.3 Oberwellen bei ungerader Funktion $M(H)$. ω_g als Kreisfrequenz der Grundwelle, $F(M)$ als Fouriertransformierte von M , φ als Phasenwinkel, H_{AC} als Amplitude, M_1, M_3, M_5 als Grund- und Oberwellenamplituden.

¹ Ein Gleichanteil in $H(t)$ bedeutet eine Verschiebung von $M(H)$ entlang der H -Achse. Eine solche Verschiebung verletzt in der Regel die Bedingung einer ungeraden Funktion.

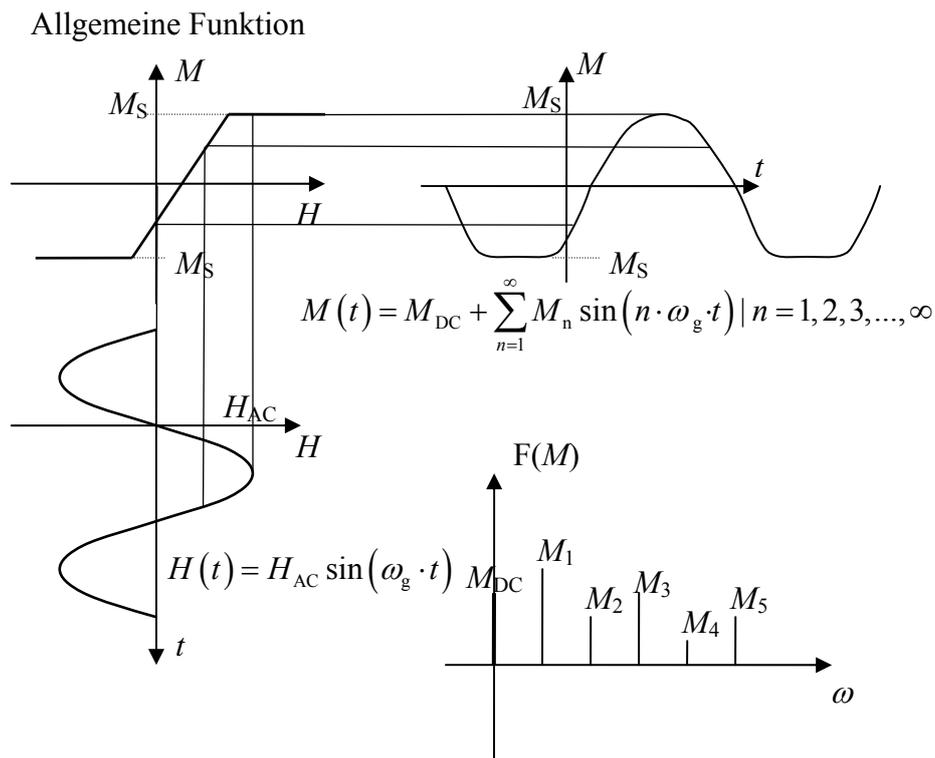


Abb. 2.4 Oberwellen bei allgemeiner Funktion $M(H)$. Mit ω_g als Kreisfrequenz der Grundwelle, $F(M)$ als Fouriertransformierte von M , φ als Phasenwinkel, H_{AC} als Amplitude, $M_1, M_2, M_3, M_4, M_5 \dots$ Grund- und Oberwellenamplituden, M_{DC} als Gleichanteil.

Anmerkungen zur Anwendbarkeit der Modelle:

Eine Hysterese, wie sie bei Magnetisierungskurven auftritt, übersteigt den Begriff der Nichtlinearität dahingehend, dass es sich bei einer Hysterese definitionsgemäß nicht um eine Abbildung handelt. Einem Wert H ist nicht eindeutig ein Wert M zugeordnet. Neben der Abhängigkeit von H ist M auch noch von der Vorgeschichte abhängig. Selbst bei einem weichmagnetischen Material kann man die Hysterese nur bei genügend großen Aussteuerungen vernachlässigen. Bei kleinen Aussteuerungen, wie sie insbesondere bei der vorliegenden Arbeit auftreten, handelt es sich bei den Magnetisierungskurven um Lanzette-Schleifen, die z.B. durch Rayleigh-Schleifen modelliert werden. In Bezug auf die Oberwellen ändert sich qualitativ aber nichts. Im Speziellen treten nur bei zusätzlicher Gleichfeldaussteuerung gerade Oberwellen auf [21].

2.3 Bilayerprinzip

Das Kernelement des BL-Sensors ist der magnetostruktive BL (Abb. 2.5). Der BL ist ein Metallband mit rechteckigem Querschnitt, das aus einem magnetostruktiven Layer (ML) und einem Counterlayer (CL) besteht. Typische Dimensionen des BL sind eine Länge l von 50 – 100 mm, eine Dicke d_{BL} von 100 μm , wobei die Dicke des ML d_{ML} etwa 25 μm ist und die Dicke des CL d_{CL} den Anforderungen entsprechend angepasst wird. Die Breite b liegt im Bereich von 5 mm.

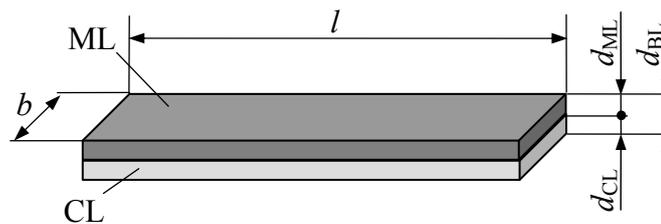


Abb. 2.5 Der Bilayer als Kernelement des Sensorsystems.

Die Eigenschaften des BL sind durch die Wahl des CL, der bei BL-Biegung eine gezielte mechanische Belastung des ML hervorruft, in weiten Grenzen einstellbar. Es kann eine Empfindlichkeit gegenüber Biegung, Temperaturänderung oder auch beiden erreicht werden. Das Messprinzip basiert auf dem magnetoelastischen Effekt [17], der Abhängigkeit der magnetischen Eigenschaften magnetostruktiver Materialien von mechanischen Spannungen σ . Diese äußert sich in der Abhängigkeit von μ_r von σ , wie in Abb. 2.6a schematisch dargestellt. Im Vergleich zu einem nicht magnetostruktiven Material, bei dem der Wert von μ_r unabhängig von σ ist, ändert sich bei einem magnetostruktiven Material der Wert von μ_r zwischen $\mu_{r,\min}$ und $\mu_{r,\max}$. Basierend auf dem magnetoelastischen Effekt wurden bereits unterschiedlichste Sensoren für die Messung von Dehnung, Stauchung oder Torsion entwickelt [17].

Besonders einfach ist das Prinzip eines Kraft F Sensors wie in Abb. 2.6b gezeigt. Ein magnetostruktives Band wird an einem Ende mittels Halterung befestigt, während das andere Ende frei zu Boden hängt. Der Wert von μ_r wird mit Hilfe einer Messspule und einem Messgerät detektiert. Durch Einwirken von F am freien Ende ändert sich die relative Permeabilität um $\Delta\mu_r$. Der Wert von $\Delta\mu_r$ dient als Maß für F .

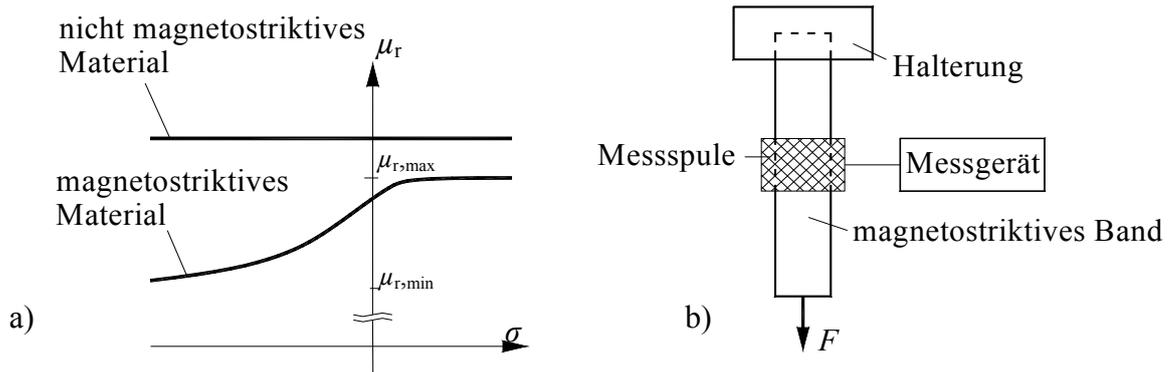


Abb. 2.6: a) Qualitatives Verhalten von μ_r eines magnetostruktiven und eines nicht magnetostruktiven Materials unter dem Einfluss der mechanischen Spannung σ . b) Prinzip eines einfachen magnetoelastischen Kraft F Sensors.

Bei dem Kraftsensor aus Abb. 2.6b wirkt eine Normalkraft, entweder eine Zugspannung ($\sigma > 0$) oder eine Druckspannung ($\sigma < 0$), auf das magnetostruktive Band welche zu einer Dehnung oder Stauchung führt. Anders verhält es sich, wenn das Band durch die zu messende Größe gebogen wird, wie z.B. bei einem Kraftsensor in Abb. 2.7a. In diesem Fall ist in der einen Volumenhälfte $\sigma > 0$, in der anderen Volumenhälfte $\sigma < 0$, wodurch sich über den Querschnitt gemittelt $\sigma = 0$ ergibt. Dementsprechend tritt über den Querschnitt gemittelt kein $\Delta\mu_r$ auf. Eine geringe Biegeempfindlichkeit kann in diesem Fall zumeist trotzdem aufgrund eines nichtlinearen Zusammenhangs von μ_r und σ beobachtet werden (Abb. 2.6a), wodurch üblicherweise die Empfindlichkeit bei $\sigma < 0$ höher ist.

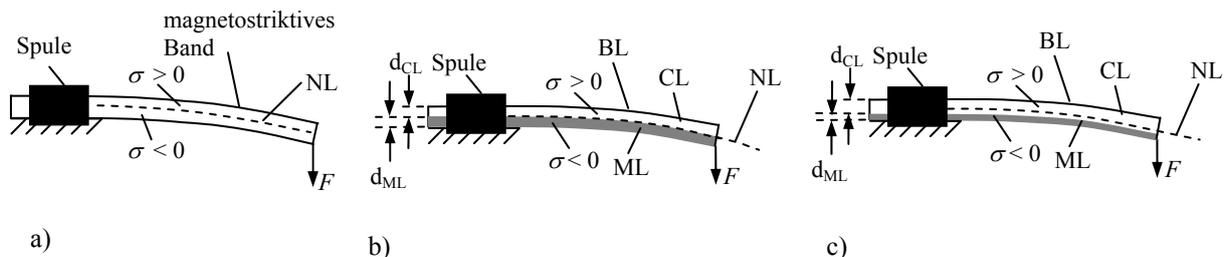


Abb. 2.7: Zur Erläuterung der auftretenden Spannungen σ bei einer Kraft F Messung basierend auf der Biegung: a) eines magnetostruktiven Bandes, b) eines BL mit gleichen Dicken $d_{CL} = d_{ML}$ und gleichen E-Modulen $E_{CL} = E_{ML}$ des ML bzw. des CL, c) eines BL mit $d_{CL} > d_{ML}$ und $E_{CL} = E_{ML}$, NL: neutrale Linie.

Zwischen dem gedehnten und dem gestauchten Bereich befindet sich die neutrale Fläche, die im speziellen Fall (homogenes Material, konstante Dicke) durch die neutrale Linie (NL) dargestellt werden kann. Die Länge der NL wird durch die Biegung nicht verändert. Dementsprechend stellt sie einen spannungsfreien Bereich dar. Beim Biegen eines einzelnen magnetostruktiven Bands liegt die NL genau in der Mitte (siehe Abb. 2.7a).

Wird als Messelement ein BL wie in Abb. 2.7b verwendet, liegt die NL unter der Annahme, dass $d_{CL} = d_{ML}$ und der E-Modul E_{CL} des CL gleich ist dem E-Modul E_{ML} des ML, in der Mitte des BL. Dabei wird im dargestellten Fall der ML ausschließlich gestaucht und im Gegensatz zu einem magnetostriktiven Band resultiert ein dementsprechend großer Wert von $|\sigma|$ im ML bzw. $\Delta\mu_r$. Für den Fall, dass $d_{CL} > d_{ML}$, wie in Abb. 2.7c abgebildet, sind $|\sigma|$ im ML und $\Delta\mu_r$ gegenüber dem zuvor beschriebenen Fall $d_{CL} = d_{ML}$ vergrößert.

Die Biegeempfindlichkeit ist von der Lage der NL im Bezug auf den ML abhängig. Mit zunehmendem Abstand zwischen NL und der Mitte des ML, der ML-Achse, wird bei gegebener BL-Biegung $\Delta\mu_r$ größer, was einem Ansteigen der Empfindlichkeit entspricht. Dieser Abstand wird mit dem CL, im Speziellen durch E_{CL} und d_{CL} , kontrolliert, was die Möglichkeit die Biegeempfindlichkeit mit dem CL zu beeinflussen erklärt. Zu berücksichtigen ist dabei, dass bei gesteigerter Biegeempfindlichkeit auch die Steifigkeit des BL ansteigt, was eine Rückwirkung auf das Messobjekt und eine Reduktion der Messempfindlichkeit zur Folge haben kann.

Temperaturempfindliche BL lassen sich realisieren, indem die thermischen Ausdehnungskoeffizienten des CL κ_{CL} und des ML κ_{ML} unterschiedliche Werte besitzen [13]. Eine Temperaturänderung ΔT des BL bewirkt dann eine unterschiedliche Ausdehnung von CL und ML, die aber gegenseitig behindert wird, wodurch wiederum in beiden Layern Spannungen auftreten.

Für den ML werden hauptsächlich amorphe Legierungen verwendet, welche sich durch besondere magnetische und mechanische Eigenschaften - eine starke Abhängigkeit der magnetischen Eigenschaften gegenüber äußeren Kräften, leichte Magnetisierbarkeit, geringes Gewicht, hohe Festigkeit, geringe Dicke - auszeichnen. Die Summe dieser Eigenschaften erlaubt die Realisierung einer sehr hohen Sensorempfindlichkeit bei gleichzeitig geringem Energieaufwand für die Signalerzeugung und insbesondere eine kompakte, massearme Anordnung. Für die Herstellung amorpher Legierungen kommen mehrere Methoden zum Einsatz. Die gängigste ist das Melt-Spin-Verfahren [22], bei dem das Material in Bandform mit einer Dicke von üblicherweise etwa 25 μm produziert wird. Materialien für den CL sind mit Rücksicht auf die Empfindlichkeit im Idealfall nichtmagnetisch, die restlichen Parameter werden der Anwendung entsprechend angepasst.

Eine typische Magnetisierungskurve des für den ML oft benutzten Materials (Vitrovac 7505) ist in Abb. 2.8 dargestellt. Eine Sättigungsflussdichte B_S von 1,5 T ist typisch für dieses Material. Viel interessanter für BL-Anwendungen sind jedoch nicht voll ausgesteuerte Magnetisierungskurven wie sie in Abb. 2.9 dargestellt sind, da bei Messungen im Prinzip

immer nur schwach angesteuert wird um Energie zu sparen (besonders bei Batterie betriebenen Geräten). Besonders bei der in dieser Arbeit behandelten Methode der kontaktlosen Erfassung ist eine starke Aussteuerung nur sehr schwer möglich und würde die Reichweite extrem reduzieren. Man sieht wie sich die Kurven in der Form verändern, wenn mechanische Spannung auf den ML ausgeübt wird. Wird dieser gedehnt so richtet sich die Magnetisierungskurve auf und das μ_r wird in jedem Punkt der Kurve größer. Umgekehrtes gilt für eine Stauchung des ML.

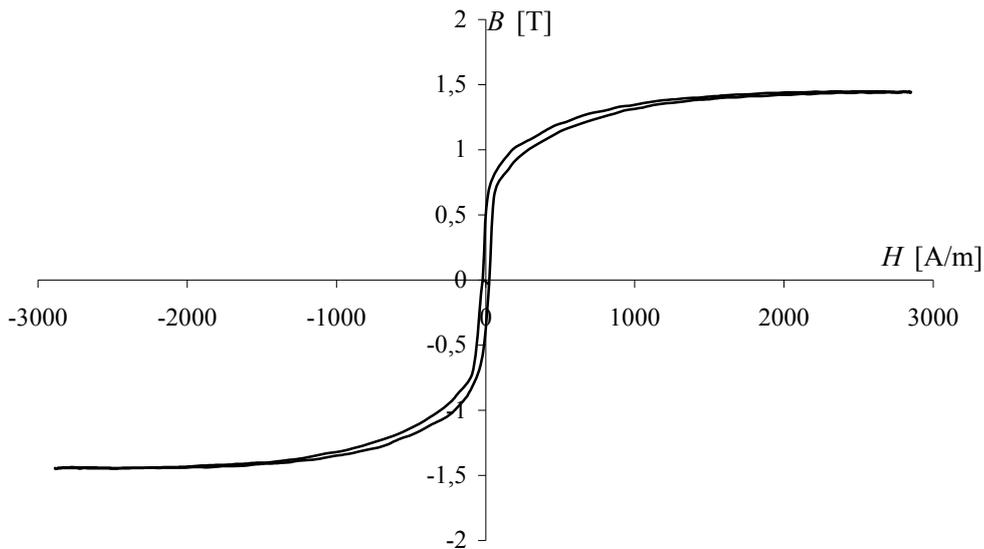


Abb. 2.8 Magnetisierungskennlinie eines Bilayers (Vitrovac 7505).

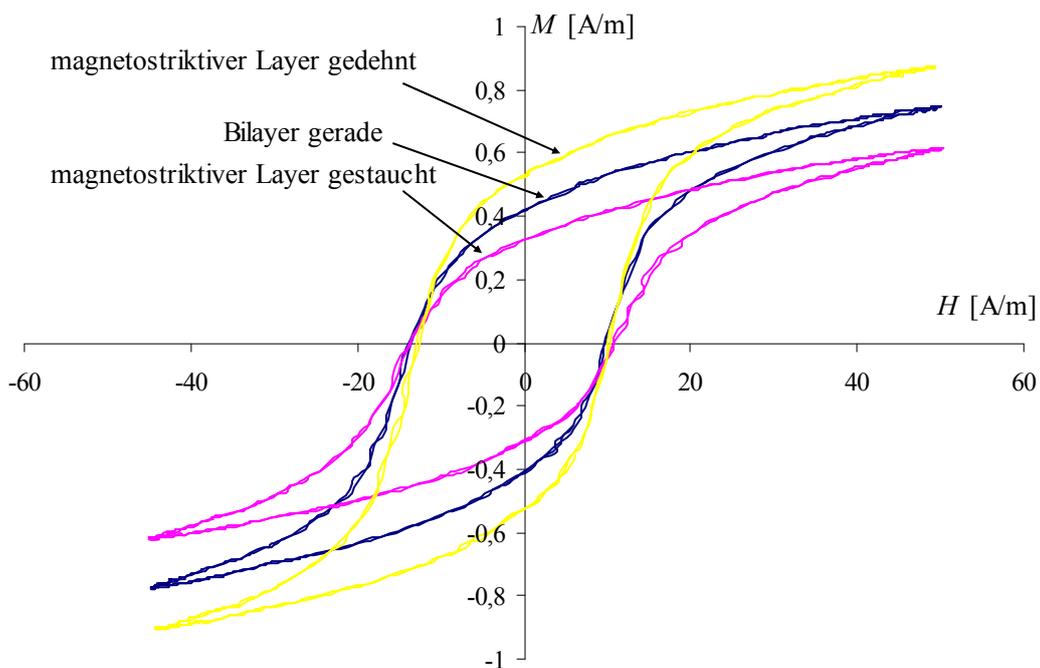


Abb. 2.9 Vitrovac/Stahl Bilayer: Magnetisierungskurven bei schwacher Erregung bei unterschiedlicher mechanischer Spannung.

3 Experimentelle Untersuchungen

Das folgende Kapitel beschäftigt sich mit experimentellen Untersuchungen zur Optimierung des Systems indem Zusammenhänge zwischen Amplitude und Frequenz des Erregersignals und den dabei entstehenden Oberwellen untersucht werden.

3.1 Messaufbau zur Erfassung von Magnetisierungskurven

Die Magnetisierungskurven aus Kapitel 2 in Abb. 2.8 und Abb. 2.9 wurden mit Hilfe eines speziell angefertigten Magnetometers erstellt. Die größte Herausforderung war dabei die Luftflusskompensation. Durch die extrem dünne Bauweise des BL kann eine Spule nicht zu Genüge mit Material ausgefüllt werden, um den magnetischen Luftfluss hinreichend zu vermeiden. Dieser aber verfälscht das Ergebnis. Um dies zu verhindern, wurden zwei baugleiche Spulen dicht neben einander angebracht. Jede dieser Spulen hat zwei Wicklungen von denen jeweils eine zur Erregung des magnetischen Feldes dient und die andere zum Messen des magnetischen Flusses. Der BL befindet sich in einer der beiden Röhren. Nach subtrahieren der elektrischen Spannungen der beiden Messwicklungen liegt nur noch eine Spannung vor, die allein durch den BL verursacht wurde.

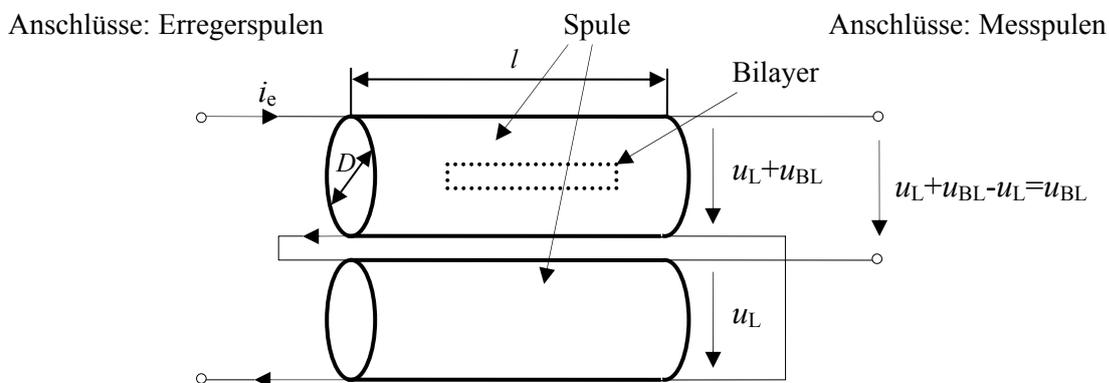


Abb. 3.1 Spulenanordnung zur Messung der Magnetisierungskurve von dünnen Materialien. In beiden Röhren wird dasselbe magnetische Feld erzeugt. Die Differenz des magnetischen Flusses rührt vom zu messenden Material her und induziert eine messbare Spannung. Mit u_L als induzierte Spannung die durch den Luftfluss verursacht wird, u_{BL} als induzierte Spannung der durch die Magnetisierung des magnetostruktiven Materials verursacht wird und i_e als Erregerstrom durch beide Erregerwicklungen der Spulen. All diese Größen sind eine Funktion der Zeit aber nicht notwendig sinusförmig.

Windungszahl N [1]	100
Länge l [mm]	300
Durchmesser der Spule D [mm]	50
Drahtstärke d [mm]	0,8

a)

Windungszahl N [1]	300
Länge l [mm]	100
Durchmesser der Spule D [mm]	50
Drahtstärke d [mm]	0,1

b)

Tab. 3.1 Eckdaten der Spulen zur Messung der Magnetisierungskurve von dünnen Materialien. Vergleiche Abb. 3.1. a) Erregerpule, b) Messspule.

Die magnetische Flussdichte $B(t)$ im inneren des BL ist aus dieser Spannung durch umformen des Induktionsgesetzes

$$u(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} N = -\frac{dB(t)}{dt} AN \quad (2.1)$$

zu berechnen. Wobei A die Querschnittsfläche einer Spule und N die Windungszahl der Messwicklung bedeutet. In Tab. 3.1 sind diese Größen für die verwendete Apparatur angegeben. D ist der Durchmesser einer Spule und l die Länge. Tatsächlich wurde wie folgt kalibriert: Nach platzieren des BL innerhalb der ersten Spule wurde ein starkes Feld erzeugt, welches stark genug war um das Material in Sättigung zu treiben. Da die Sättigungsflussdichte des Materials vom Hersteller angegeben war ($B_S = 1,45 \text{ T}$), konnte so die Messkette leicht kalibriert werden. Weiters wird eine dem Strom i_e proportionale Spannung u_e über einen niederohmigen Messwiderstand R erzeugt (siehe Abb. 3.2). Da nach dem Durchflutungssatz i_e und H proportional sind, ist dann auch u_e proportional zu H . Vorhergehend wurde mit einem Gaussmeter das von einem gegebenen Gleichstrom erzeugte Feld gemessen. Somit ist auch der Zusammenhang zwischen I und H bekannt. Um die Magnetisierungskurve graphisch darzustellen werden einem XY-Schreiber sowohl u_e als auch das zeitlich integrierte Signal $\int u(t) dt$ zugeführt (siehe Abb. 3.2). In Abb. 3.2 ist die Schaltung des Apparates dargestellt. Anders als in Abb. 3.1 werden die beiden induzierten Spannungen nicht einfach subtrahiert, sondern über einen Stellwiderstand gewichtet subtrahiert. Dies ist notwendig, um kleine Unterschiede der Spulen kompensieren zu können. Der Querwiderstand ist mit einem Wert von $1 \text{ M}\Omega$ so groß gewählt worden, um den Strom über den Stellwiderstand so gering wie möglich zu halten.

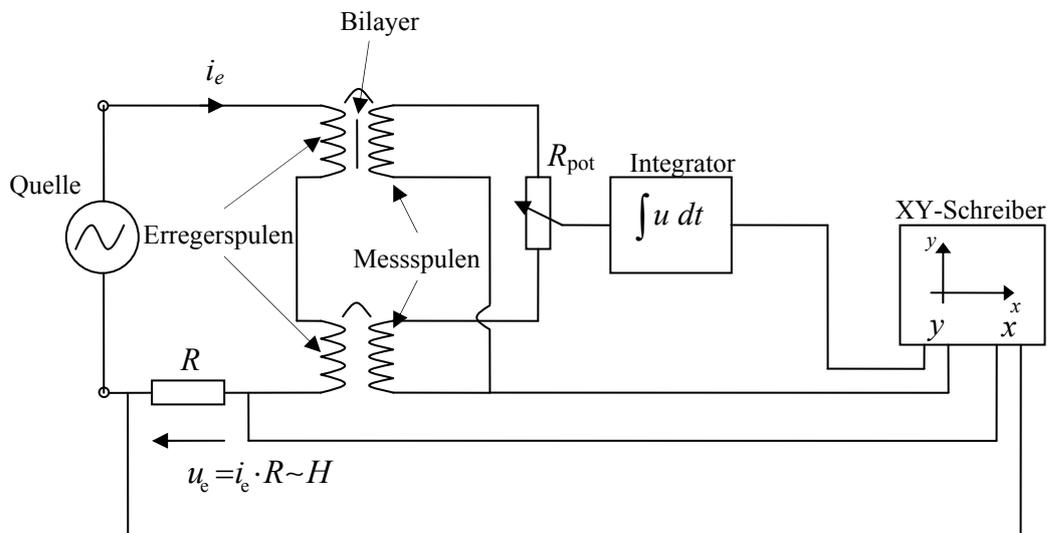


Abb. 3.2 Schaltung zur Ermittlung von Magnetisierungskurven von dünnen Materialien.

3.2 Messaufbau zur Erfassung von Oberwellen

Um die Entstehung von Oberwellen des Magnetfeldes an weichmagnetischen Materialien auch experimentell näher zu beleuchten, werden in diesem Kapitel Ergebnisse präsentiert, die unter vereinfachten Bedingungen gemessen wurden. Vereinfacht in dem Sinne, dass die Messspule in der Nähe des ML angebracht wurde und mit Hilfe einer Helmholtzanordnung zweier Spulen ein möglichst homogenes Erregermagnetfeld erzeugt wurde.

3.2.1 Grundstruktur

In Abb. 3.3 ist der verwendete Messaufbau schematisch dargestellt. Ein Sinusgenerator liefert eine Spannung $u = U \cdot \cos(2\pi f t + \varphi)$ mit der Frequenz f . Diese Spannung wird mit der Verstärkung V verstärkt und liegt an den speziell angefertigten Erregerspulen an. Auf Grund der Helmholtzanordnung der Spulen entsteht ein homogenes magnetisches Feld zwischen den beiden Spulen [1]. Nach dem Durchflutungssatz ist das Feld $H = H_{AC} + H_{DC}$ bestehend aus einem Wechselfeld H_{AC} und einem Gleichfeld H_{DC} proportional zum Erregerstrom. Im gesamten Feldraum, mit Ausnahme der Flussröhren im ML entsteht ein magnetischer Fluss $B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H$ mit $\mu_r = 1$. Im ML des BL ist B nicht linear von H abhängig und μ_r eine Funktion von H . Abb. 2.8 zeigt beispielhaft eine Magnetisierungskennlinie von der amorphen Legierung $\text{Fe}_{78}\text{Si}_8\text{B}_{14}$ (Vitrovac 7505), welche hauptsächlich als magnetostriktiver Layer zum Einsatz kam.

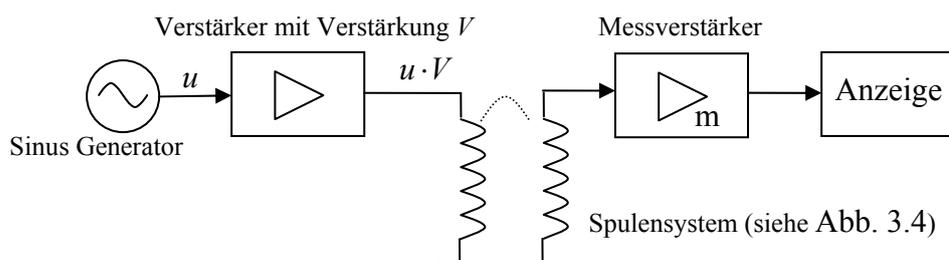


Abb. 3.3 Blockschaltbild des verwendeten Messaufbaus. Verwendete Geräte: Verstärker: Kepco BOP36-5M, Messverstärker: Tektronix TM 503, Anzeigeelement (Ozilloskop): Tektronik TDS 1002, Sinusgenerator: Siemens Function Generator D2003.

Das extrem weichmagnetische Material weist nur bei sehr kleinen Werten von H einen linearen Anstieg von M auf. Praktisch wird die Amplitude von H immer groß genug sein um dadurch den Fluss in seinem zeitlichen Verlauf zu verzerren. Da das Signal weiterhin periodisch mit $1/f$ bleibt, treten nur Oberwellen (Frequenzanteile mit $n \cdot f$, wobei n eine

natürliche Zahl ist) auf. Darüber hinaus wird die magnetische Feldstärke der Erde H_{erd} mit Maximalwerten von $H_{\text{erd}} = 40 \text{ A/m}$ zu einem merkbaren Einflussnehmer (vergleich Abb. 2.4).

Nach dem Induktionsgesetz wird eine der zeitlichen Ableitung der Flussdichte B proportionale Spannung in der Messspule induziert.

$$u(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\frac{d(B(t) \cdot A)}{dt} = -\frac{d \cos(\omega_g t)}{dt} \cdot B_g \cdot A = -\omega_g B_g A \sin(\omega_g t) \quad (2.2)$$

mit A als Spulenquerschnittsfläche und $B(t) = B_g \cos(\omega_g t)$.

Die Höhe der Spannung ist wegen der Ableitung nach der Zeit proportional von der verwendeten Frequenz abhängig. Es sind demnach an das Messsystem bei kleinen Frequenzen hohe Anforderungen zu stellen, weil nur geringe Signalpegel vorhanden sind. Nach Zerlegung in seine spektralen Anteile durch eine FFT (Fast Fourier Transformation) sind die Amplituden der Oberwellen ablesbar:

$$u(t) \sim -\frac{dB}{dt} = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos(\omega_n \cdot t + \varphi_n) \quad (2.3)$$

Diese, wie in Kapitel 2.2 erläutert, wurden für die Erregerfrequenzen $f = 6,5 \text{ kHz}$ und 90 Hz und verschiedenen Feldstärken und Verbiegungen aufgenommen. $f = 6,5 \text{ kHz}$ hat sich für die verwendeten Geräte als besser geeignet erwiesen. Zwar haben Eigenresonanzen der Spulensysteme und der Verstärker bei höherem f maßgeblichen Einfluss auf die Messung, doch sind die dabei entstehenden Spannungen größer als bei niedrigeren f . Es gilt also einen Frequenzbereich zu finden, in dem die zu messenden Spannungen groß genug sind und trotzdem der Einfluss der Eigenresonanzen vertretbar klein ist. Sowohl die Lage der Eigenresonanzen als auch die minimale Frequenz f bei der noch gemessen werden kann ist von den verwendeten Spulensystemen und Verstärkern abhängig. Bei den hier verwendeten Messungen waren Messungen bei 90 Hz gerade noch möglich. Eine Frequenz von $6,5 \text{ kHz}$ stellt die größte Frequenz dar bei der Eigenresonanzen der Spule keinen signifikanten Beitrag liefern.

3.2.2 Spulensystem

Das Erregerfeld wird durch zwei Spulen erzeugt. Sie bestehen jeweils aus einem kreisförmigen hölzernen Spulenkörper mit einem Durchmesser von $D = 0,44 \text{ m}$ und besitzen zwei Wicklungen mit je 100 Windungen. Die Spulen sind in Helmholzanordnung positioniert und geschaltet, das heißt der Abstand $d = 0,22 \text{ m}$ der Spulen ist so groß wie deren halber Durchmesser $D/2$. Dadurch wird größtmögliche Homogenität im Bereich zwischen den Spulen gewährleistet.

Die Messspule ist eine besonders flache (Höhe der Spule etwa 1 mm) und der Form des BL angepasste Spule mit 40 Windungen. Die geringe Anzahl der Windungen machen einen hochwertigen Messverstärker notwendig, dafür bieten sie den Vorteil sehr wenig Luftfluss einzuschließen und es wird nur ein zentraler Bereich des BL erfasst (die Spule ist nur 2 cm lang), wodurch der BL verbogen werden kann.

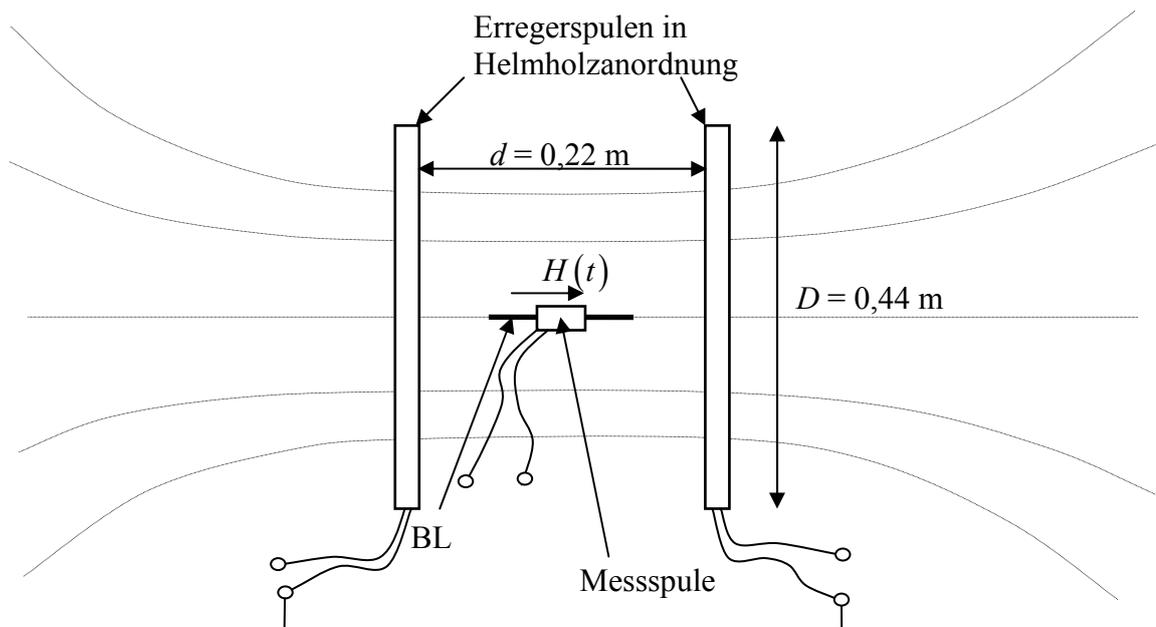


Abb. 3.4 Spulensystem zu experimentellen Untersuchungen der Feldabhängigkeit der Oberwellen.

3.2.3 Verbiegungsvorrichtungen

Um die Abhängigkeit der Oberwellen von der BL-Krümmung κ untersuchen zu können, ist es nötig den BL definiert zu verbiegen. In Abb. 3.5 ist die Vorrichtung abgebildet mit der der BL definiert verbogen wurde. Durch Auflegen übernimmt der BL das jeweilige κ . Es sind drei verschiedene κ vorhanden, gerade ($\kappa = 0/m$), $\kappa = 1/m$ und $\kappa = 2/m$. Durch wenden des BL sind im Bezug auf die Spannung im ML fünf verschiedene κ möglich. Beim Anbringen wurde darauf geachtet, dass mechanische Spannungen, die durch das Fixieren des BL zustande kommen, möglichst klein und immer gleich sind. Demnach wurde der BL auch im ungebogenen Zustand fixiert. Positive κ bedeuten Stauchung ($\sigma > 0$) des ML. Die Ausnehmung in der Mitte bietet Platz für die Messspule.

Der Vorteil dieser Anlage ist das konstante κ für den BL über seine gesamte Länge. Vorrichtungen die den BL auf einer Seite einspannen und das andere Ende auslenken (siehe Abb. 3.6), bieten den Vorteil, dass leichter verschiedene κ eingestellt werden können, jedoch verbiegt sich der BL nicht gleichmäßig über seine Länge. Dies führt dazu, dass in den

verschiedenen Abschnitten des BL verschiedene Oberwellen erzeugt werden, die in der Messspule sich überlagernde Spannungen induzieren. Zudem ist κ von der mechanischen Beschaffenheit des BL abhängig, wodurch die Messung nur schwer reproduzierbar wird und eine sehr gleichmäßige Verarbeitung des BL voraussetzt.

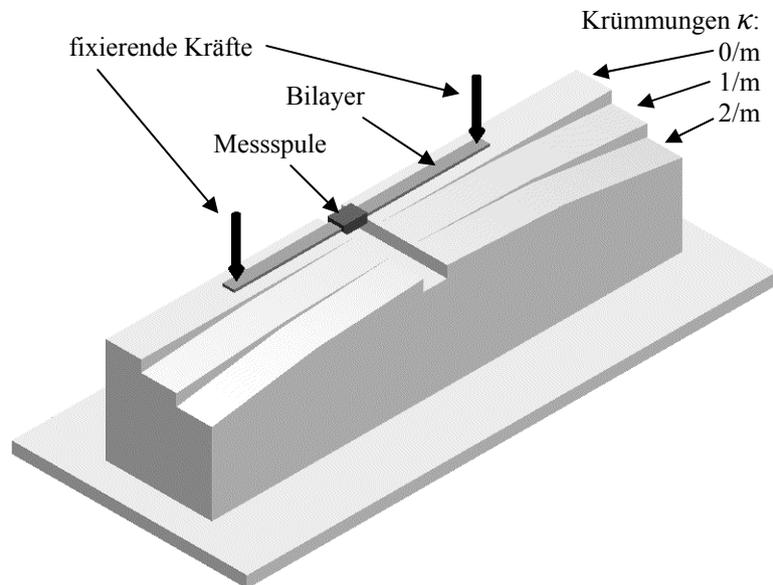


Abb. 3.5 Verbiegungsvorrichtung aus Plexiglas mit Krümmungen von $\kappa = 0, 1$ und $2/m$.

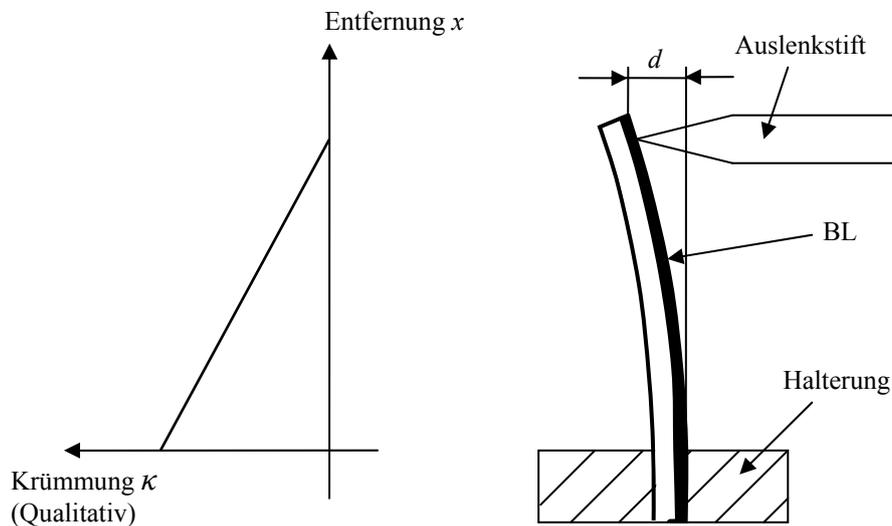


Abb. 3.6 Alternative Verbiegungsvorrichtung zum Auslenken eines Bilayers (BL) und schematischer Krümmungsverlauf.

3.3 Wechselfeldabhängigkeit

Die entstehenden Oberwellen sind sowohl von der verwendeten Frequenz als auch von der Amplitude des Erregerfeldes abhängig. In diesem Kapitel wurden die Zusammenhänge experimentell untersucht.

In Abb. 3.7 ist die Grundwellenamplitude U_1 in Abhängigkeit der Amplitude des Erregerfeldes H_{AC} mit $f_g = 6,5$ kHz dargestellt. Ein linearer Zusammenhang zwischen H_{AC} und U_1 zeigt verschiedene Steigungen für unterschiedliche Krümmungen κ des BL entsprechend der Biegeempfindlichkeit. Positive κ (Stauchung des ML) führen zu einem flacheren Anstieg. Dies lässt sich plausibel dadurch erklären, dass durch die Stauchung des ML dessen Permeabilität abnimmt, wodurch die Signalamplitude und eventuell auch die Nichtlinearität abnehmen. Beides führt jedenfalls zu einer Verringerung der Oberwellen. Die Steigung nimmt dabei fast linear mit κ ab. Anders verhalten sich die Kurven für negative κ (Dehnung des ML), wo der Effekt bei $\kappa = -1/m$ bereits gesättigt ist und keine zusätzliche Änderung bei $\kappa = -2/m$ auftritt. Es ist sogar eine leichte Abnahme der Steigung zu beobachten. Bei $H_{AC} = 8,5$ A/m beträgt die Änderung von U_1 etwa -40 % bei $\kappa = 1/m$ und -61 % bei $\kappa = 2/m$. Für negative κ ist die Empfindlichkeit sehr viel größer als für vergleichbare positive κ . Für $\kappa = -1/m$ beträgt $U_1 +213$ % und für $\kappa = -2/m +185$ % von U_1 bei $\kappa = 0$.

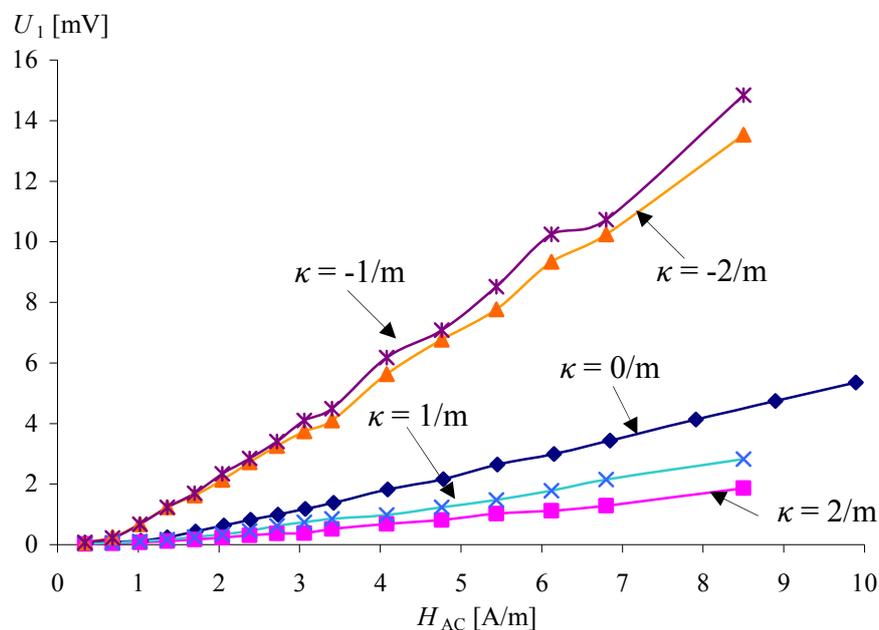


Abb. 3.7 Grundwellenamplitude U_1 in Abhängigkeit der Wechselfeldamplitude H_{AC} für verschiedene Krümmungen κ (Stauchung des ML sei eine positive Verbiegung $\kappa > 0$) bei einer Grundwellenfrequenz $f_g = 6,5$ kHz.

Abb. 3.8 zeigt wie Abb. 3.7 U_1 über H_{AC} aber mit $f_g = 90$ Hz. Man sieht im Wesentlichen die selben Zusammenhänge wie in Abb. 3.7, mit dem Unterschied, dass bei negativen κ kein rückläufiger Effekt zu erkennen ist. Das kann daran liegen, dass das Maximum mit $\kappa = -2/m$ noch nicht erreicht wurde. Sicher zu sehen ist aber ein sättigender Effekt, der diesen Bereich von κ für Messungen ungeeignet macht. Man wird sich daher für große (6,5 kHz) sowie für kleine (90 Hz) Frequenzen f_g auf kleine negative κ beschränken. Bei $H_{AC} = 8,5$ A/m beträgt die Änderung der Amplitude von U_1 -19 % bei $\kappa = 1/m$ und -33 % bei $\kappa = 2/m$. Die Empfindlichkeit ist sehr viel größer als für vergleichbare positive κ : $\kappa = 1/m$ ergibt sich eine Änderung von +223 % und $\kappa = 2/m$ +254 %.

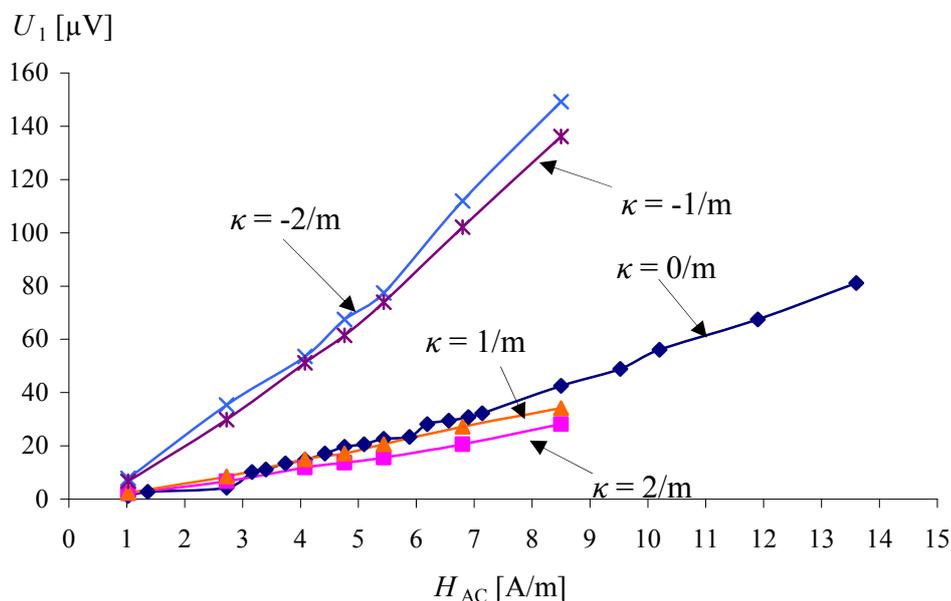


Abb. 3.8 Grundwellenamplitude U_1 in Abhängigkeit der Wechselfeldamplitude H_{AC} für verschiedene Krümmungen κ (Stauchung des ML sei eine positive Verbiegung $\kappa > 0$) bei einer Grundwellenfrequenz $f_g = 90$ Hz.

In Abb. 3.9 ist die Amplitude der dritten Oberwelle U_3 des Messsignals in Abhängigkeit von der Erregerfeldstärke H_{AC} , mit einer Frequenz $f_g = 6,5$ kHz, dargestellt. Die verwendeten Geräte befinden sich ab $H_{AC} = 8$ A/m zu nahe an ihren Betriebsgrenzen um noch ein unverzerrtes Sinussignal liefern zu können. Die dabei entstehenden Oberwellen verfälschen Messergebnisse oberhalb von 8 A/m. Ein Bereich mit konstantem U_3 erstreckt sich über ein H_{AC} von 2 bis 8 A/m. In diesem Bereich ist das gemessene Signal unabhängig von H_{AC} . Dieser Umstand macht diesen Bereich als Messbereich interessant, weil dort eine Variation von H_{AC} z.B. durch Variation des Abstandes zur Erregerwicklung kaum bis gar keinen Einfluss

auf das Messsignal hat. Wie U_1 zeigt U_3 bei positiven κ ein kleineres und bei negativen κ ein größeres Messsignal. Zu beiden Seiten hin lässt dieser Effekt bei größeren $|\kappa|$ sehr rasch nach. Für $\kappa = 1/m$ kommt es zu einer um 62 % kleineren Amplitude, bei $\kappa = -1/m$ zu einer 61 % größeren Amplitude. Bemerkenswert ist auch, dass die Amplituden von U_3 um einen Faktor von 10 kleiner sind als von U_1 .

Im Vergleich dazu zeigt Abb. 3.10 U_3 bei einer Frequenz f_g der Erregerfeldstärke von 90 Hz. Bei dieser Frequenz ist U_3 nirgends von H_{AC} unabhängig (zumindest im betrachteten Gebiet von 0-8 A/m). Stattdessen zeigt sich ein linearer Zusammenhang welcher nur für kleine Werte von H_{AC} seine Gültigkeit verliert. Für $\kappa > 0$ kann man zumindest im Bereich von $H_{AC} = 5-7$ A/m einigermaßen eine lineare Änderung von U_3 erwarten. Für negative κ allerdings ist der Effekt im selben Bereich (sowohl H_{AC} als auch der Verbiegung) rückläufig, d.h. das Maximum wurde bereits mit $\kappa = -2/m$ überschritten. Quantitativ ist eine Änderung der Amplitude von U_3 bei $\kappa = 1/m$ von -58 % und bei $\kappa = 2/m$ von -85 % festzustellen. Bei $\kappa = -1/m$ ergeben sich +167 % und bei $\kappa = -2/m$ +113 %. Zu bemerken ist hier noch, dass durch die niedrigere Frequenz f_g die Sinusgeneratoren (Generator und vor allem Verstärker) denselben Strom bei kleinerer Spannung liefern. Das bedeutet es sind bei kleineren f_g höhere Werte von H_{AC} bei gleichen Geräten möglich. Grund dafür ist die frequenzabhängige Impedanz der Erregerpule $\underline{Z} = j\omega L$ ² mit $\omega = 2\pi f$.

² Diese Formel gilt nur wenn $f \ll f_{res}$. Wobei f_{res} die tiefste Eigenresonanzfrequenz der Spule darstellt.

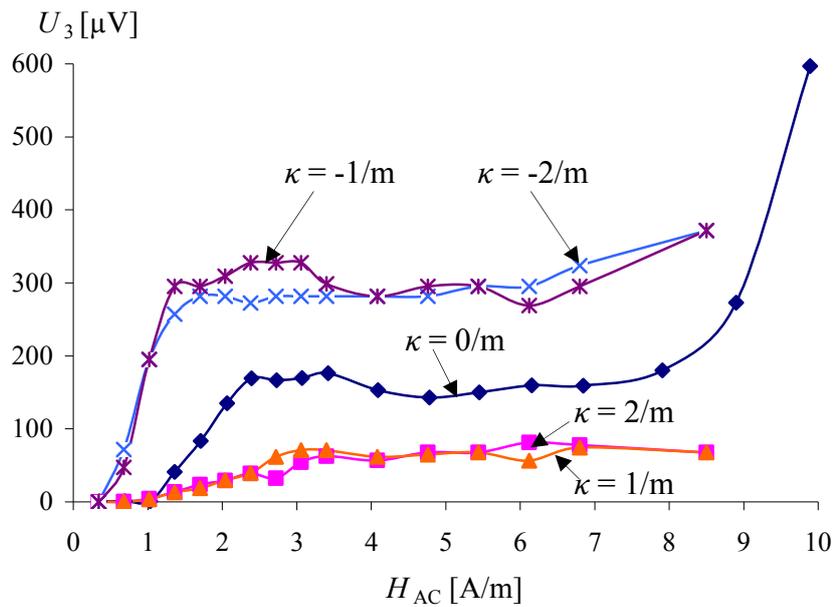


Abb. 3.9 Dritte Oberwellenamplitude U_3 in Abhängigkeit der Wechselfeldamplitude H_{AC} für verschiedene Krümmungen κ (Stauchung des ML sei eine positive Verbiegung $\kappa > 0$) bei einer Grundwellenfrequenz $f_g = 6,5 \text{ kHz}$.

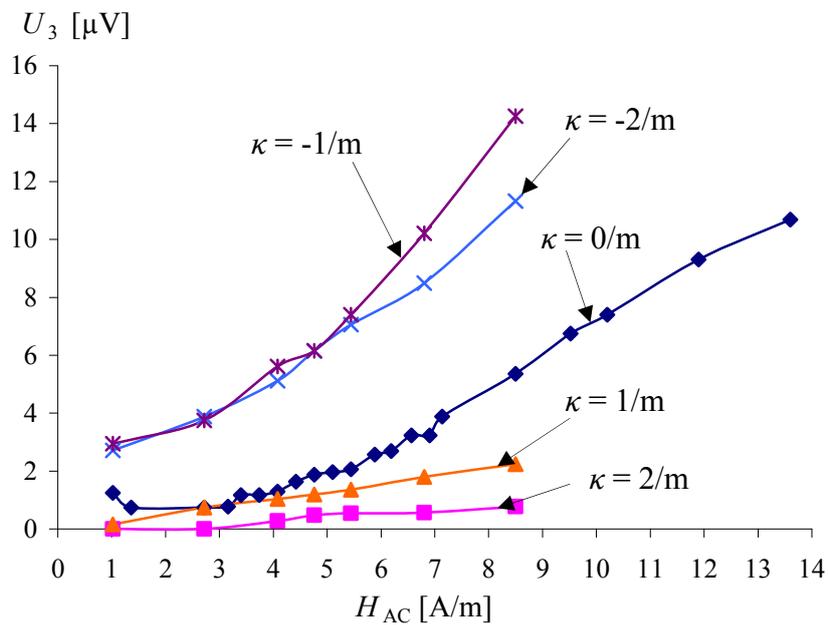


Abb. 3.10 Dritte Oberwellenamplitude U_3 in Abhängigkeit der Wechselfeldamplitude H_{AC} für verschiedene Krümmungen κ (Stauchung des ML sei eine positive Verbiegung $\kappa > 0$) bei einer Grundwellenfrequenz $f_g = 90 \text{ Hz}$.

Abb. 3.11 und Abb. 3.12 zeigen die entsprechenden Verläufe von U_5 . Messungen von U_5 stellten sich als schwierig heraus, da sie einen sehr instabilen Charakter aufweisen. Mehrfache Messung und entsprechende Mittelungen waren zur Ermittlung der Kurven nötig. Will man U_5 zur Erfassung der Krümmung des BL verwenden, so muss bei höheren Feldstärken gemessen werden. Man sieht jedoch in Abb. 3.11, bei $f_g = 6,5$ kHz, dass jede Verbiegung (positive und negative) zu einer Abschwächung der Amplitude führt. In Abb. 3.12 sieht man jedoch eine Amplitudensteigerung von etwa 200 % bei negativen Krümmungen und eine Amplitudenverringerung um etwa 50 % bei positiven Krümmungen.

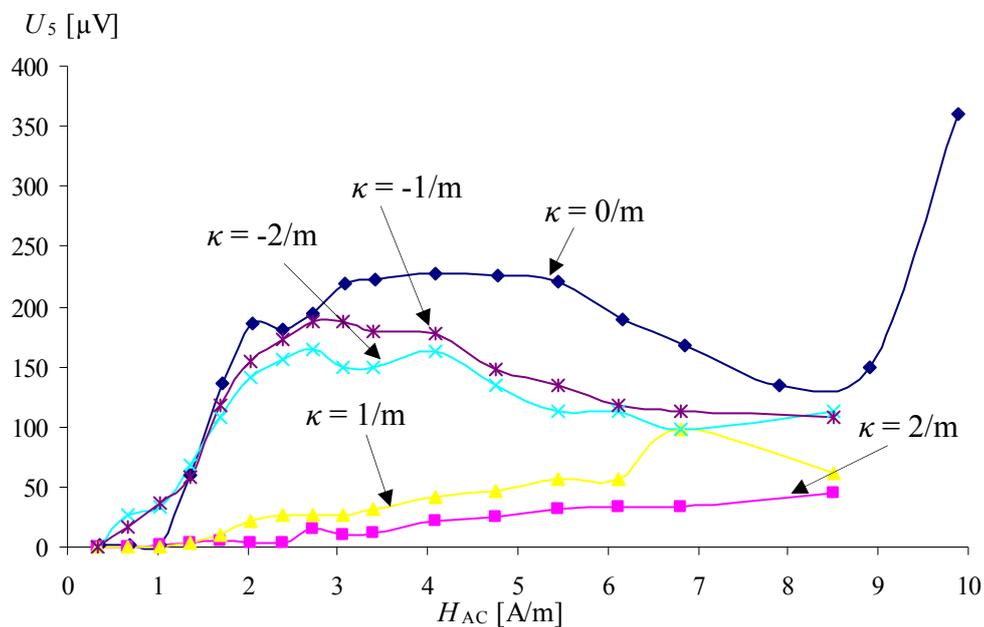


Abb. 3.11 Fünfte Oberwellenamplitude U_5 in Abhängigkeit der Wechselfeldamplitude H_{AC} für verschiedene Krümmungen κ (Stauchung des ML sei eine positive Verbiegung $\kappa > 0$) bei einer Grundwellenfrequenz $f_g = 6,5$ kHz.

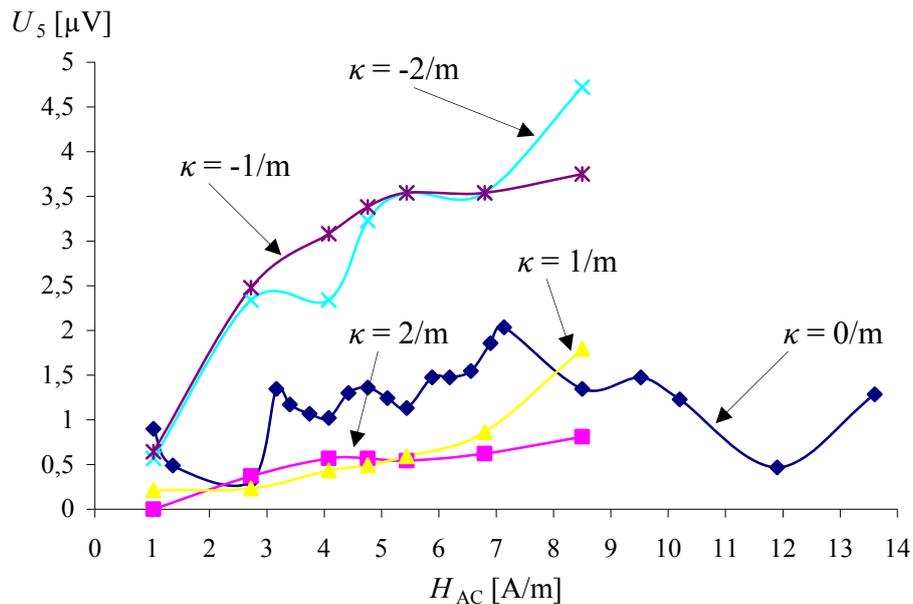


Abb. 3.12 Fünfte Oberwellenamplitude U_5 in Abhängigkeit der Wechselfeldamplitude H_{AC} für verschiedene Krümmungen κ (Stauchung des ML sei eine positive Verbiegung $\kappa > 0$) bei einer Grundwellenfrequenz $f_g = 90$ Hz.

3.4 Gleichfeldabhängigkeit

Wie in Kapitel 2.2 bereits erläutert, entstehen im ML nur Oberwellen mit einem ungeradzahligen Vielfachen der Grundfrequenz, sofern kein Gleichfeld vorhanden ist. Wird dem Wechselfeld ein Gleichfeld überlagert, so entstehen auch Oberwellen mit geradzahligen Vielfachen der Grundwelle. Abb. 3.13 zeigt U_1 , U_2 , U_3 und U_5 in Abhängigkeit von H_{DC} , bei einem Wechselfeld mit $H_{AC} = 5$ A/m und $f_g = 6,5$ kHz.

Die zweite Oberwelle U_2 besitzt nahe dem Nullpunkt des Gleichfeldes H_{DC} ein Minimum (siehe Abb. 3.13). Nach einem Maximum fällt U_2 asymptotisch auf Null ab [23]. Das Minimum befindet sich wegen des Erdmagnetfeldes nicht genau bei $H_{DC} = 0$. Es lässt sich so die Stärke des Erdmagnetfeldes in Richtung des BL leicht bestimmen, da die Anordnung im Prinzip einem Flux-Gate (siehe Kapitel 4.1.2) entspricht. Diese Tatsache ermöglicht ein leichtes Kompensieren von Fremdgleichfeldern wie etwa dem Erdmagnetfeld.

Die fünfte Oberwelle U_5 zeigt wie die dritte Oberwelle U_3 ein Maximum im Bereich $H_{DC} = 0$, bzw. bei kompensiertem Fremdfeld. Mit zunehmenden H_{DC} fallen die Amplituden ab. Die Grundwelle U_1 zeigt qualitativ das gleiche Verhalten wie U_3 und U_5 , ist aber um den bereits erwähnten Faktor 10 höher.

Messtechnisch bedeutet das, dass die besten Ergebnisse ohne Gleichfeld, das heißt bei kompensiertem Fremdgleichfeld zu erwarten sind, weil die Signalpegel am höchsten sind. U_2

kann für eine genauere Kompensation benutzt werden, da ihr Minimum wesentlich schärfer begrenzt ist als das Maximum von U_3 .

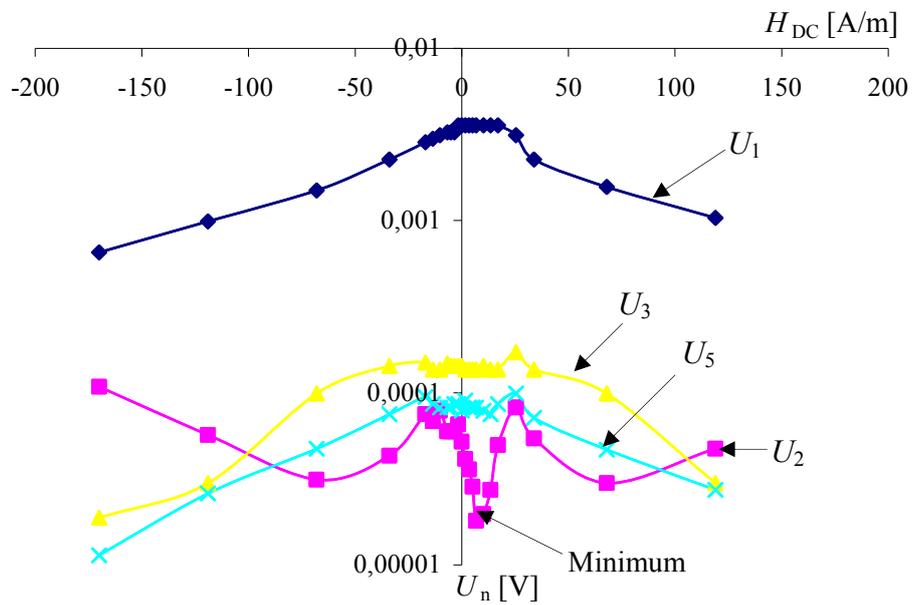


Abb. 3.13 Amplituden der Grund- und Oberwellen (U_n mit n als Nummer der Oberwelle, beginnend mit $n = 1$ als die Grundwelle) in Abhängigkeit vom Gleichfeld H_{DC} bei konstanter Wechselfeldamplitude H_{AC} von 5 A/m und der Erregerfrequenz $f_g = 6,5$ kHz.

4 Anwendungen

Die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der BL wurden in Vorarbeiten anhand z.B. der Erfassung von Körperbewegungen, Apnoen und in weiterer Folge Atemfrequenz, Herzfrequenz und Blutdruck [3, 24, 25] beschrieben. Dabei wurden BL von typisch 100 mm Länge und 7 mm Breite mit einer Signalspule von etwa 300 Windungen, die durch bewickeln eines BL-Endes hergestellt wurde, eingesetzt. Zur Signalerzeugung wurde ein batteriebetriebenes System basierend auf Amplitudenmodulation, das Studien im Klinikeinsatz ermöglichte, entwickelt [25].

In diesem Kapitel wird eine, auf der Messung der Oberwellen basierende, Methode vorgestellt, mit der sich ein BL Sensor über größere Distanzen (bis zu 1 m) erfassen lässt. Weiters werden mögliche Anwendungen für diese Methode vorgestellt und experimentelle Ergebnisse präsentiert. Aufgrund der Ergebnisse aus dem vorigen Kapitel wurde zur BL-Detektion die dritte Oberwelle mit der Amplitude U_3 ausgewählt. Sie weist die größten Signalpegel und für die Erfassung eine geringere und damit günstigere Erregerfeldabhängigkeit auf.

4.1 Messaufbau

Bei Verwendung von nur einer Spule oder zwei Spulen die dicht nebeneinander liegen wird sehr viel Spannung der Erregung induziert und relativ wenig Spannung die vom BL beeinflusst wird. Das System wird dadurch geblendet und eine nachfolgende Signalaufbereitung ist schwerer durchzuführen; in Fall der verwendeten Geräte für diese Arbeit sogar unmöglich. Aus diesem Grund werden zwei getrennte Spulen, eine zur Erregung und eine zur Detektion, verwendet. Optimal scheint die Anbringung des BL zwischen diesen beiden Spulen zu sein.

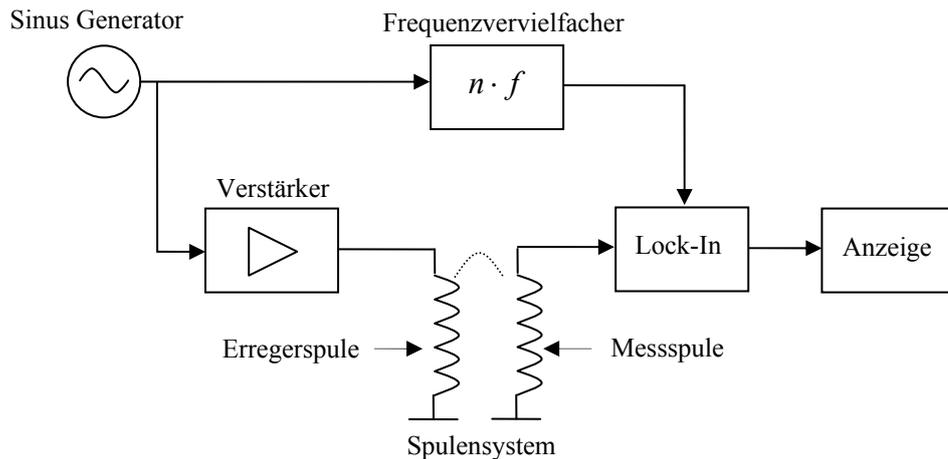


Abb. 4.1 Blockschaltbild vom Aufbau zum Messen der vom Bilayer erzeugten Oberwellen. Verwendete Geräte: Verstärker: Kepco BOP36-5M, Lock-In Verstärker: EG&G Model 5210, Anzeigeelement (Ozilloskop): Tektronik TDS 1002, Sinusgenerator: Siemens Function Generator D2003.

In Abb. 4.1 ist der Messaufbau des Oberwellenverfahrens als Blockschaltbild dargestellt. Ein Sinusgenerator gibt eine Spannung mit einer Frequenz f_g vor. Diese Spannung wird verstärkt und erzeugt über eine geeignete Erregerspule ein Magnetfeld der selben Frequenz f_g . Das im BL enthaltene weichmagnetische Material wird dadurch magnetisiert. Durch die nichtlineare Kennlinie dieses Materials entstehen Signale mit Frequenzen der Vielfachen von f_g (siehe Kapitel 2). An der Messspule wird die induzierte Spannung $u(t)$ gemessen, welche auch die Oberwellen enthält. Parallel dazu wird f_g mittels einer Phase Locked Loop (PLL) verdreifacht und einem Lock-In Verstärker am Referenzeingang zur Verfügung gestellt. Dadurch ist dieser in der Lage die Spannung der Messspule derart zu filtern, dass nur noch U_3 zur Anzeige gebracht wird. Nachfolgend wird auf die Komponenten aus Abb. 4.1 spezifischer eingegangen:

Sinusgenerator: Er muss im geforderten Bereich eine stabile Sinusspannung liefern können. Die Sinusspannung sollte möglichst frei von Oberwellen sein. Besonders die dritte (dreifache Frequenz der Grundwelle) sollte möglichst gering sein. Jeder Spannungsanteil bei der dreifachen Grundwellenfrequenz würde sich bis zur Anzeige fortpflanzen und somit einen Messfehler verursachen. Für diese Arbeit wurden Grundwellenfrequenzen von $f_g = 6,5$ kHz und $f_g = 1,5$ kHz verwendet. Diese Frequenzen wurden ausgewählt, weil die benutzten Frequenzverdreifacher hier besonders stabil arbeiteten.

Frequenzvervielfacher: Die Eingangsfrequenz f_{IN} wird in $f_{OUT} = f_{IN} \cdot n$ umgewandelt, wobei n eine natürliche Zahl ist und bei den Anwendungen speziell mit $n = 3$ fixiert wurde. Der Frequenzvervielfacher wurde speziell angefertigt und als PLL realisiert. Abb. 4.2 zeigt ein Blockschaltbild einer PLL. Es handelt sich dabei um einen Regelkreis. Durch die

Rückkopplung wird die Frequenz des Oszillators auf die Eingangsfrequenz geregelt. Wird aber, so wie in Abb. 4.2 bereits eingezeichnet, die Rückkoppelfrequenz geteilt, so stellt sich am Oszillator die entsprechend vielfache der Eingangsfrequenz ein. Der Block VCO steht für einen spannungsgesteuerten Oszillator und erzeugt abhängig von der angelegten Spannung eine Frequenz. Höhere Spannung führt hierbei zu einer höheren Frequenz. So eine Schaltung ist aber in der Regel nicht besonders stabil. Das heißt, wenn die Schaltung lediglich mit einer festen Spannung gesteuert würde, so würde die erzeugte Frequenz für die angestrebte Anwendung zu stark variieren und somit Messungen unmöglich machen. Deshalb wird die erzeugte Frequenz mit einer Referenzfrequenz (im Fall dieser Arbeit die Erregerfrequenz f_g) verglichen, um eventuelle Abweichungen auszuregeln. Dies gewährleistet eine exakte Phasenlage und damit auch Frequenzverhältnis der neuen Frequenz f_{OUT} zur Messfrequenz $f_{IN}(=f_g)$. Der Phasendetektor erzeugt in Abhängigkeit der beiden Frequenzen eine Spannung die nach geeigneter Filterung den VCO regelt. Es wurde der PLL-Baustein HCF 4046BE von SGS Thompson verwendet. Als Frequenzteiler diente ein Zähler (Motorola: MC 14520).

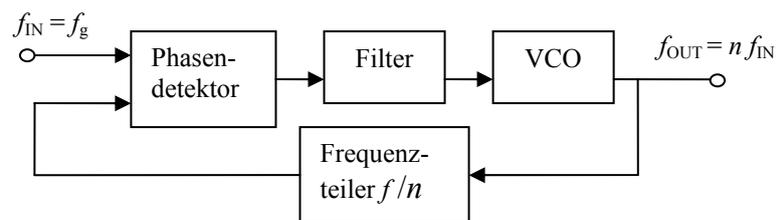


Abb. 4.2 Blockschaltbild einer Phase Locked Loop (PLL).

Verstärker: Ein Verstärker ist dann notwendig wenn, die gewünschte Feldstärke durch Speisung der Spule mit dem Sinusgenerator allein nicht erreicht werden kann. Der Verstärker sollte auch möglichst wenig Oberwellen produzieren.

Spulensystem:

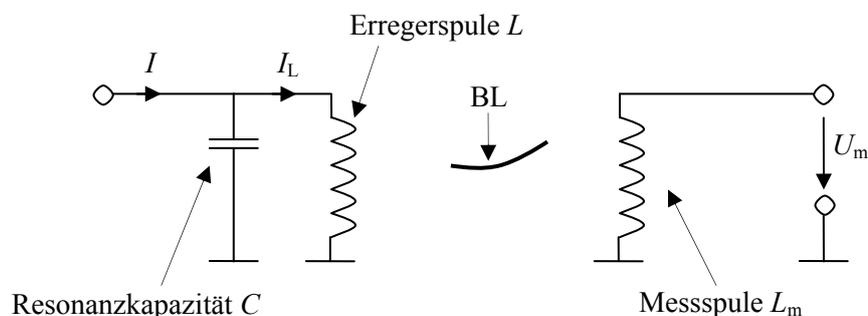


Abb. 4.3 Spulensystem aus Abb. 4.1 für die kontaktlose Erfassung des Bilayers BL im Detail.

In Abb. 4.3 ist das Spulensystem im Detail dargestellt. Zur Erregerspule mit der Induktivität L wird eine Kapazität C parallel geschaltet. Sie bildet mit der Spule einen Schwingkreis, dessen Resonanzkreisfrequenz nach der Formel

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

zu berechnen ist³ und auf die Frequenz der Grundwelle abgestimmt ist. Dadurch schafft man zwei Vorteile. Zum Einen wird der Generator, bzw. der Verstärker, weniger belastet und zum Anderen werden bereits vorhandene Oberwellen unterdrückt. Die dazugehörige Ortskurve und der Betragsfrequenzgang eines Parallelschwingkreises sind in Abb. 4.4 dargestellt. Die Ortskurve (links) stellt die Lage von \underline{Z} in der komplexen Ebene dar. Jeder Punkt der Ortskurve stellt dabei eine Lage von \underline{Z} für ein bestimmtes ω dar. Im Betragsfrequenzgang (rechts unten) ist der Betrag von \underline{Z} über ω doppelt logarithmisch aufgetragen. Die beiden Kurven zeigen die verschiedenen Verläufe abhängig von der Dämpfung d . Man sieht, dass es bei einer kleineren Dämpfung zu einer Überhöhung bei $\omega = 1/\sqrt{LC}$ kommt. Sie ist umso höher je kleiner die Dämpfung d ist. [26]

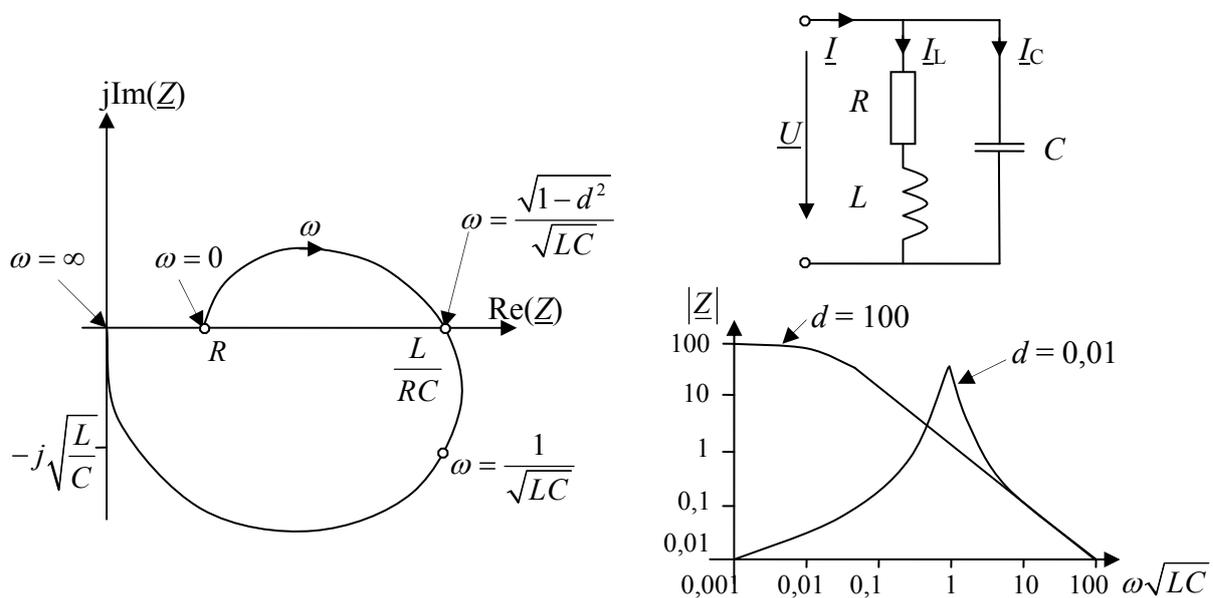


Abb. 4.4 Ortskurve (links) und Betragsfrequenzgang der komplexen Impedanz \underline{Z} mit ω als Kreisfrequenz und d als Dämpfung.

³ Genau genommen handelt es sich dabei um die so genannte Kennfrequenz. Bei einer Dämpfung ($d = R_L \sqrt{C/L}$), verursacht durch Leitungswiderstände der Spule R_L , ist die Resonanzfrequenz nur näherungsweise gleich der Kennfrequenz.

Die Erregerspule und Detektionsspule sind baugleich. Ihre Abmessungen sind von der Anwendung abhängig. Allgemein gilt, je größer die Detektionsreichweite sein soll, desto größer sind auch die Spulen zu dimensionieren. Als Faustregel gilt, die Spulendimension (Länge oder Durchmesser) ist etwa gleich der maximalen Reichweite. Der BL wurde entlang der Symmetrieachse der Spulen angebracht. Dadurch ist das erzeugte Feld längs des BL orientiert. Das erzeugte Feld ist nach der Formel der magnetischen Flussdichte einer Kreisspule entlang der Achse zu berechnen:

$$B_x = N \cdot \mu_0 \frac{I \cdot R^2}{2 \cdot \sqrt{(R^2 + x^2)^3}}$$

Dabei ist

B_x die magnetische Flussdichte entlang der Achse einer Kreisspule,

N die Windungszahl,

R der Radius der Kreisspule,

I der elektrische Strom, der in den Windungen der Spule fließt,

x der Abstand zur Spule entlang der Achse und

μ_0 die magnetische Feldkonstante ($= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$)

Bei einem Strom von 100 mA ist im Falle der verwendeten Spule ($R = 0,22 \text{ m}$, $N = 100$) eine Feldstärke von 22,7 A/m im Mittelpunkt der Spule zu erwarten.

Lock-In Verstärker: Ein Lock-In Verstärker (auch phasenselektiver Gleichrichter genannt) ist ein Gerät mit dem man Messsignale bis hinunter zu nV bzw. fA bei einer Verstärkungsbandbreite von einigen Hz bis MHz messen kann. Dabei kann ein Lock-In Verstärker das Nutzsignal aus einem bis zu 4 Größenordnungen größeren Rauschen herausfiltern. Die Lock-In Methode gestattet dabei ein Erfassen sowohl der Amplitude als auch der Phase im Bezug auf ein Referenzsignal.

Um diese Eigenschaften zu erreichen, wird das Nutzsignal mit einer Frequenz f amplitudenmoduliert und nach dem Übertragungskanal kohärent demoduliert. Für eine weitere Erläuterung ist in Abb. 4.5 ein elektrisches Schaltbild eines einfachen Lock-In dargestellt. Kommerzielle Lock-In Verstärker bieten darüber hinaus viele zusätzliche Funktionen an, die das Messen stark vereinfachen. Im Grundprinzip arbeitet jedoch jedes dieser Produkte ähnlich wie die dargestellte Schaltung in Abb. 4.5. So besitzt jeder Lock-In Verstärker neben einem Messeingang IN immer auch einen Referenzeingang Ref IN an dem die Modulationsfrequenz anliegen muss. Die meisten Geräte benötigen dabei nur entsprechende Nulldurchgänge, die Form des Signals ist dabei nicht von Bedeutung. In der dargestellten Schaltung wird der Referenzeingang direkt in einen Komparator geführt. Dieser ist notwendig, um den Schalter S1 gezielt anzusteuern. Die Amplitude der Spannung an dem

Messeingang ist von dem zu messenden Parameter beeinflusst und wird nach einer entsprechenden Verstärkung durch den Operationsverstärker durch S_1 periodisch geschaltet. Die Verstärkung wird dabei durch die Widerstände R_1 eingestellt und beträgt in Abb. 4.5 $R_1/R_1 = -1$. Durch diese Schaltvorgänge wird die Messspannung kohärent mit der Referenzfrequenz demoduliert und nach einem geeigneten Tiefpass steht dann eine der Messspannungsamplitude proportionale Gleichspannung am Ausgang zur Verfügung. Der Tiefpass am Ausgang ist maßgeblich dafür wie rasch sich die gemessene Größe ändern kann, um noch entsprechend am Ausgang abgebildet zu werden. Ein sehr breiter Tiefpass, entsprechend einer hohen Grenzfrequenz $\omega_T = 1/(RC)$, lässt zwar rasche Änderungen der zu messenden Größe an den Ausgang zu, unterdrückt dann aber ein vorhandenes Rauschsignal schlechter. Eine Realisierung dieser Art, also mit einem 0/1 Schalter, führt dazu, dass neben der Referenzfrequenz f auch deren Vielfache ($2 \cdot f, 3 \cdot f \dots$) demoduliert werden. Eine andere Realisierung sieht eine Multiplikation der Messspannung mit der Referenzspannung vor. Diese Operation hat im Prinzip dieselbe Wirkung wie ein Schalter, jedoch werden hierbei die Frequenzvielfachen nicht mit demoduliert.

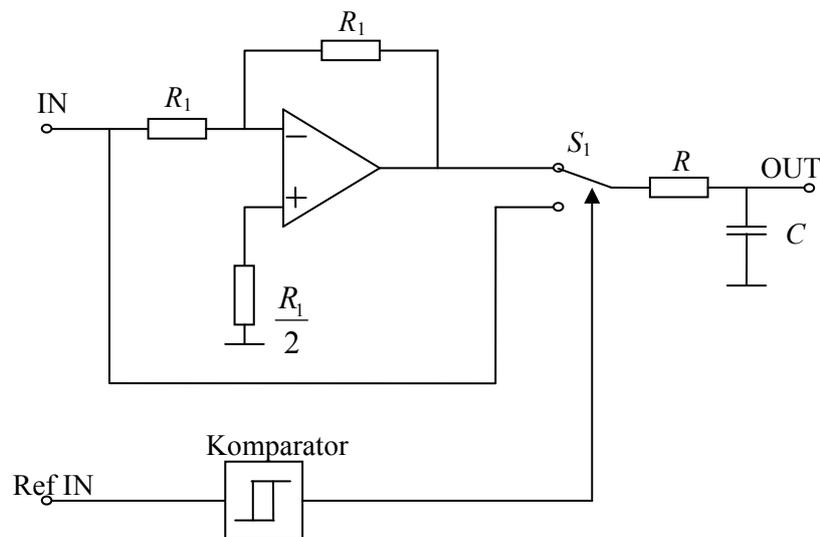


Abb. 4.5 Schaltung eines einfachen Lock-In Verstärkers. IN: Signaleingang, Ref IN: Referenzeingang an der die Frequenz anliegen muss bei der gemessen werden soll, OUT: Ausgang mit einer der Frequenz an Ref IN proportionalen Gleichspannung.

4.2 Physiologische Anwendungen

Bei physiologischen Anwendungen ist das Ziel der kontaktlosen Signalerfassung völlig ohne Leitungen am Patienten auszukommen, um den Einfluss und die Unannehmlichkeiten der Messung zu minimieren. Hierfür wurde der 10 cm lange BL mit einem handelsüblichen Pflaster im Brustbereich der Probanden angebracht. Dabei wird der extrem flache Aufbau des

Sensors ausgenutzt. Bei einer Dicke von einem Bruchteil eines Millimeters (typisch $100\ \mu\text{m}$) ist er für den Probanden kaum spürbar. Bei geeigneter Ausrichtung des Spulensystems, wie in Abb. 4.6 dargestellt, kann der Proband bequem sitzend oder liegend überwacht werden. Je nach Anbringung des Sensors können Körperbewegung, Herzschlag oder Atmung gemeinsam mit der Position des Probanden oder auch alle Parameter zugleich erfasst werden. Eine entsprechende Signalaufbereitungselektronik, deren Entwicklung nicht Ziel dieser Arbeit war, sorgt für die Trennung der Signalanteile.

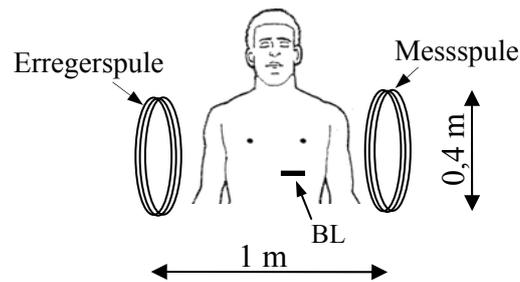


Abb. 4.6 Kontaktlose Erfassung mittels Oberwellen zur Aufnahme von physiologischen Parametern.

Die Messergebnisse zeigen, dass die Auflösung ausreicht, um Pulsfrequenz f_c und Atmungsfrequenz f_r zu bestimmen. In Abb. 4.7 und Abb. 4.8 sowie Abb. 4.9 sind Beispielverläufe für Vitalsignale dargestellt. Dabei wurde U_3 als die dritte Oberwelle des gemessenen Signals aufgetragen.

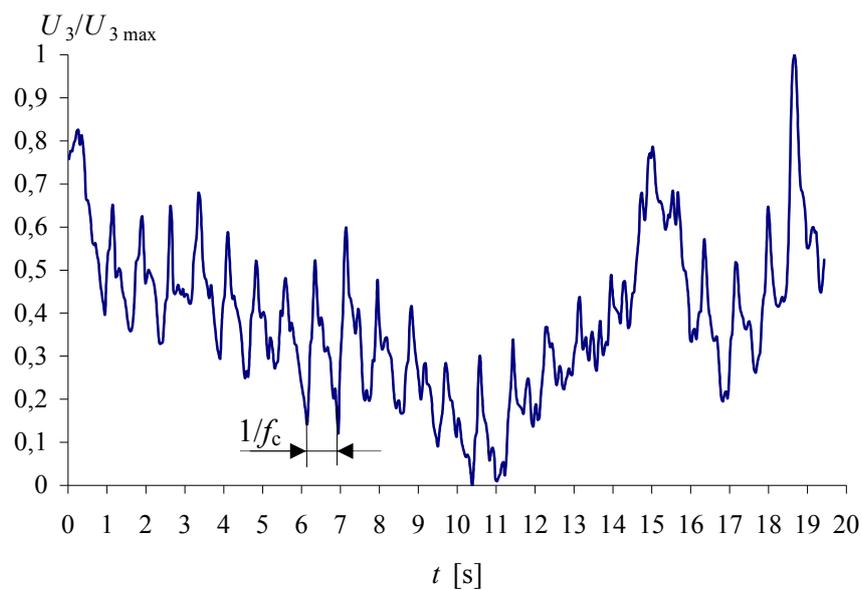


Abb. 4.7 Auf $U_{3\max}$ normiertes Sensorsignal, das durch kontaktlose Messung der Amplitude der 3. Oberwelle U_3 und einem Bilayer auf der Brust des Probanden erzielt wurde. Mit f_c als Pulsfrequenz.

In Abb. 4.7 sind trotz vorhandenen Störungen und damit einhergehenden Trift des Signals deutlich die durch den Herzschlag verursachten Spitzen zu sehen. Daraus lässt sich leicht durch Filterung der Puls ermitteln. Wird der Sensor an einer anderen Stelle am Brustkorb angebracht, ergibt sich ein anderes Signal wie es in Abb. 4.8 zu sehen ist. Das Signal besitzt nun deutlich niedrigere Frequenzanteile, die durch die Atmung verursacht wurden. An einer dritten Position (Abb. 4.9) entsteht ein Signal, das sowohl kardiale als auch respiratorische Komponenten aufweist. Man erkennt den niederfrequenten Verlauf der respiratorischen Komponente welche durch die kardiale Komponente überlagert ist. Zwischen $t = 30$ s bis $t = 42$ s wurde eine Atempause willkürlich eingelegt, was zu einem Fehlen der respiratorischen Komponente führt.

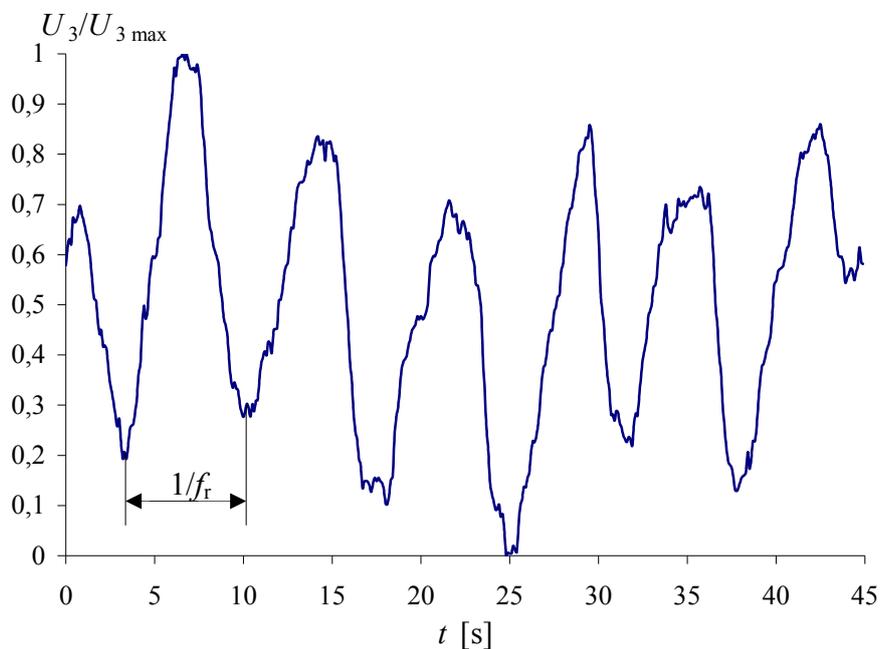


Abb. 4.8 Auf $U_{3 \max}$ normiertes Sensorsignal, das durch kontaktlose Messung der Amplitude der 3. Oberwelle U_3 und einem Bilayer auf der Brust des Probanden erzielt wurde. Mit f_r als Atmungsfrequenz.

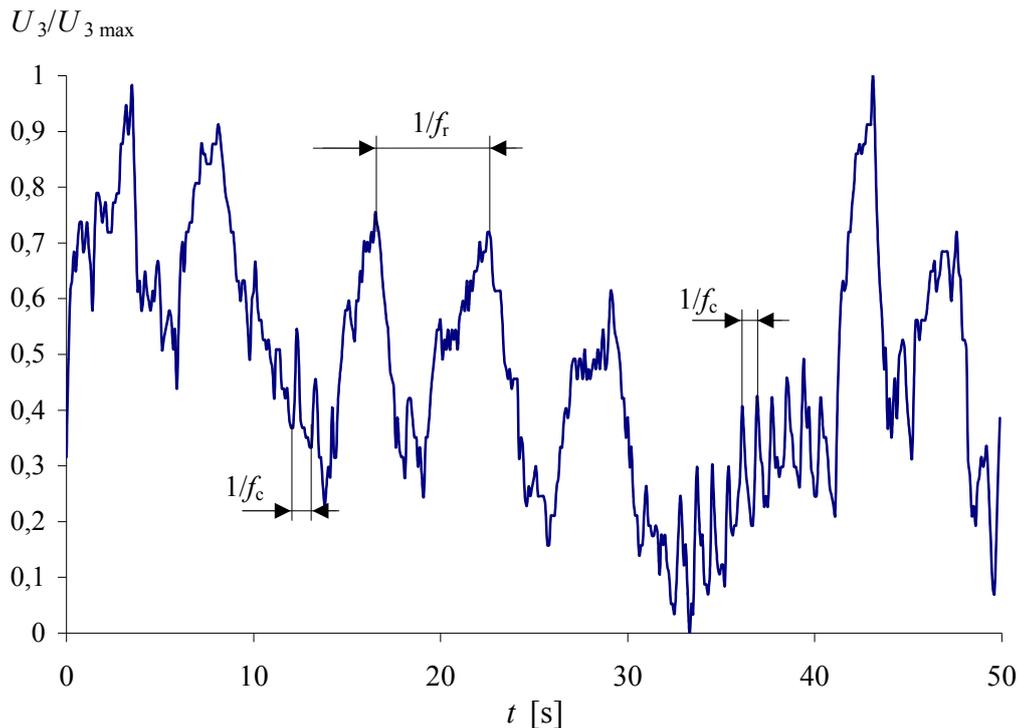


Abb. 4.9 Auf $U_{3\max}$ normiertes kontaktlos gemessenes Sensorsignal bestehend aus respiratorischen und kardialen Komponenten. Zu sehen ist ein Verlauf des Signals beeinflusst von Atmung mit der Atemfrequenz f_r und Herzrhythmus mit der Herzfrequenz f_c , wobei in einem Abschnitt von $t=30$ s bis $t=42$ s keine respiratorische Tätigkeit festzustellen ist, verursacht durch eine willkürliche Atempause des Probanden.

4.3 Technische Anwendungen

Möglichkeiten für die technische Anwendung des kontaktlosen BL-Sensors werden im Folgenden anhand einer multifunktionell einsetzbaren Anordnung gezeigt. Dabei wird ein Ende des BL fixiert, während das zweite ausgelenkt und der BL dadurch gebogen wird. Die Anordnung eignet sich gleichermaßen für eine Positions-, Kraft-, Beschleunigungs- und Flussmessung. Experimentell wurde letzterer verwirklicht. Vorteile sind hier die Möglichkeit auch relativ schnelle Änderungen der Durchflussgeschwindigkeit bidirektional zu erfassen, der einfache Aufbau, der sich durch geringe Kosten auszeichnet und die geringe Beeinflussung der Strömung durch minimale Baugröße.

Durch Einsatz der Oberwellenmethode kann die Messung kontaktlos ausgeführt werden. Dadurch müssen keine Leitungen aus dem Rohr geführt werden und das Messsystem (Spule) kann außerhalb in einer leicht zugänglichen, kontrollierbaren Umgebung und Temperatur platziert werden. Dies ist besonders wichtig im Bezug auf die Dichtheit des Systems. Wie die Messergebnisse zeigen, können dabei auch elektrisch leitfähige Materialien durchdrungen werden.

4.3.1 Statische Untersuchungen

Abb. 4.10 zeigt den prinzipiellen Aufbau der bei den Messungen verwendet wurde. Um eine Strömung in einem Rohr mit 8 cm Durchmesser messen zu können, wurden Spulen mit 2,5 cm Durchmesser verwendet. Ein größeres Rohr würde auch größere Spulen notwendig machen. Es wurde für die Messungen ein BL mit der Länge von 3 cm und einer Breite von 5 mm verwendet.

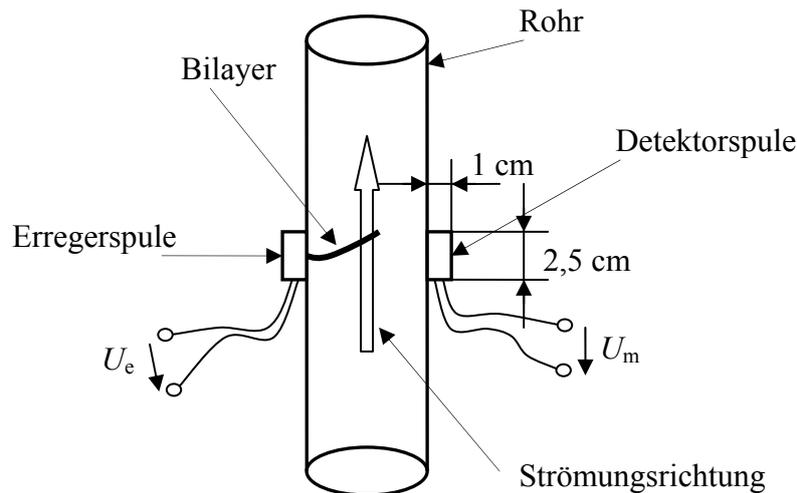


Abb. 4.10 Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Strömungsmessung. Mess- und Detektorspule sind Baugleich. Mit U_e als Erregerspannung und U_m als Messspannung.

Um bessere Messergebnisse zu erzielen und damit den Messapparat besser charakterisieren zu können, wurde zum Verbiegen eine Auslenkspitze benutzt, siehe dazu Abb. 4.11. Damit wurde das freie BL-Ende definiert um die Auslenkung a verschoben.

In Abb. 4.12 ist die Änderung der Amplitude der dritte Oberwelle ΔU_3 dargestellt, wenn der BL im Inneren des Rohres verbogen wird. In Abb. 4.12 ist ersichtlich, dass der Messaufbau für Stauchung des amorphen Teils des BL wesentlich bessere Empfindlichkeit aufweist als für Dehnung. Die beiden unterschiedlichen Belastungen wurden durch Umdrehen des BL erreicht. Die maximale Änderung von ΔU_3 ist für Stauchung etwa dreimal so groß wie für Dehnung. Die maximale Signaländerung pro Auslenkung $\frac{d\Delta U_m}{da}$ ist bei Dehnung 600

V/m und bei Stauchung 800 V/m. Das bedeutet, dass bei Stauchung Auslenkungen sowohl in einem größeren Bereich als auch empfindlicher gemessen werden können. Dieser Umstand hängt von der Stärke des Erregerfeldes und damit von der Stärke des Erregerstromes I_e ab, wie in Abb. 4.13 zu sehen ist, nicht nur quantitativ (Messwert) sondern auch qualitativ (Vorzeichen des Messwertes). Bei einem Erregerstrom von 6 mA, würde teilweise nicht nur

auf Dehnung ein größeres U_3 als bei Stauchung gemessen werden, sondern auch ein anderes Vorzeichen als bei einer Messung mit 2 mA Erregerstrom. Eine genaue Arbeitspunkteinstellung ist essenziell für eine genaue Messung.

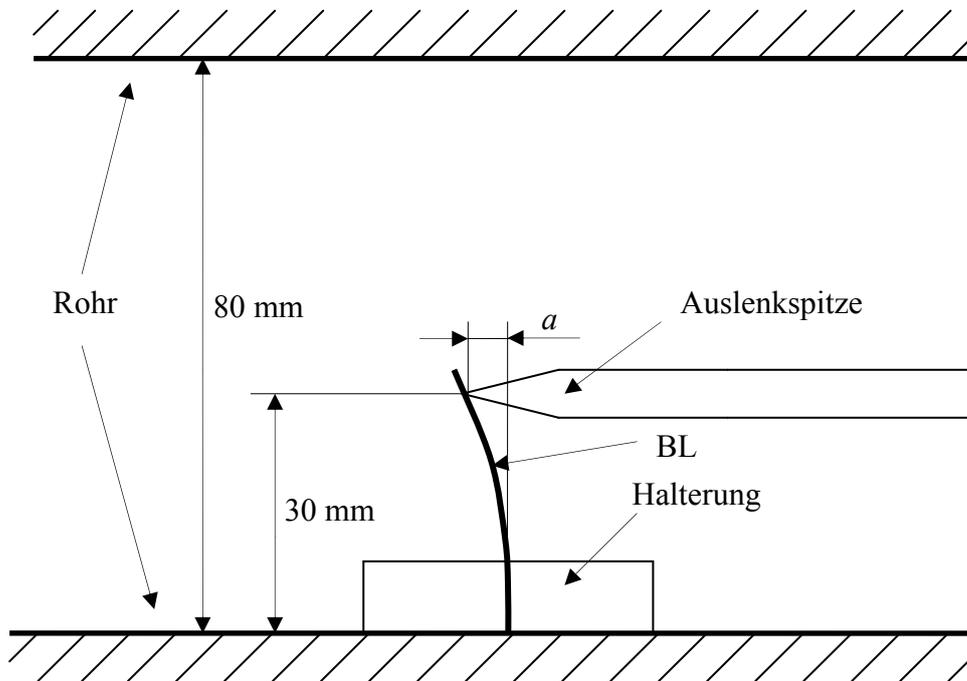


Abb. 4.11 Mechanischer Aufbau zur Verbiegung des Bilayers BL im Rohr mit a als Auslenkung des freien Endes.

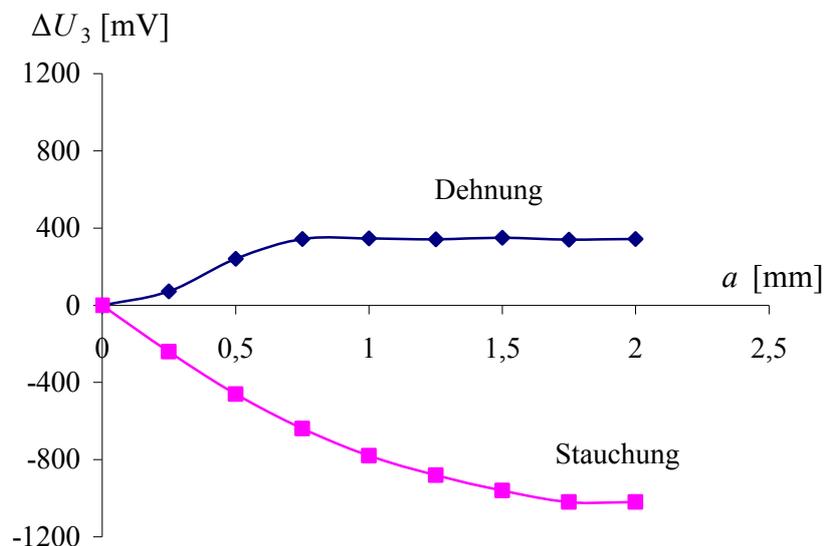


Abb. 4.12 Signaländerung der dritten Oberwelle U_3 bei Verbiegen des freien Bilayerendes um a (Stauchung und Dehnung des magnetostriktiven Layers ML); Erregerstrom $I_e = 2$ mA und Erregerfrequenz $f_g = 6,5$ kHz.

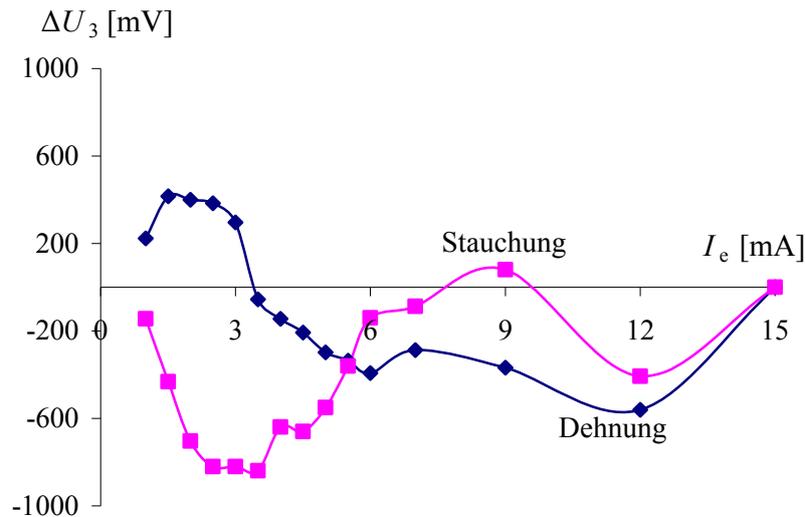


Abb. 4.13 Signaländerung der dritten Oberwelle U_3 bei Änderung des Erregerstroms I_e (Stauchung und Dehnung des magnetostruktiven Layers ML), bei einer Auslenkung $a = \pm 1$ mm und Erregerfrequenz $f_g = 6,5$ kHz.

4.3.2 Dynamische Untersuchungen

Um entsprechende dynamische Messungen durchzuführen wurde ein Messsystem (Abb. 4.14) aufgebaut, das einen durch einen Lautsprecher erzeugten Schall durch ein viereckiges Rohr leitet. Durch eine der Seitenwände des Rohres wurde ein BL eingeschoben, der durch den Luftwiderstand von dem Schall verbogen wurde. Der verwendete Lautsprecher ist in der Lage Signale bis zu einer minimalen Frequenz von etwa 2 Hz zu verarbeiten und in einen entsprechenden Luftstrom umzuwandeln. Durch einen dem Lautsprecher aufgesetzten Trichter können dabei ausreichend große Amplituden erreicht werden.

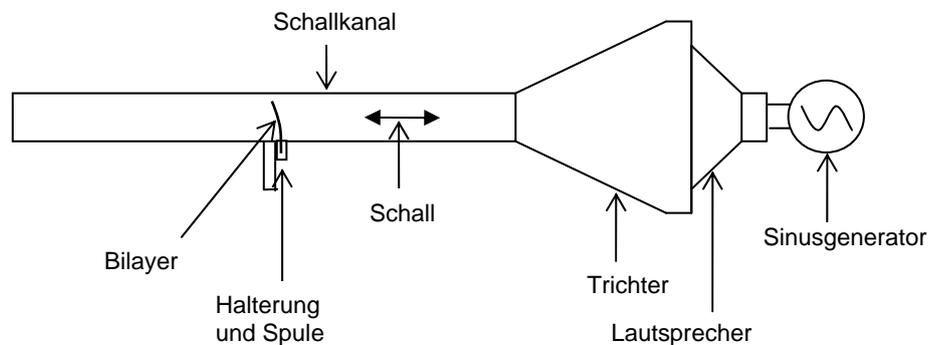


Abb. 4.14 Aufbau zur Erzeugung von Luftströmungen in einem Rohr.

In Abb. 4.15 ist der zeitliche Verlauf von U_2 , U_3 und U_5 bei $I_e = 7,5$ mA zu sehen. Im Verlauf von U_2 kann man sehr gut den Verlauf der Strömung (10 Hz Sinussignal) erkennen. Bei U_3 erkennt man allerdings deutliche Störungen und ein eher ungenaues Abbild der Strömung. Der Verlauf von U_5 lässt das 10 Hz Signal der Strömung nur erahnen. Man kann daraus folgern, dass für niedrige Erregerströme U_2 am besten geeignet ist. Allerdings ist U_2 auf das Vorhandensein eines Gleichfeldes angewiesen (in diesem Fall das Erdmagnetfeld).

Abb. 4.16 zeigt den selben Verlauf wie Abb. 4.15 aber bei einem Erregerstrom von $I_e = 15$ mA. Bei der aus dem Strom resultierenden Feldstärke sind alle dargestellten Oberwellen zu einer Messung geeignet. U_2 und U_3 haben jedoch signifikant höhere Signalamplituden als U_5 . Wie zu erwarten war, sind alle Signalamplituden im Vergleich zur Erregung mit $I_e = 7,5$ mA gestiegen. Die Zahlenwerte der Pegel sind bei Verdoppelung des Erregerstromes auf das Zehnfache angestiegen.

Erhöht man den Erregerstrom weiter auf $I_e = 30$ mA so ist keine signifikante Erhöhung der Amplitude von U_2 zu erkennen (Abb. 4.17). U_3 und U_5 haben aber etwa doppelte Amplituden im Vergleich zur Erregung mit 15 mA. Da die Amplitude von U_3 größer ist als die von U_5 ist U_3 für Messungen besonders gut geeignet, denn U_3 liefert sowohl Ergebnisse bei sehr kleinen Feldstärken wie auch die besten Ergebnisse bei relativ großen Feldstärken. Zudem ist U_3 nicht auf das Vorhandensein eines Gleichfeldes angewiesen, welches bei dieser Messung durch das Erdmagnetfeld gegeben war.

Der Einfluss der Position der Messspule wurde ebenfalls untersucht. In Abb. 4.18 sind zeitliche Verläufe von U_3 bei unterschiedlicher Anordnung der Messspule dargestellt. Die dazugehörigen Positionen sind in Abb. 4.19 dargestellt. Prinzipiell kann von jeder der beschriebenen Positionen aus gemessen werden, die besten Ergebnisse (größten Signalamplituden) erhält man aber bei gegenüberliegender Anordnung der Spulen („gegenüber“).

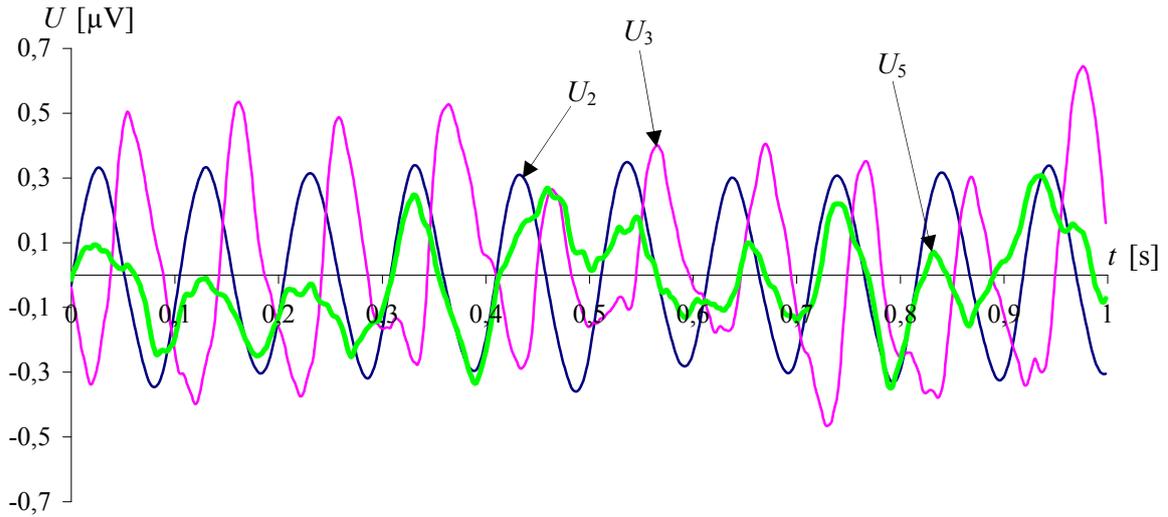


Abb. 4.15 Verlauf der Amplituden der zweiten Oberwelle U_2 , der dritten Oberwelle U_3 und der fünften Oberwelle U_5 über Zeit, Erregerstrom $I_e = 7,5$ mA.

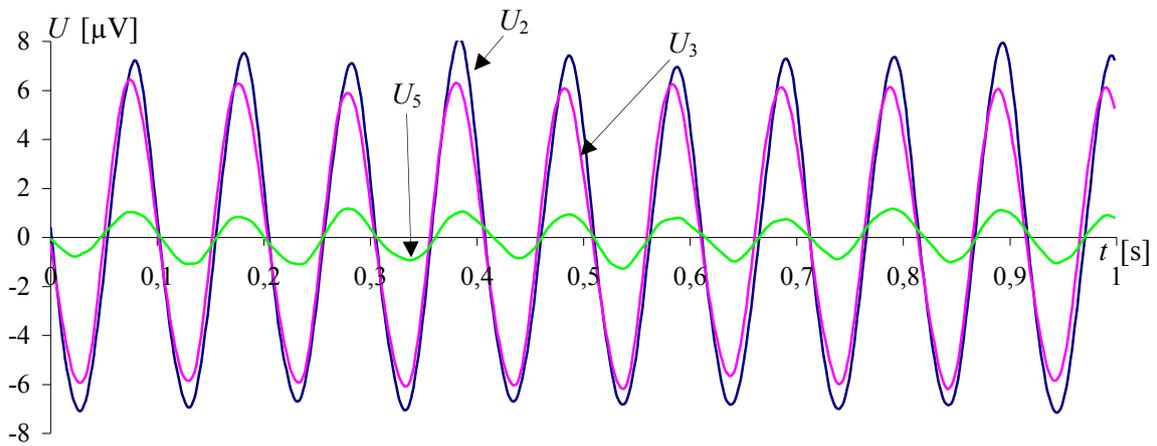


Abb. 4.16 Verlauf der Amplituden der zweiten Oberwelle U_2 , der dritten Oberwelle U_3 und der fünften Oberwelle U_5 über Zeit, Erregerstrom $I_e = 15$ mA.

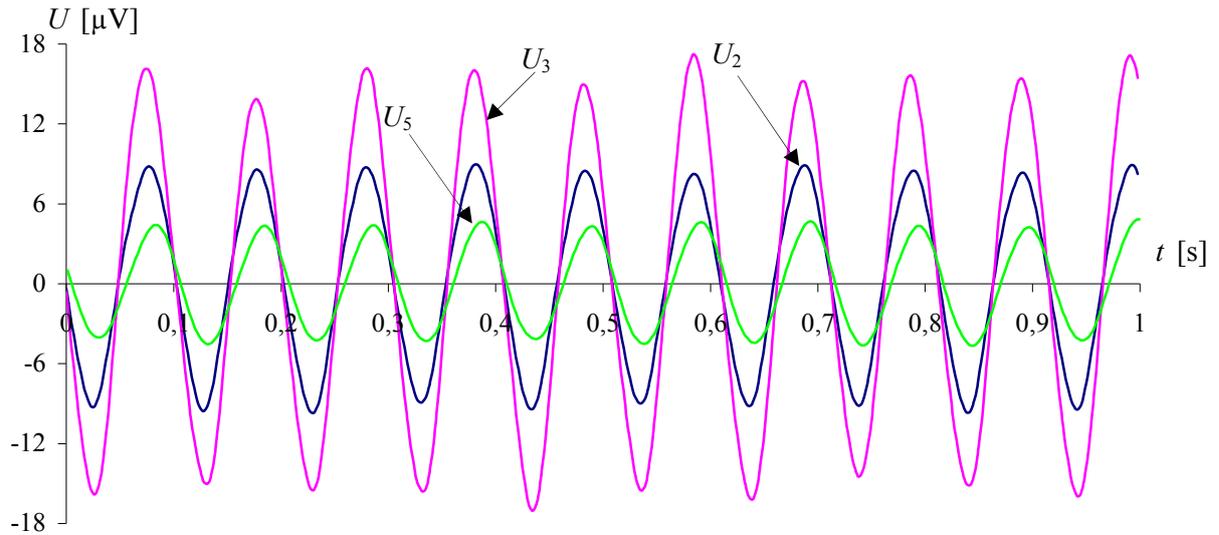


Abb. 4.17 der Amplituden der zweiten Oberwelle U_2 , der dritten Oberwelle U_3 und der fünften Oberwelle U_5 über Zeit, Erregerstrom $I_e = 30\text{mA}$.

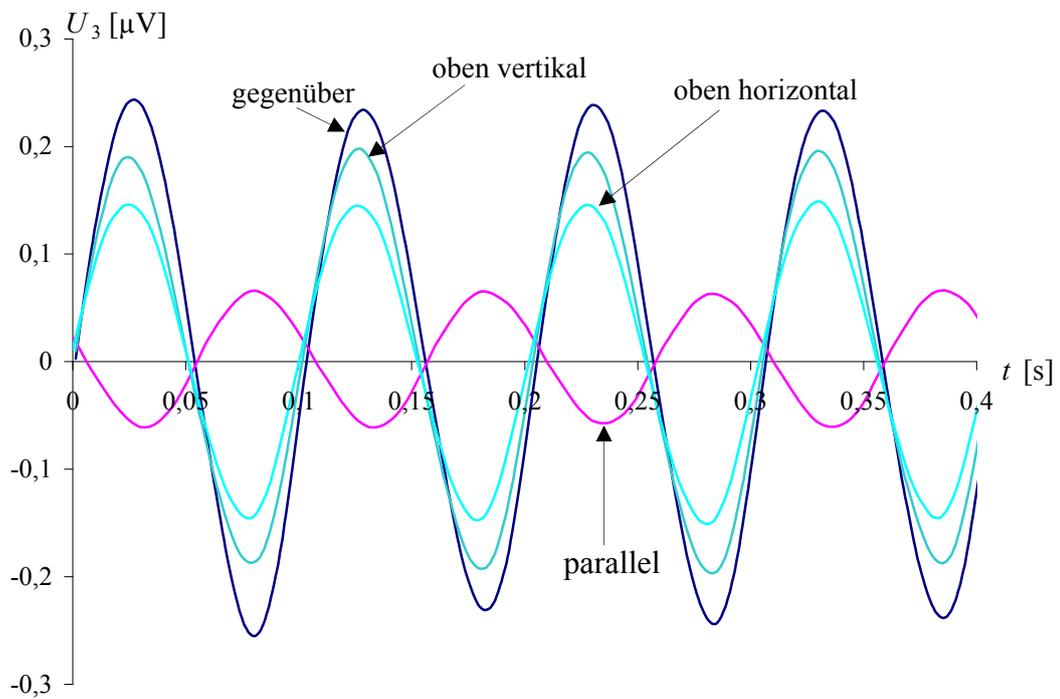


Abb. 4.18 Verlauf der dritten Oberwelle über Zeit bei verschiedenen Positionen der Messspule.

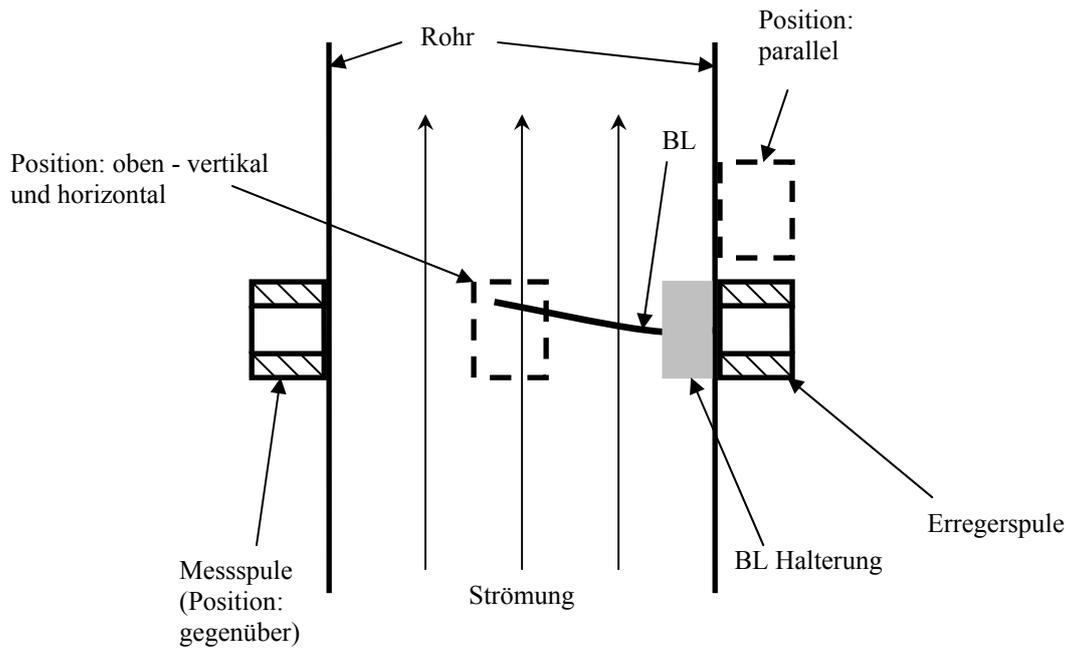


Abb. 4.19 Messanordnung und Positionen der Messspule oberhalb von BL, „horizontal“ bedeutet die Spule ist wie die Erregerspule orientiert, „vertikal“ bedeutet die Spule ist gegenüber der Erregerspule um 90° mit der Strömung als Drehachse verdreht.

4.3.3 Messungen durch schirmende Medien

In den allen voran gegangenen Messungen zur Luftstrommessung bestand das Rohr (aus Abb. 4.19) aus Kunststoff, das heißt es ist weder elektrisch leitfähig noch magnetisierbar ($\mu_r \approx 1$). Mit anderen Worten stellt ein solches Rohr kein Hindernis für das Magnetfeld, mit welchem die BL-Signale erfasst werden, dar. Die Methode der kontaktlosen Luftflussmessung ist für Bereiche attraktiv, die besonders abgedichtet werden müssen (z.B. Helium- / Wasserstofftanks). Da aber hier oft kein Kunststoff für die Rohrleitungen verwendet wird, stellt sich die Frage ob trotz schirmenden Materialien (z.B. Stahl oder Kupfer) die BL-Signale erfasst werden können. Erste Untersuchungen mit Stahl blieben ohne Erfolg. Durch die hohe Magnetisierbarkeit μ_r des Stahls wurde schon bei geringen Dicken die Kopplung zwischen Messsystem und BL derart herabgesetzt, dass keine Erfassung des Luftstromes möglich war. Anders verhielt es sich mit nichtmagnetischen Materialien, z.B. Aluminium oder Kupfer (beide $\mu_r \approx 1$). Hier entsteht die schirmende Wirkung durch induzierte Wirbelströme, die dem ursprünglichen Magnetfeld entgegenwirken. Wurden bis lang bei einer Erregerfrequenz von 6,5 kHz die besten Ergebnisse erzielt, so kann eine Abweichung zu niedrigeren Frequenzen helfen die induzierten Wirbelströme zu verringern und somit elektrisch leitfähige Materialien zu überwinden. Tatsächlich wurde es mit einer Erregerfrequenz von 1,3 kHz möglich, dünne Schichten elektrisch leitfähigen Materials zu überwinden, um den Luftfluss zu erfassen. In Abb. 4.20 sieht man den Verlauf der dritten Oberwelle U_3 als Funktion des Erregerstroms I_e

für verschiedene Materialien. Es fällt auf, dass U_3 mit steigendem I_e überproportional steigt, dass also hohe Feldstärken eine Messung durch schirmende Materialien begünstigen. Man sieht außerdem deutlich wie ein 100 μm dickes Blech aus Kupfer die Amplitude von U_3 bereits halbiert. Auch Aluminium zeigt eine relativ starke schirmende Wirkung. Dies lässt sich durch die hohe Leitfähigkeit der beiden Materialien erklären. Die Differenz zwischen Kupfer und Aluminium ist zudem noch durch die unterschiedliche Dicke der Bleche beeinflusst.

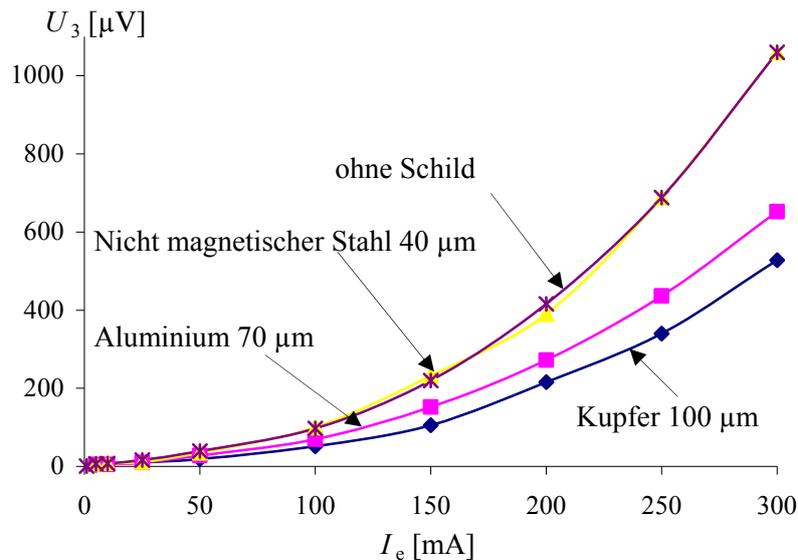


Abb. 4.20 Verlauf der dritten Oberwelle U_3 für unterschiedliche Materialien und Dicken über den Erregerstrom I_e [27].

Um diesen Einfluss näher zu untersuchen, wurden, aus Mangel an Verfügbarkeit von Blechen beliebiger Dicke, mehrere Schichten desselben Materials und derselben Dicke „gestapelt“. Da nichtmagnetischer Stahl den geringsten schirmenden Effekt zu besitzen scheint und zudem die höchste mechanische Festigkeit der drei Materialien hat, ist er am ehesten geeignet für die Fertigung von Rohren in denen ein Fluss kontaktlos gemessen werden soll. In Abb. 4.21 ist wieder die Amplitude der dritten Oberwelle U_3 über den Erregerstrom I_e aufgetragen, diesmal aber für eine unterschiedliche Anzahl von Schichten aus nichtmagnetischem Stahl der Dicke 40 μm . Wie schon vermutet, sinkt U_3 mit steigender Anzahl von Schichten und somit mit steigender Gesamtdicke des schirmenden Materials. Bei einer gesamten Dicke von 160 μm lassen sich mit nichtmagnetischem Stahl bessere Ergebnisse erzielen als mit Kupfer oder Aluminium geringerer Dicke. Auch wenn Dicken von 160 μm sehr dünn sind im Vergleich zu den üblichen Wandstärken von Rohren, so zeigen die Ergebnisse doch die prinzipielle Möglichkeit schirmende Materialien zu durchdringen. Der näherungsweise quadratische

Verlauf von U_3 über I_e lässt auf Erfolge bei höheren Wandstärken bei Zuhilfenahme von höheren Feldstärken hoffen.

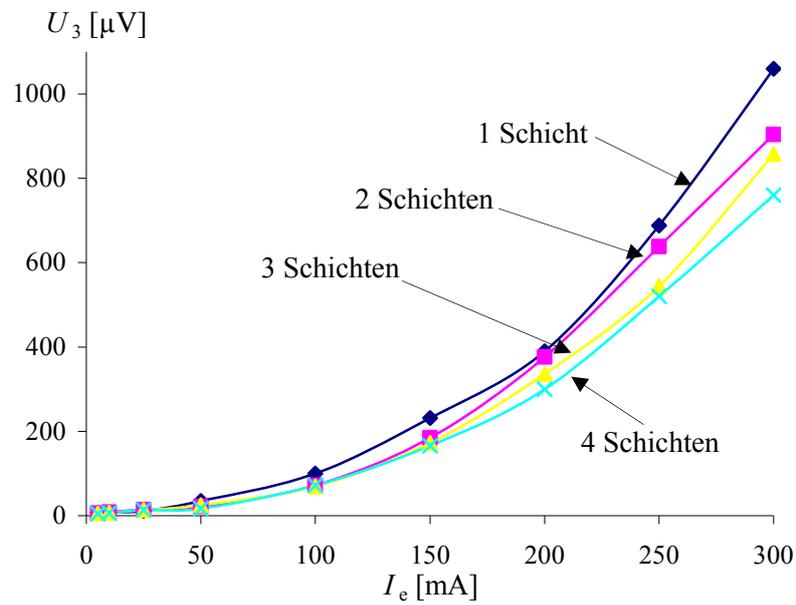


Abb. 4.21 Verlauf der dritten Oberwelle U_3 für unterschiedliche Anzahl von 40 μm dicken Schichten aus nichtmagnetischen Stahl über den Erregerstrom I_e [27].

4.4 Erregerloser Sensor

Das Prinzip des Lock-In Verstärkers lässt eine eingeschränkte Erfassung des BL auch ohne erregendes Magnetfeld zu. Wie in Abb. 4.22 dargestellt, vereinfacht sich der Messaufbau drastisch. Wird ein BL in die Nähe der Detektionsspule gebracht und schwingt dieser mit der Frequenz f des Sinusgenerators so wird ein statisches Signal, welches proportional der Amplitude der Schwingung des BL ist, zur Anzeige gebracht. Durch Variation von f können beliebige Schwingungen des BL gemessen werden. Nach einem Durchlauf liegt dann die Fouriertransformierte des BL-Signals vor. Damit lässt sich theoretisch jedes beliebige Signal rekonstruieren. Praktisch jedoch sind dem Verfahren durch den Sinusgenerator und Lock-In Verstärker Grenzen gesetzt, die sich besonders im Bereich von sehr niederfrequenten Signalen bemerkbar machen. Zudem ist das Verfahren stark von äußeren Fremdfeldern abhängig. Jedes Magnetfeld, welches Spannung in die Messspule induziert, würde ein Schwingen des BL vortäuschen. Genauso störend wirkt sich eine Änderung des Gleichfelds aus, da dann jede Schwingung des BL in seiner Amplitude falsch interpretiert werden würde. Zwar kann das Erdmagnetfeld im betrachteten Rahmen als konstant angenommen werden, doch bei Drehung des Messsystems würde die Feldstärke entlang des BL variieren.

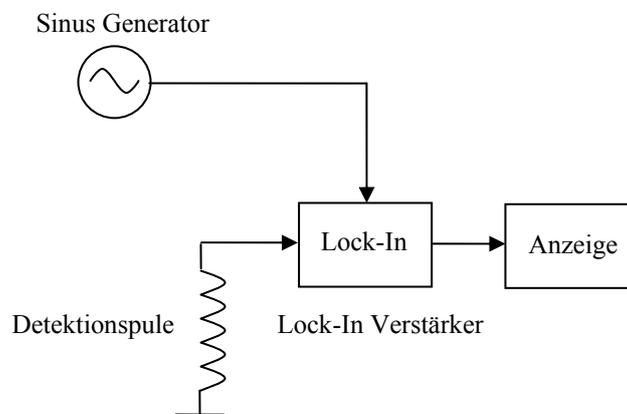


Abb. 4.22 Blockschaltbild zur Oberwellenmethode ohne Erregung. Es fehlt daher die Erregerspule. Das Signal wird vom Bilayer selbst über den magnetoelastischen Effekt erzeugt.

5 Schlussfolgerungen

Neuartige Sensoren aus mehrschichtigen magnetostriktiven Metallen dienen zur Erfassung unterschiedlicher Größen wie Krümmung, Position und Temperatur. Das Sensorprinzip ermöglicht auch eine Signalerfassung ohne physischen Kontakt mit dem Sensorelement. Bisherige Versuche konnten Distanzen bis zu einigen Millimetern überbrücken. In dieser Arbeit wurde nun eine neue Methode entwickelt, welche über Distanzen von bis zu 1 m gute Ergebnisse liefert.

Es wird dazu die schmale Magnetisierungskurve des magnetostriktiven Layers ausgenutzt, um Vielfache der Frequenz des erregenden Magnetfeldes zu erzeugen. Dieses Prinzip wurde durch zahlreiche kontaktbehaftete Messungen untersucht. Dabei wurden sowohl die verwendete Erregerfrequenz als auch -feldstärken optimiert. Es wurde auch untersucht, welche Oberwelle die größte Sensitivität erzielt. Wenn eine Messung ohne schirmende Medien vorgenommen werden soll, ist eine Erregerfrequenz von 6,5 kHz mit einer dazugehörigen dreifachen Messfrequenz besonders günstig. Die optimale Feldstärke variiert je nachdem welche Spulen und BL-Längen verwendet werden. Liegen elektrisch leitfähige Materialien zwischen den Spulen und dem BL, so ist es günstiger auf niedrigere Frequenzen zu wechseln, um schirmende Wirbelströme in dem Material gering zu halten. Ferner ist eine kontaktlose Signalerfassung auch ohne ein zusätzlich induziertes Magnetfeld zur Erregung des BL prinzipiell möglich und stellt eine interessante Alternative dar. Um einen praktischen Bezug herzustellen, wurden diese Erkenntnisse in zwei Applikationen weiter untersucht:

Physiologische Anwendung: Als Neuerung ist es im Zuge dieser Arbeit gelungen Vitalsignale wie Herzschlag und Atmung im Brustbereich kontaktlos zu erfassen. Dem Probanden wird ein nur wenige zehntel Millimeter dicker Sensor am Brustkorb befestigt. Dabei wird ihm ein Raum von 1 m zwischen den beiden Spulen geboten, in welchem er sich frei bewegen kann. Die flache Bauweise des BL-Sensors und seine hohe Empfindlichkeit gegenüber Krümmungen werden ausgenützt, während der Proband von unangenehmen Sensoren und Leitungen am Körper befreit wird.

Anemometer: Eine technische Applikation des Verfahrens stellt die Geschwindigkeitsmessung von strömenden Medien dar. Dabei wird ein BL durch das strömende Medium verbogen. Dies hat den Vorteil, dass im Vergleich zu gängigen Anemometern auch dynamische Prozesse erfasst werden können. Dies ist vom Prinzip auch durch eine kontaktbehaftete Messung zu realisieren. Handelt es sich bei dem Medium jedoch

um eine Substanz, die nicht in die Außenwelt dringen darf, z.B. wegen Explosionsgefahr, so wird hier eine kontaktlose Messung auf kurze Distanz vorteilhaft da keine Leitungen durch die Wände des Rohres geführt werden müssen. Bei Rohren mit Wandstärken von einigen Millimetern sind bisherige Methoden schon an ihre Grenzen angelangt. Das hier gezeigte Verfahren kann mit Rohren aus nichtmetallischen Material mit Wandstärken größer als 10 cm und mehr problemlos überbrücken. Es ist sogar möglich dünne Schichten metallischer Wände trotz abschirmender Wirbelströme zu durchdringen. Mit den zur Verfügung stehenden Geräten konnten Wanddicken nichtmagnetischen Stahls von bis zu 160 μm überwunden werden. Mit empfindlicheren Messgeräten bzw. Spulen, die für höhere Ströme ausgelegt sind, könnte dies noch weiter verbessert werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine neue Methode zur kontaktlosen Erfassung von BL-Sensoren entwickelt und ihre Anwendbarkeit anhand von zwei Applikationen demonstriert. Die Ergebnisse sind viel versprechend und ermöglichen viele zukünftige Anwendungen.

Literaturverzeichnis

- [1] H. Pfützner: *Magnetostrictive amorphous bimetal sensors*, Seminar Proceedings Industrial Applications of Magnetic Sensors, DERA, UK (2000).
- [2] H. Pfützner, K. Futschik: *Method for increased sensitivity of magnetoelastic sensors (in German)*, Patent Nr. AT 410 373 B, G01L 1/12 (1997).
- [3] T. Klinger: *Amorphe ferromagnetische Sensoren zur Bestimmung von Bewegungen des menschlichen Organismus*, Dissertation am Inst. f. Grundlagen u. Theorie d. Elektrotechnik der TU Wien (1992).
- [4] H. Pfützner, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, C. Malvicino, B. Marquardt: *Magnetostrictive Bilayers for Multi-functional Sensor Families*. *Sensors & Actuators* (in press), (2004).
- [5] L. Mehnen, E. Kaniusas, J. Kosel, J.C. Téllez-Blanco, H. Pfützner, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, C. Malvicino, B. Marquardt: *Magnetostrictive Bilayer sensors – A survey*. *Journal of Alloys and Compounds*, 369, 202-204 (2004).
- [6] L. Mehnen, E. Kaniusas, J. Kosel, H. Pfützner, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, A. Merlo, B. Marquardt: *Magnetostrictive Bilayer sensors*. *Proceeding of IEEE Sensors 2004*, Vienna, 326-328 (2004).
- [7] H. Pfützner, E. Kaniusas, J. Kosel, L. Mehnen, T. Meydan, F. Borza, M. Vázquez, M. Rohn, A. M. Merlo, B. Marquardt: *First Magnetic Materials with Sensitivity for the Physical Quantity "Curvature"*. Extended abstract for Japanese Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting and Nano Materials in Cairo, Sept. 17-20, (2005).
- [8] J. Kosel, L. Mehnen, E. Kaniusas, J.C. Téllez-Blanco, H. Pfützner, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, C. Malvicino, B. Marquardt, P. Švec, P. Duhaj: *Manufacturing of Magnetostrictive Macro-Bilayers*. *Proc. for 16th Soft Magnetic Materials Conference*, vol. 2, 621-626 (2004).
- [9] T. Klinger, H. Pfützner, N. Bachl, R. Baron, G. Broschek: *Bewegungsüberwachung in der Sportmedizin mit Hilfe amorpher ferromagnetischer Sensoren*, *Biomed. Technik*, 35, 215-216 (1990).
- [10] E. Kaniusas et al.: *Survey on the biomedical applicability of magnetoelastic bilayer sensors*. *Proc. 3rd Annual Conf. for Psychophysiology and Rehabilitation*, Palanga, Lithuania, 35-36 (2003).

- [11] E. Kaniusas, H. Pfützner, L. Mehnen, J. Kosel, J.C. Téllez-Blanco, G. Varoneckas, A. Alonderis, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, A.M. Merlo, B. Marquardt: *Method for continuous non-disturbing monitoring of blood pressure by magnetoelastic skin curvature sensor and ECG*. In press IEEE Sensors Journal, (2005).
- [12] E. Kaniusas, H. Pfützner, L. Mehnen, J. Kosel, R. Sedlak, L. Zakarevičius, A. Alonderis, G. Varoneckas, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, R. Seccardini, B. Marquardt: *Magnetostrictive bending sensor for registration of eye movements and blink*, Proc. of VII Intern. Conference on Biomedical Engineering, Kaunas, Lithuania, 131-135 (2003).
- [13] E. Kaniusas et al.: *Optimisation of sensitivity and time constant of thermal sensors based on magnetoelastic amorphous bilayers*. J. Alloys and Compounds, 369, 198-201 (2003).
- [14] C. Malvicino et al.: *Development of new applications for magnetostrictive bilayers in automotive field*. FISITA World Automotive Congress, Barcelona, Spain, 8 p (2004).
- [15] J. Kosel, L. Mehnen, E. Kaniusas, H. Pfützner, T. Meydan, M. Vázquez, M. Rohn, A. M. Merlo, B. Marquardt: *Non-Contact Detection of Magnetoelastic Bilayer Position Sensors*. Journal of Sensors and Actuators A, 123-124, s.349-353 (2005).
- [16] K. Finkenzyler: *RFID- Handbuch*, Carl Hanser Verlag München Wien (2002).
- [17] W. Göpel, J. Hesse, J.N. Zemel, R. Boll and K. J. Overshott: *Sensors Volume 5: Magnetic Sensors*, VCH, Weinheim (1989).
- [18] I.A. Osborne: *Demagnetization Faktors of the General Ellipsoid*, Physical Review 67 s.351-357 (1945).
- [19] E. Mulasalihović: *Signalerfassung an biegeempfindlichen, magnetoelastischen Sensoren mittels elektrischer Resonanz*, Diplomarbeit am Inst. F. Grundlagen u. Theorie d. Elektrotechnik der TU Wien (2006).
- [20] E. Keller: *Ferromagnetismus*, Springer, Heidelberg (1962).
- [21] J.W.S. Rayleigh: *Tracking the harmonic response of magnetically-soft sensors for wireless temperature, stress, and corrosive monitoring*, Phil. Mag., 23, 225 (1887).
- [22] K. Handrich, S. Kobe: *Amorphe Ferro- und Ferrimagnetika*, Physik Verlag, Weinheim (1980).
- [23] K.G. Ong, C.A. Grimes: *Tracking the harmonic response of magnetically soft sensor for wireless temperature, stress and corrosive monitoring*, Sensors and Actuators A 101, s.49-61 (2002)

- [24] E. Kaniusas: *Auskultation und Verarbeitung von Schnarchgeräuschen zum Zwecke der Detektion von Apnoen*, Dissertation am Inst. f. Grundlagen u. Theorie d. Elektrotechnik der TU Wien (2001).
- [25] L. Mehnen: *Ferromagnetic amorphous bending sensors for artery wall displacement measurement: simulation and practice*, Dissertation am Inst. f. Analysis und Technische Mathematik der TU Wien (2002).
- [26] A. Prechtel: *Vorlesungen über die Grundlagen der Elektrotechnik Band 2*, Springer Verlag Wien NewYork (1995).
- [27] S. Traxler, J. Kosel, H. Pfützner, E. Kaniusas, L. Mehnen, I. Giouroudi: *Contactless flow detection with magnetostrictive bilayers*, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 142, Issue 2, Pages 491-495, (2008).