

Entwurf eines planarspulenbasierten
Drehwinkelsensors in Verbindung
mit einem ratiometrischen, frequenz-
analogen Messprinzip

UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN
FAKULTÄT FÜR ELEKTROTECHNIK

**Entwurf eines planarspulenbasierten Drehwinkelsensors
in Verbindung mit einem ratiometrischen,
frequenzanalogen Messprinzip**

Dissertation

Verfasser: Martin Reischl

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. H.-R. Tränkler

1. Berichterstatter: Prof. Dr. M. Horn

2. Berichterstatter: Univ.-Prof. Dr. W.-J. Becker

Tag der Prüfung: 30. Januar 2004

Erlangter

akademischer Grad: Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

Perlach, den 26. April 2004

Vorwort

Die Arbeit entstand aufgrund meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mess- und Automatisierungstechnik der Fakultät für Elektrotechnik der Universität der Bundeswehr München.

Herrn Prof. Dr. H.-R. Tränkler danke ich für die Förderung und Begleitung dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr. M. Horn danke ich für seine fachliche Unterstützung.

Herrn Dipl.-Ing. H. Baer und Herrn Dr.-Ing. J. Mark danke ich für die Durchsicht des Manuskriptes.

Meinen Kollegen Herrn Dr.-Ing. L. Makadmini, Herrn Dr.-Ing. A. Czajor, Herrn Dr.-Ing. J. Pichlmaier und Herrn Dr.-Ing. H. Ruser danke ich für wertvolle Hinweise.

Herrn H. Ketzer danke ich für die Unterstützung bei diversen elektrische Messaufbauten.

Herrn P. Frank und Herrn J. Behr danke ich für die Unterstützung bei mechanischen Aufbauten.

Oktober 2003

M. Reischl

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	XII
1 Einleitung	1
1.1 Ziel der Arbeit	3
1.2 Überblick über die Arbeit	3
2 Drehwinkelsensoren und deren Funktionsprinzip – Stand der Technik	6
2.1 Optisch inkremental kodierte Winkelsensoren	6
2.2 Potentiometrische Winkelsensoren	7
2.3 Winkelsensoren auf der Basis magnetfeldempfindlicher (Halbleiter-)Sensoren	7
2.3.1 Halleffekt-Magnetfeldsensoren	7
2.3.2 Feldplatten	8
2.3.3 GMR(Giant Magneto Resistors)-Sensoren	8
2.4 Induktive Aufnehmer	9
2.5 Beurteilung der Drehwinkelsensoren	9
3 Auswerteverfahren für induktive Sensoren – Stand der Technik	11
3.1 Brückenschaltungen	11
3.2 (Differential-)Transformatoren	13
3.3 Spannungsmessung am induktiven Sensor	15
3.4 LC-Oszillatoren	16
3.5 Auswerten induktiver Sensoren in doppelt rückgekoppelten Phasenregelschleifen	20
3.6 Ermittlung der Spulenimpedanz durch Leistungsmessung	21
4 Nichtlineare Oszillatorschaltungen zur Auswertung induktiver Sensoren	23
4.1 RL-Oszillatoren, realisiert mit Transistoren	23
4.1.1 Übergang vom RL-Oszillator zum harmonischen LC-Oszillator und Vergleich bezüglich Temperaturstabilität	29
4.2 RL-Oszillatoren mit einem Operationsverstärker	32
4.2.1 Qualitative Begründung für das Entstehen der Oszillation eines RL-Oszillators	35
4.2.2 Mathematischer Nachweis der Oszillation; Zeitverlauf von Spannung und Strom an der Induktivität des RL-Oszillators mit einem OpAmp	36
4.2.3 Berechnung der Periodendauer der Schwingfrequenz	39

4.2.4 Berücksichtigung der ohmschen Verluste des Wirbelstromsensors bei der Periodendauerberechnung	41
4.2.5 Einfluss unterschiedlicher Sättigungsspannungen auf die Periodendauer	45
4.2.6 Abhängigkeit der Periodendauer von den Schaltungsparametern; Regeln zur Reduzierung des Temperatureinflusses	47
4.2.7 Empirische Betrachtungen zur Schwingbedingung	50
4.3 Betrachtung der messbereichsbezogenen Frequenzstabilität; Bewertung des frequenzanalogen Ausgangssignals von Messoszillatoren und Vergleich von LC-, RC- und RL-Oszillatoren	51
4.4 Auswertung mehrerer Wirbelstromsensoren am gleichen Oszillatorkreis	55
4.5 Messzeit und Auflösung von Frequenz- und Periodendauermessung	57
4.6 Vergleich der Auswerteverfahren nach Kapitel 3 und 4	59
5 Eigenschaften und Charakterisierung des Planarspulsensors	61
5.1 Herstellung der Planarspule	61
5.2 Verhalten gegenüber ferromagnetischen Werkstoffen	63
5.3 Verhalten gegenüber leitfähigen paramagnetischen Materialien	64
5.4 Eindringtiefe und Schirmung des magnetischen Feldes	65
5.5 Mathematische Beschreibung der Planarspule	66
5.5.1 Gleich- und Wechselstromwiderstand	66
5.5.2 Berechnung der Gleichstrominduktivität mit dem Biot-Savartschen Gesetz ...	68
5.5.3 Induktivität einer kreisrunden Leiterschleife	69
5.5.4 Induktivität einer rechteckigen Leiterschleife	70
5.5.5 Gegeninduktivität	71
5.5.6 Induktivität spiralförmiger Planarspulen	73
5.5.7 Induktivität rechteckförmiger Planarspulen	74
5.6 Bestimmung der Eigenkapazität von (Planar-)Spulen	75
5.7 Temperaturabhängigkeit der Planarspulenimpedanz	78
5.8 Aspekte zur Wahl des Materials für die Wirbelstromdämpfungsplatte sowie der Auswertefrequenz	78
5.9 Exemplarische Messungen des Temperatureinflusses an einem RL-Oszillator in Verbindung mit Planarspule	81
5.9.1 Weichferritische Werkstoffe	81
5.9.2 RL-Oszillator mit einem OpAmp und einer Planarspule	83
5.9.3 RL-Oszillator mit Differenzprinzip	86
6 Drehwinkelsensor zur Erfassung eines 160°-Winkelbereichs	88

6.1	Messung der Einflussgröße Temperatur	88
6.2	Linearisierung und Temperaturkorrektur der statischen Sensorkennlinie	91
6.2.1	Rechnergestützte Korrektur des Temperatureinflusses	93
6.2.2	Korrektur des Sensorsignals mit einer zweidimensionalen Kennfeld-Tabelle	94
6.3	Planarspulenbasierter Drehwinkelsensor für 160°-Winkelbereich	95
6.3.1	Dynamische Kalibration anhand systemimmanenter Winkelreferenzpunkte ..	101
6.4	Schlussfolgerung	102
Anhang A: Programmiergerät zur “In-Circuit”-Programmierung von PIC-Mikrocontrollern		110
Anhang B: Das Gerberdatenformat		117
Anhang C: Differentieller Schraubenfedersensor		119
Literaturverzeichnis		123

Liste der wichtigsten Formelzeichen

Formelbuchstabe	Benennung	Einheit
A	Fläche	m^2
a	Abstand	m
\vec{B}	magnetische Induktion (Vektor)	Vs/m^2
b	Leiterbahnbreite	m
C	Kapazität	F
e	Eulerzahl	2,718281828
f	Frequenz	Hz
G	Leitwert	S
\vec{H}	magnetische Feldstärke (Vektor)	A/m^2
h	Leiterbahnhöhe	m
I	Strom	A
L	Induktivität	H
N	Windungszahl	1
L_S	Seriensatzinduktivität	H
Q_L	Spulengüte $\omega L_S / R_S$	1
R_S	Seriensatzwiderstand	Ω
R	Widerstand	Ω
R_{ON}	Analogschalterdurchgangswiderstand	Ω
R^2	Regressionskoeffizient	1
S	Anstiegsgeschwindigkeit - slew rate	$V/\mu s$
T	Periodendauer	s
\underline{T}	Schleifenverstärkung	1
t	Zeit	s
τ	Dauer einer Frequenzmessung	s
U	Spannung	V
U_b	Versorgungsspannung	V
U_0	Generatorspannung	V
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung	V
u_d	Brückendiagonalspannung	V
U_{Sat}	Sättigungsspannung eines OPV	V
X	Blindwiderstand	Ω
β	Phasenverschiebung	rad

α_{20}	linearer Temperaturkoeffizient bei 20 °C	1/K
ϑ	Temperatur	°C
Φ	magnetischer Fluss	Vs
ρ	spezifischer Widerstand	$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$
$d\bar{s}$	differentielles Wegelement	m
β_{20}	quadratischer Temperaturkoeffizient bei 20 °C	1/K ²
Δ	Spanne	1
σ	spezifische Leitfähigkeit	S m/mm^2
ω	Kreisfrequenz	rad/s
δ	Eindringtiefe	1/m
μ_i	innere relative Permeabilität	1
μ_w	wirksame relative Permeabilität	1
u_L	Spannung an der Induktivität	V
i_L	Strom an der Induktivität	A
U_{Sat}^+	positive OpAmp-Ausgangssättigungsspannung	V
U_{Sat}^-	negative OpAmp-Ausgangssättigungsspannung	V
U_{th}	Komparatorschaltswelle	V

Liste der verwendeten Abkürzungen

API	applied programmable interface
CAD	computer aided design
CAM	computer aided manufacturing
DXF	drawing exchange format
EIB	european installation bus
OpAmp	operational amplifier

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit erfolgen der Entwurf und die Untersuchung eines Low-Cost-Drehwinkelsensors. Durch ein neuartiges frequenzanaloges Auswerteverfahren für das Sensorelement Planarspule – eine aus Leiterbahnen strukturierte Spule – sowie innovative mechanische Sensorausführungen wird eine hohe Genauigkeit erreicht, bei geringstmöglichen Systemkosten.

Die komplexe und ineinander verzahnte Entwurfskette für den Low-Cost-Drehwinkelsensor setzt sich aus folgenden Teilgliedern zusammen:

- Anwendung der Planarspule zur Positionserfassung, um ein kompaktes und kostengünstiges System zu generieren, sowie die Untersuchung der Aspekte, die für diesen Sensor beachtet werden müssen.
- Analoge Signalaufbereitung der Sensorelementsignale in Hinblick auf Langzeit-, Kurzzeit- und vor allem Temperaturstabilität, deren mikrorechnergestützte Verarbeitung sowie eine Schnittstelle für die Ausgabe der Messwerte.
- Mechanische Umsetzung der Drehung in eine winkelabhängige Beeinflussung des Planarspulensensors.

Das Sensorelement ist eine – unter Verwendung von FR4-Platinenmaterial – aus Leiterbahnen strukturierte Spule. Zur Herstellung bedient man sich der gleichen Technologie, wie sie bei der Erstellung von Platinen für Schaltungen Anwendung findet.

Es folgt eine messtechnische Untersuchung des Einflusses von ferritischem bzw. nichtferritischem leitfähigem Material auf die Impedanz der Planarspule. Durch Parameterextraktion – Anpassen eines Spulenersatzschaltbildes an gemessene oder simulierte frequenzabhängige Impedanzverläufe – wird die Bestimmung der Spulenkapazität vorgenommen. Numerisches Auswerten des Biot-Savartschen Gesetzes zu vorgegebenen Planarspulendimensionen gestattet die Bestimmung der Induktivität. Damit wird vorab eine simulative sowie experimentielle Untersuchung der analogen Signalaufbereitung (Auswerteschaltung) ermöglicht.

Anschließend erfolgt Betrachtung des Einflusses der temperaturbedingten Leitfähigkeitsvariation in der Wirbelstromdämpfungsplatte auf die abstands- und frequenzabhängige Induktivitätsänderung. Abschließend werden Messkurven mit der Planarspule in Verbindung mit den in Kapitel 4 entwickelten Messschaltungen dargestellt.

Dabei wird der Messeffekt eines sich durch weichferritisches Material verändernden Oszillatorsignals gezeigt. Durch die analogen Temperaturkorrekturverfahren wird eine hohe Genauigkeit erreicht.

Nach einer bewertenden Untersuchung gängiger Messverfahren für induktive Sensoren (Kapitel 3) wird ein neues Auswerteverfahren für den Planarsensor entworfen. Die Umsetzung des Planarspulensensorsignals erfolgt durch ein frequenzanaloges Messverfahren, basierend auf RL-Oszillatoren; dadurch werden das schlechte Langzeitstabilitätsverhalten von LC-Oszillatoren, bedingt durch zeitliche Instabilitäten von Kondensatoren (ausgenommen sind Luftkondensatoren; diese haben jedoch im Nanofaradbereich eine sehr große Baugröße und sind somit für einen kompakten Sensor nicht geeignet), umgangen und gleichzeitig die geforderte Bedingung eines Low-Cost-Systems eingehalten. Merkmal dieser RL-Oszillatoren ist ein negativer Widerstand(N-Typ).

Mit Hilfe des Schaltungssimulators Spice werden neue Varianten von RL-Oszillatoren gene-

riert. Bei der messbereichsbezogenen Kurzzeitstabilität, und damit zusammenhängend der erreichbaren Auflösung, erbringt ein spezieller RL-Oszillatortyp beispiellose Leistungsdaten und wird daher im Drehwinkelsensor verwendet.

Durch Erstellen eines Zustandsmodells für den im Sensor verwendeten RL-Oszillator wird erstmalig der mathematische Nachweis erbracht, dass dieser, mit einer Induktivität beschaltet, eine Oszillation erzeugt. Aus dem Zustandsmodell werden die zeitlichen Strom- und Spannungsverläufe an der Induktivität der RL-Oszillatoren abgeleitet.

Um ein tiefgreifendes Verständnis für den im Drehwinkelsensor eingesetzten RL-Oszillatortyp zu erlangen, wird für diesen ein physikalisches Modell in Verbindung mit einem Wirbelstromsensor erstellt. Dies ermöglicht einen Einblick, welche Maßnahmen zu ergreifen sind, um die Einflussgröße Temperatur zu korrigieren, und damit die Genauigkeit des Gesamtsystems zu erhöhen. Spicegestützte Simulationen decken zusätzliche, die Temperaturstabilität begünstigende Einflüsse auf.

Die für den Einzelsensor durch Rauschen begrenzte Auflösung des analogen Signals und damit die erreichbare Genauigkeit wird durch sequentielles Auswerten mehrerer Planarspulensensoren am gemeinsamen Oszillatorkreis umgangen. Damit kann die absolute Genauigkeit des Gesamtsystems die zufriedenstellende Genauigkeit des Einzelsensors um das bis zu 2048-fache übersteigen. Bei identischen Planarspulen lassen sich ferner temperaturstabile Nullpunkte erzeugen.

Das dargestellte Funktionsmuster des Drehwinkelsensors zeigt, wie durch ratiometrische Auswertung mehrerer Spulen die Genauigkeit erhöht wird. Dabei wird bei der Drehung eine Spule einer winkelabhängigen Abstandsänderung eines Nockenkörpers ausgesetzt und mittels einer weiteren Spule gleicher Geometrie temperaturkorrigiert.

Zwei weitere Spulen des Sensorsystems dienen dazu, definierte Kalibrierpunkte an einem Zahnkranz zu erkennen; anhand dieser eindeutig definierten temperaturstabilen Winkelmesspunkte kann das System vor Ort rekaliert werden.

Als Schlussfolgerung werden drei weitere beispielhafte Sensorstudien dargelegt, die Schwachpunkte des Drehwinkelsensorprototypen überwinden und den hohen Anforderungen im Automobilsektor genügen. CAD gestützte mechanische Simulationen zeigen, wie der Messbereich durch Spreizung auf ein Planarspulenarray abgebildet wird und zudem temperaturstabile Winkelreferenzpunkte erzeugt werden, an denen Nullpunktstabilität herrscht.

1 Einleitung

Der Weltmarkt für Sensoren mit einem Volumen von 28,3 Mrd. Euro im Jahr 1994 wird nach einer Studie [1] 2004 eine Größe von 47,2 Mrd. Euro erreichen.

Die durchschnittlichen Sensorpreise werden sich dabei um 30 % reduzieren; dies ist in der Studie bereits berücksichtigt. Die Reduzierung der Kosten wird durch den zunehmenden Einfluss der Mikrosystemtechnik sowie eine stete Funktionsintegration (hybrid oder monolithisch) und rapide fortschreitende, immer leistungsfähigere Halbleitertechnik ermöglicht.

Der Preisdruck wird sich auch auf die *etablierten Sensoren* auswirken.

Bei den Sensorarten rangieren hinsichtlich der Stückzahl Positionssensoren nach Temperatur-, Druck- und Durchflusssensoren an vierter Stelle. Neben der starken Nachfrage aus dem Fahrzeugbau beschert auch die verstärkte Automatisierung in der Fertigungsindustrie, im Maschinen- und Anlagenbau und allem Anschein nach zukünftig in der Gebäudetechnik [2, 3] eine steigend hohe Nachfrage.

Nach den optoelektronischen Weg-/Winkelaufnehmern bilden induktive Positionssensoren die am zweit häufigsten in der Positionssensorik anzutreffende Sensorgattung [4]. Die Gründe hierfür liegen in deren Robustheit und Unempfindlichkeit gegenüber unerwünschten Einflüssen (Feuchte, Öl, Schmutz).

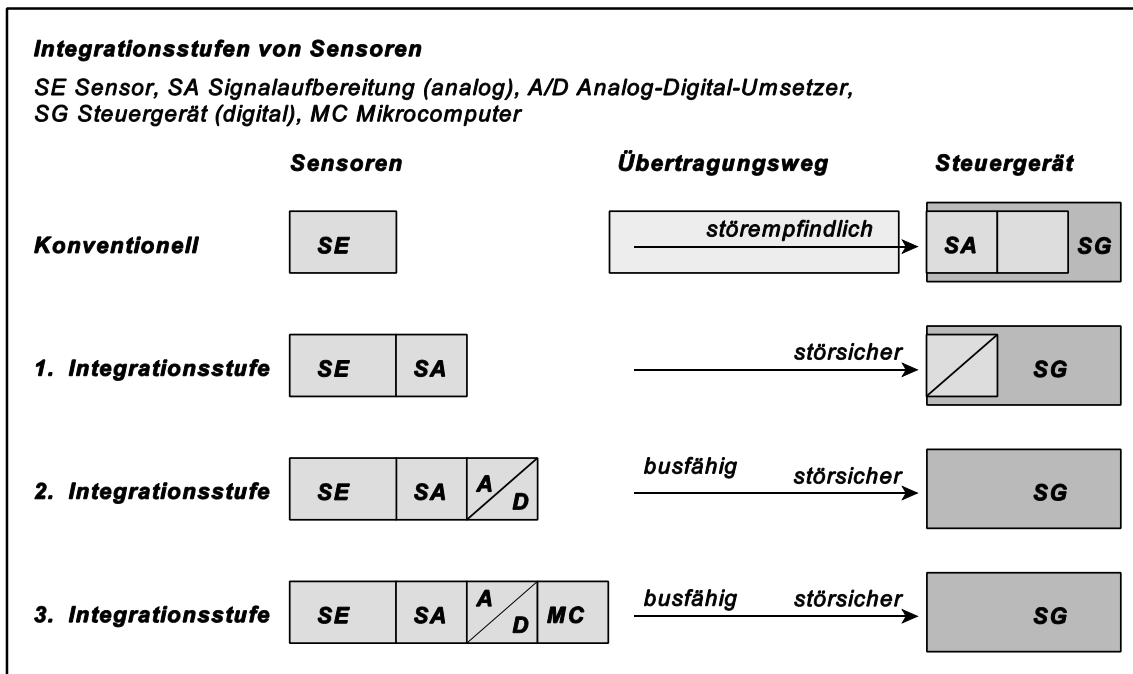


Bild 1.1: Integrationsstufen von Sensoren [5]

Jedoch sind herkömmliche (gewickelte) Spulen für eine Funktionsintegration in ein Mikrosystem nicht sonderlich geeignet, und somit scheint dadurch eine Grenze für eine weitere Kostensenkung vorzuliegen. Zieht man jedoch Planarspulen – d.h. Spulen, die z.B. durch Ätzverfahren, Aufgalvanisieren [6], Dick-, Dünnschichttechnologie oder Laserstrukturierung [7] auf einen Träger aufgebracht worden sind – in Betracht, ist das Ziel, kompakte Mikrosysteme zu schaffen, wieder greifbar.

Außerdem zeichnet sich das Sensorelement *Planarspule* im Vergleich zu gewickelten Spulen und vielen anderen Sensorelementen durch eine bemerkenswerte Robustheit bezüglich hoher Temperaturwerte und mechanischer Belastungen aus; starke Beschleunigungen verändern durch Deformation die Sensorcharakteristik gewickelter Spulen, zu hohe Temperaturwerte verursachen Kurzschlüsse durch Beschädigung der Isolierschicht der Wickeldrähte. Planarspulsensoren eröffnen somit weitere Einsatzgebiete und Anwendungsfelder, die herkömmlichen Sensoren durch ihre technologisch bedingten Eigenheiten verschlossen bleiben müssen.

Weitere Innovationssprünge ergeben sich in Bereichen, in denen sich die Technologien der Mikrosystemtechnik mit denjenigen der Smart-Technik verbinden.

Gefragt sind insbesondere intelligente und busfähige Sensoren (s.a. Bild 1.1). Das Hauptziel der Entwicklung intelligenter Sensoren (smart sensors) ist, Zuverlässigkeit und Nutzungsdauer der Sensoren zu steigern, sowie den Anpassungsaufwand an neue Aufgabenstellungen und Rahmenbedingungen während der Betriebsphase zu erleichtern. Neben der Fähigkeit zur Selbstdiagnose können intelligente Sensoren auch die Funktion der Selbstkalibrierung und Selbstadaptation aufweisen.

Neben den klassischen Sensorstrukturen, wie Reihen-, Parallel- und Kreisstruktur, ermöglicht der an der Messstelle des Sensorelements vorhandene Mikrorechner beim Sensor der 3. Integrationsstufe (Bild 1.1) die Realisierung neuer Sensorstrukturen – in dieser Arbeit wird ein zeitserielles Messverfahren verwirklicht – , welche bei der Einflussgrößenunterdrückung Eigenschaften zeigen, die mit klassischen Sensorstrukturen nicht zu bewerkstelligen sind.

Bei der Entwicklung kommunikationsfähiger Sensoren (bus sensors) liegt das Hauptziel darin, den Anpassungsaufwand bei der Ankopplung an Kommunikationsnetze und übergeordnete Steuerungen bzw. Leitsysteme deutlich zu reduzieren. Auf der Basis genormter Schnittstellen wird es möglich, diese Sensoren problemlos in Netzwerken zu verknüpfen.

1.1 Ziel der Arbeit

Ziel der Arbeit ist es, einen neuartigen Low-Cost-Winkelsensor zur Erfassung eines Winkelbereichs zu entwerfen und zu untersuchen. Dieser soll folgende Entwurfsvorgaben erfüllen:

- geringe Kosten,
- Genauigkeit von mindestens 8 Bit im Temperaturintervall des Consumer-Bereichs,
- geringe Leistungsaufnahme ($< 50 \text{ mW}$),
- Robustheit und Langzeitstabilität.

Die Kosten des Sensors setzen sich aus den Kosten für das Sensorelement, Bauteilekosten der analogen und digitalen Signalaufbereitung der Messgröße sowie der Platine als Träger der Bauteile und das Sensorgehäuse zusammen.

Die erforderliche Genauigkeit hängt vom Anwendungsgebiet ab. Durch die Temperatur spezifizierte Anwendungsbereiche sind z.B. der Indoor-Bereich in der Gebäudetechnik, definiert von -5 °C bis 45 °C , der Consumer-Bereich von 0 °C bis 70 °C oder der Automobilbereich von -40 °C bis 125 °C . Außerdem kann durch die Applikation eine Mindestgenauigkeit in einem Teilbereich erforderlich sein; so muss aus Sicherheitsgründen der Schließzustand von Türen zuverlässig erfasst werden – der Winkelbereich zwischen angelehnt und geschlossen beträgt $\approx 0,8^\circ$ – für eine Raumklimaregelung ist jedoch eine Genauigkeit von etwa 3° ausreichend.

Sind in einem System (z.B. Gebäude) eine Vielzahl von Sensoren vorhanden, muss die Leistungsaufnahme jedes einzelnen Sensors gering sein, um den Gesamtenergieverbrauch niedrig zu halten. So darf zum Beispiel die Leistungsaufnahme einer Sensorapplikation, die ans EIB-Bussystem angeschlossen wird, 50 mW nicht überschreiten.

Die Langzeitstabilität wird durch Verwendung entsprechender elektronischer Komponenten oder besonderer (Mess-)Strukturen gewährleistet. Robustheit wird durch die konstruktive mechanische Ausführung des Sensors erreicht.

1.2 Überblick über die Arbeit

Die einzelnen Kapitel sind in Bild 1.2 in ihrem Zusammenhang gezeigt.

In Kapitel 2 wird eine bewertende Übersicht und kurze Erläuterung der Funktionsweise der derzeit am häufigsten in der Praxis verwendeten Drehwinkelsensoren gegeben.

In Kapitel 3 werden verschiedene Messverfahren zur Auswertung induktiver Sensoren erläutert, die in der Literatur erwähnt werden bzw. in der Anwendung anzutreffen sind.

Das in dieser Arbeit untersuchte neue Messverfahren für Planarspulen wird in Kapitel 4 ausführlich dargelegt. Eine Gegenüberstellung der Messverfahren in Abschnitt 4.6 und die Beurteilung anhand der Aufgabenstellung begründet die Auswahl des neuartigen Messverfahrens für den Drehwinkelsensor.

Kapitel 5 beschreibt den Design- und Herstellungsablauf des auf einer Leiterplatte strukturierter Planarspulensensors. Anhand beispielhaft gemessener Impedanzkurven in Abhängigkeit von der Position und der Erregerfrequenz des Sensors gegenüber leitfähigem ferromagnetischen bzw. nichtferromagnetischen Material wird das Sensorprinzip erläutert. Durch numerische Auswertung des Biot-Savart'schen Gesetzes wird die Grundinduktivität spiral- und rechteckförmiger Planarspulen berechnet.

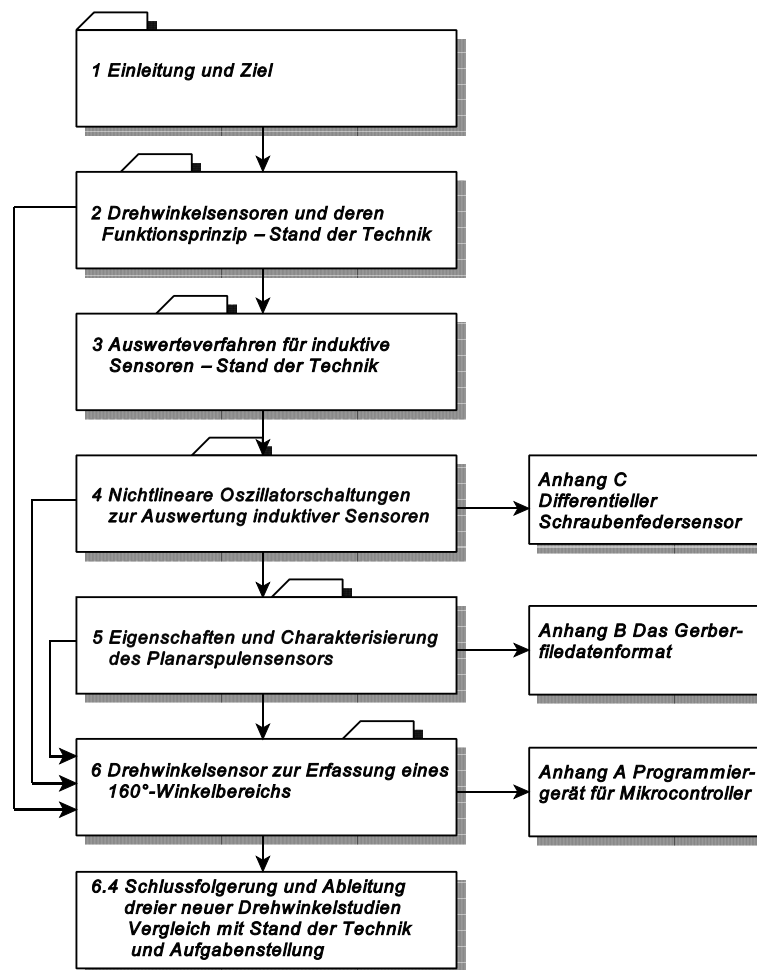


Bild 1.2: Gliederung der Arbeit

Es folgt eine Betrachtung des direkten (Materialausdehnung) und indirekten (temperaturbedingte Variation der Leitfähigkeit der Wirbelstromdämpfungsplatte) Temperatureinflusses auf

den induktiven Anteil bei verschiedenen Frequenzen. Exemplarische Messungen eines RL-Oszillators nach Kapitel 4.2 in Verbindung mit Planarspulen hinsichtlich Temperaturabhängigkeit beschließen das Kapitel.

In Kapitel 6 wird einleitend ein ratiometrisches Temperaturmessverfahren – Messen der temperaturabhängigen Anstiegsgeschwindigkeit an einem RC-Glied – beschrieben. Es dient zur Erfassung der Einflussgröße Temperatur und ist zugleich strukturverwandt mit der Sensorelektronik im Positionssensor. Anschließend wird ein Funktionsmuster eines Winkelsensors vorgestellt. Anhand von Winkelmesskurven mit dem Parameter Temperatur werden Algorithmen zur Signalverarbeitung entwickelt, die den störenden Temperatureinfluss aufheben. Des Weiteren wird ein Rekalibrierverfahren erläutert, das es ermöglicht, die Sensorkennlinie vor Ort aufzunehmen.

In Abschnitt 6.4 werden Schlussfolgerungen aus der Erfahrung mit dem ersten Funktionsmuster gezogen. Anhand weiterer Konzeptstudien für einen Drehwinkelsensor wird gezeigt, wie sich die Genauigkeit erhöhen lässt. Damit werden die geforderten Entwurfsziele eingehalten. Erreicht wird dies durch Aufteilen des Messbereichs in Teilintervalle. Diese werden mit ausreichender Genauigkeit mit der verwendeten Elektronik und jeweils einem einzelnen Planarspulensensor des Mehrfachplanarspulensystems erfasst.

Anhang A beschreibt ein im Rahmen dieser Arbeit entworfenes Mikrocontrollerprogrammiersystem (Incircuitprogrammer) zur Implementierung der Algorithmen in dem Mikrocontroller. Die Datenübertragung des Programmier-Files erfolgt über die parallele Schnittstelle eines PC an eine Logikschaltung, welche den seriellen Programmierport des Mikrocontrollers bedient. C-Funktionen – mit Quelltext – zeigen, wie der Parallelport angesprochen wird.

Anhang B erläutert das Gerberfile-Format, welches die Information über die Geometrie eines Layouts enthält und zur Herstellung der Planarspulen verwendet wird.

Anhang C beschreibt beispielhaft eine Sensorapplikation, für die sich das untersuchte Messverfahren einsetzen lässt. Durch die Anwendung des Differentialprinzips (s. Kap. 4.4) und analoge Korrektur von Temperatureinflüssen (s. Kap. 4.2.6) wird eine sehr hohe Genauigkeit erreicht.

2 Drehwinkelsensoren und deren Funktionsprinzip – Stand der Technik

Kapitel 2 beschäftigt sich mit marktgängigen Drehwinkelsensoren, deren Funktionsprinzipien sowie ihren Vor- und Nachteilen, zusammengefasst in einer vergleichenden Bewertungstabelle. Anhand des Vergleichs werden die Nachteile bezüglich der Zielsetzung deutlich und rechtfertigen somit die Untersuchung eines neuen Drehwinkelsensorprinzips.

2.1 Optisch inkremental kodierte Winkelsensoren

Die Positionserfassung erfolgt durch das optische Auslesen eines auf einer Scheibe aufgetragenen Strichgitters. Für die Anordnung von Lichtquelle und lichtempfindlichem Detektor unterscheidet man das Durchlicht- und Auflichtprinzip [1].

Beim Durchlichtprinzip wird ein paralleles Lichtbündel, erzeugt aus einer Anordnung von Sendediode und Kondensorlinse, auf die Vorderseite einer Gitterblende gestrahlt. Auf der Rückseite bewegt sich positionsabhängig ein mit einem lichtundurchlässigen Strichgitter versehender Maßstab aus Glas. Dahinter befindet sich eine Anordnung von Photodetektoren zur Erfassung des Hell-/Dunkelmusters. Lichtquelle und Photodetektoren befinden sich auf den gegenüberliegenden Seiten des Maßstabs.

Das Auflichtprinzip verwendet anstelle eines Glasmaßstabes einen Stahlmaßstab, der mit einer Teilung aus reflektierenden Strichen und lichtabsorbierenden Lücken versehen ist. Das reflektierte Licht wird mit einem Photodetektor, der auf der gleichen Seite wie die Lichtquelle sitzt, ausgewertet.

Die feinste verwendbare Teilung liegt beim Durchlichtprinzip bei 10 μm , beim Auflichtprinzip bei 40 μm . Rein inkrementale Wegaufnehmer verwenden zwei um eine viertel Periode versetzte Strichgitter, wodurch eine Richtungserkennung möglich ist. Damit das System auf eine definierte Position bezogen werden kann, wird eine Referenzmarke implementiert, die zu Beginn des Messeinsatzes angefahren werden muss. Im Gegensatz dazu haben absolutkodierte Aufnehmer mehrere Spuren, deren optische Abfrage sofort nach dem Einschalten eine Positionsbestimmung erlaubt. Die Anzahl der Spuren bestimmt die Genauigkeit. Der typische Einsatztemperaturbereich liegt bei 0 °C bis +100 °C [2]. Die derzeitigen minimalen Abmessungen für einen 8-bit Drehgeber liegen bei 35 mm Außendurchmesser und einer Höhe von 30 mm.

Nachteilig sind die hohen Kosten sowie die Baugröße.

2.2 Potentiometrische Winkelsensoren

Widerstandsaufnehmer gehören zu den tastenden (taktile) Wegaufnehmern, da bei der Messung zwischen Messobjekt und Sensor ein mechanischer Kontakt besteht.

Weitverbreitet sind Cermet-Potentiometer, deren Widerstandselement aus einem metallbeschichteten Keramikträger besteht, oder Drahtpotentiometer. Beide Typen sind jedoch in Servosystemen mit großen Anforderungen an die Lebensdauer (bis 100 Mio. Zyklen und mehr) aufgrund des Verschleißes nicht geeignet.

Plastikfilmpotentiometer hingegen, deren Widerstandsbahnen aus einer Mischung aus Harz und Graphitpulver bestehen und im Heißpressverfahren oder Siebdruck aufgebracht werden, erfüllen diese Anforderungen. Der Temperaturkoeffizient handelsüblicher Plastikfilm-Potentiometer liegt unter ± 400 ppm/K. Verstellungen sind bis zu einer Frequenz von 50 Hz möglich. Die Linearitätsabweichungen reichen von ± 2 % bis $\pm 0,05$ % [3, 4].

Nachteilig ist der gegenüber berührungslosen Messverfahren vorhandene Verschleiß.

2.3 Winkelsensoren auf der Basis magnetfeldempfindlicher (Halbleiter-)Sensoren

2.3.1 Halleffekt-Magnetfeldsensoren

Der Halleffekt beruht auf der Lorentz-Kraft, welche eine transversal zu einem Magnetfeld bewegte Ladung zur Seite ablenkt.

Setzt man einen bandförmigen, stromdurchflossenen Leiter einem transversalen Magnetfeld aus, werden die bewegten Elektronen senkrecht zur Bewegungsrichtung abgelenkt. Durch die Ansammlung der Elektronen an einem Rand des Leiters entsteht ein elektrisches Feld quer zum Leiter, dessen Kraft auf die Elektronen im Gleichgewichtsfall die Lorentz-Kraft gerade aufhebt. Die elektrische Feldstärke quer zum Leiter resultiert in einer Spannung zwischen den Rändern – der Hallspannung U_H . Diese Hallspannung tritt in jedem stromdurchflossenen Leiter auf, der einem transversalen Magnetfeld ausgesetzt ist.

Die technische Anwendung des Halleffektes wurde ermöglicht durch die Entdeckung von Halbleitermaterialien mit einer ungewöhnlich hohen Elektronenbeweglichkeit. Das Auftreten einer Offsetspannung, wenn die spannungsabgreifenden Anschlüsse nicht genau einander gegenüber liegen, wird durch eine quadratische oder oktaedrische Bauform [5] und eine Messung der Hallspannung an gegenüberliegenden Stirnseiten minimiert.

Sensorausführungen zur Winkelmessung basieren auf inkrementalem Abtasten von magnetisierten Stahlbändern [6], Zahnrädern oder Konstruktionen, die einen Permanentmagneten winkelabhängig an Differentialanordnungen dieser Hallsensoren vorbeiführen.

Nachteilig sind die hohen Kosten des Sensors, geringe elektromagnetische Verträglichkeit, mangelnde Langzeitstabilität durch Alterung des Magneten sowie hoher Justageaufwand des Sensors.

2.3.2 Feldplatten

Feldplatten sind magnetisch steuerbare Widerstände aus Indium- und Nickelantimonid (InSb/NiSb), deren Beeinflussbarkeit auf dem Halleffekt bzw. Gaußeffekt beruht. Die den Halbleiter durchlaufenden Ladungsträger werden durch die Einwirkung eines transversalen Magnetfeldes seitlich abgelenkt. Die Verlängerung des Weges der Ladungsträger mit zunehmenden Magnetfeld resultiert in einer Erhöhung des Widerstandes der Feldplatte, jedoch ohne Unterscheidung der Polarität des Magnetfeldes. Der Widerstand erhöht sich anfänglich proportional zum Quadrat der Flussdichte, ab sehr hohen Werten (ca. 0,3 T) steigt er fast linear an. Die fertigstrukturierten Halbleiter werden auf Ferrit, Keramik- oder Kunststoffsubstrate aufgeklebt. Die Toleranz des Grundwiderstandes liegt bei $\pm 20\%$.

Winkelerfassende Ausführungen mit Feldplatten werden unter der Bezeichnung Feldplattenpotentiometer geführt. Dabei steuert ein auf einem Rotor sich befindender Permanentmagnet oder eine weichmagnetische Form, die ihrerseits durch einen Magneten polarisiert ist, winkelabhängig zwei Feldplatten im Gegentakt durch ein Magnetfeld aus [7, 8].

Nachteilig sind hohe Kosten des Aufnehmers, mittlere Langzeitstabilität durch Alterung des Magneten, aufwendige Sensorkonstruktion sowie Justierung des Sensors.

2.3.3 GMR(Giant Magneto Resistors)-Sensoren

Im Gegensatz zu Feldplatten und Hallsensoren mit ihrer ausgeprägten Empfindlichkeit gegenüber axialen und lateralen Schwankungen des messsignalerzeugenden Magnetfeldes, was zu hohem Justieraufwand und komplexer Signalverarbeitung führt, reagieren GMR-Sensoren hauptsächlich auf die Richtung des Magnetfeldes und weniger auf dessen Intensität. Dabei sind Spaltbreiten zwischen Magnet und Sensor bis zu 25 mm möglich. Der GMR-Effekt wurde 1989 entdeckt. Er beruht darauf, dass durch Kupferlagen getrennte Kobaltschichten einen Magneten erzeugen, der an einer angrenzenden weichmagnetischen Schicht die magnetischen Elementardipole auszurichten vermag. Es kommt zu einer Widerstandserhöhung, falls ein äußeres Magnetfeld die Ausrichtung des Elektronenspins parallel zur inneren magnetischen Feldstärke stört [9]. Der Widerstand ist minimal, wenn das außen angelegte Magnetfeld in Richtung des inneren Magnetfeldes weist, und maximal, wenn es antiparallel zum Inneren ist. Im antiparallelen Fall

wird eine relative Widerstandsänderung von 5 % erreicht (typischer Nennwiderstand 700 Ω). Eine Temperaturänderung führt zu einer – bei konstantem Temperaturkoeffizienten – Reduzierung der relativen Widerstandsänderung, da sich der Grundwiderstand erhöht.

Die GMR-Sensoren sind als Einzelsensoren oder in Form eines Arrays auf gemeinsamem Substrat zum Einsatz in Brückenschaltungen erhältlich. Damit aufgebaute Drehwinkelsensoren – ein Stabmagnet oder ein Polrad dreht sich relativ zum Sensor – werden im Automobilbereich (Lenkradwinkelsensor [10]) oder in kontaktlosen Drehschaltern für Hausgeräte eingesetzt.

Nachteilig sind hohe Kosten des Sensors, Zerstörung des Sensors bei magnetischen Feldstärken von mehr als 15 kA/m, sowie die temperatur- und feldstärkeabhängige Hysterese.

2.4 Induktive Aufnehmer

Eine große Anzahl verschiedener Ausführungsformen mit unterschiedlichen Auswerteverfahren findet sich im Bereich der induktiven Winkelaufnehmer. Der Vorteil, den induktive Messaufnehmer gegenüber anderen Verfahren aufweisen, ist ihre Unempfindlichkeit gegenüber Schmutz, Öl und Feuchte und die Verwendbarkeit bei Temperaturen bis zu 200 °C (bei zu hohen Temperaturen wird die Lackisolierschicht des Wickeldrahtes zerstört).

Die gleichgerichtete Spannung an einem induktiven Spannungsteiler, variiert durch einen von der Winkelstellung abhängigen Ferritstab, wird als Ausgangssignal zur Verfügung gestellt [11]. Über einen rotierenden Transformator wird beim Resolver eine Wechselspannung eingespeist. Der Stator enthält zwei Wicklungen, in welche dieses Signal eine Spannung induziert. Beide Statorwicklungen sind mechanisch so angeordnet, dass ihre Signale um 90° versetzt ausgegeben werden. Die Amplituden sind dabei abhängig von der Stellung des Rotors zwischen 0° und 360° [2]. Beim Kurzschlussring-Sensor [12] wird auf einem kreisförmigen, eisernen Joch eine Kupferplatte geführt, welche die Impedanz einer auf dem Schenkel des Jochs sich befindenden Spule winkelabhängig variiert. Nachteilig sind die relativ hohen Kosten, bedingt durch den Aufwand beim präzisen und reproduzierbaren Wickeln von Spulen. Weiterhin sind aufgrund der gewickelten Spulen der Baugröße nach unten hin Grenzen gesetzt. Da diese Sensoren bei Erregerfrequenzen bis zu einigen Megahertz betrieben werden, sind Messraten der Winkeländerung über 10 kHz erreichbar. Hohe Beschleunigungen können jedoch die Spulencharakteristik verändern.

2.5 Beurteilung der Drehwinkelsensoren

Tabelle 2.1 vergleicht die marktgängigen Winkelsensoren mit dem zu entwerfenden Winkelsen-

sor. Dieser basiert auf einer Oszillatorschaltung, an der mehrere Planarspulen sequentiell ausgewertet werden. Dazu werden Kriterien wie Baugröße, Grenzfrequenz, Genauigkeit, Kosten, Empfindlichkeit gegenüber störenden Einflussgrößen (Schmutz, Staub, Öl, Feuchte), Robustheit, EMV und Temperatureinsatzbereich herangezogen.

Tabelle 2.1: Vergleichende Beurteilung der Winkelsensoren

	Optisch	Potentiometer	Hall Magnetfeld- feldplatte empfindliche Sensoren GMR	Induktiv (mit gewickelten Spulen)	zu entwerfender Sensor
Baugröße	o	+++	o	-	++
Grenzfrequenz (Messgeschwindigkeit)	o	-	+ + +	++	-
Genauigkeit	+++	o	+ + o	+++	+++
Kosten	-	+++	+ + +	-	++
Schmutz, Staub, Öl, Feuchteempfindlichkeit	o	o	+++ +++ +++	+++	+++
Robustheit (Stoß, Verschleiß, Langzeitstabilität)	o	-	+ + +	o	+++
EMV	+++	+++	+ ++ ++	+++	+++
Einsatztemperaturbereich	o	o	o o o	o	+++
+++ = ausgezeichnet ++ = sehr gut + = gut o = befriedigend - = schlecht					

Aus dem Ziel geringster Kosten, ausreichender Genauigkeit, Längzeitstabilität und Robustheit ergibt sich der Bedarf für die Untersuchung eines Drehwinkelssensors unter Verwendung von Planarspulen in Verbindung mit dem im Kapitel 4 dargelegten neuen Auswerteverfahren. Wäre eine hohe Messrate unter den Zielvorgaben, müsste ein anderer Weg beschritten werden.

3 Auswerteverfahren für induktive Sensoren – Stand der Technik

Das Faradaysche Induktionsgesetz bildet den Ausgangspunkt für Wirbelstrom- und induktive Sensoren [1]. Ein Wechselmagnetfeld induziert Wirbelströme in leitfähigen Materialien oder ruft einen von der Umgebung abhängigen Spannungsabfall längs eines Leiters hervor. Zur Auswertung der Induktivitätsänderung dieser Sensoren ist prinzipiell jede Schaltung geeignet, deren Ausgangssignal sich in Abhängigkeit der Sensorparameter ändert.

In Abschnitt 3.1 bis 3.6 werden gängige Auswerteverfahren für induktive Sensoren erläutert. Jedes Verfahren wird im Anschluss stichwortartig bewertet.

Kapitel 4 legt ein neues Messverfahren für eine Planarspule dar. Eine tabellarische Bewertung der Messverfahren aus 3.1 bis 3.6 sowie jenes in Kapitel 4 erfolgt in Abschnitt 4.6.

3.1 Brückenschaltungen

Die Einteilung von Brückenschaltungen zur analogen Signalaufbereitung von Messgrößen-aufnehmern erfolgt anhand der Anzahl von variabel gestalteten Brückenzweigen in Viertel-, Halb- und Vollbrücken. Prinzipiell sind zur Auswertung von induktiven Sensoren alle drei genannten Arten von Brückenschaltungen möglich, im industriellen Einsatz kommt vorwiegend die Halb- und Vollbrücke in Verbindung mit Differentialdrosseln vor. Bei der Halbbrücke steuert die Messgröße beide Aufnehmer meist gegensinnig aus. Werden die beiden Aufnehmer nach Bild 3.1 verschaltet, erfolgt eine Linearisierung der Kennlinie und Unterdrückung von störenden Temperatureinflüssen auf den Nullpunkt. Für die Viertelbrücke ist keine Linearisie-

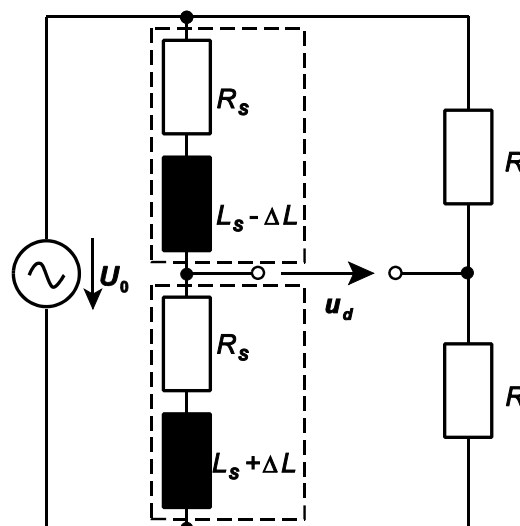


Bild 3.1: Brückenordnung für eine Differentialdrossel

nung und Einflussgrößenunterdrückung der Temperatur möglich. Für die Brückenspannung der Halbbrücken ergibt sich der Zusammenhang zu

$$u_d = \frac{j\omega \Delta L}{2[R_S + j\omega L_S]} U_0 \quad (3.1)$$

Zur Messung der Brückendiagonalspannung u_d wird häufig ein Trägerfrequenzbrücken-Messverstärker-System, bestehend aus einem Trägerfrequenzgenerator (Sinus- oder Rechtecksignal), einem Wechselspannungsverstärker und einem Synchrondemodulator (phasenempfindlicher Gleichrichter), eingesetzt. Dadurch werden Störgrößeneinflüsse (Offsetdriften von Verstärkern, Thermospannungen, Streuflüsse externer Magnetfelder, Netzbrumm, Stromrauschen) weitgehend unterdrückt. Ein Analogmultiplizierer mit einer Sinussteuerspannung für die Synchrondemodulation ermöglicht darüber hinaus die Unterdrückung von Störfrequenzen, die Vielfache der Trägerfrequenz sind.

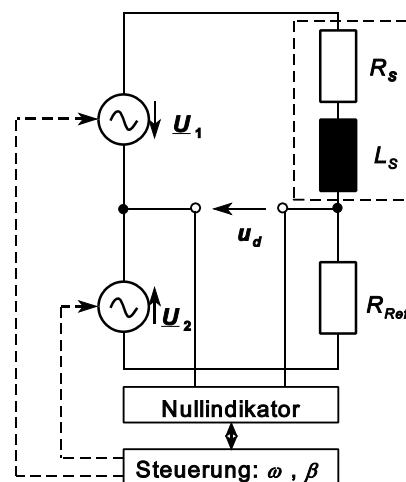


Bild 3.2: Blockschaltbild der digitalen Brückenschaltung [2, 3]

Neben den bisher erwähnten Brückenschaltungen gibt es noch weitere Arten von Schaltungen, z.B. Autobalancing Bridge [4], Reflexionsfaktorbrücke [5]. Mit der zunehmend leistungsfähigen Digitaltechnik ist eine beachtenswerte Methode zur Auswertung von Messgrößen aufnehmern die digitale Brückenschaltung [2, 3] nach Bild 3.2. Für den Brückenabgleich muss gelten:

$$-\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{Ref}}{j\omega L_S + R_S} \quad (3.2)$$

Bleiben die Amplituden der Spannungsquellen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 konstant, erfolgt ein Abgleich, falls

für die Kreisfrequenz ω der Spannungsquellen und ihre gegenseitige Phasenverschiebung β die Bedingungen gelten:

$$\omega = \frac{R_{Ref}}{L_S} \sqrt{\frac{R_{Ref}^2 - R_S^2}{R_{Ref}^2}}, \quad (3.3)$$

und

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \arctan \sqrt{\frac{R_{Ref}^2 - R_S^2}{R_S^2}}. \quad (3.4)$$

Die Signalquellen, deren Frequenz f und Phasenlage β für den Brückenabgleich eingestellt werden müssen, realisiert man durch NCO's (numerical controlled oscillator). Mussten Anfang der 90er Jahre diese Schaltungen noch diskret und unhandlich mit TTL-Logik aufgebaut werden, können heutzutage programmierbare Logik- [6] oder integrierte Bausteine herangezogen werden. Die Potenzialfreiheit der Signalquellen wird mit Übertragern oder differentiellen Operationsverstärkern erreicht.

Gebräuchliche Ausführungsformen induktiver Differentialsensoren in Verbindung mit Brückenschaltungen sind das Differentialtauchanker- und Querankersystem.

■ Wertung der Brückenschaltungen

- - Leistungsverbrauch hoch, wegen komplexer Elektronik
- +++ Messfrequenz sehr hoch; keine langandauernden Einschwingvorgänge
- ++ Auflösung wird durch Bitzahl der AD-Umsetzer sowie durch Rauschquellen der Elektronik bestimmt und ist allgemein hoch.
- ++ Genauigkeit durch Differenzprinzip hoch
- +++ Stabilität hoch, da eingesetzte elektronische Komponenten stabil sind.
- - Kosten hoch; Schaltungsaufwand hoch
- - schwierig zur Auswertung für mehrere induktive Sensoren erweiterbar

3.2 (Differential-)Transformatoren

Die physikalische Grundlage des Sensorprinzips ist die messgrößenabhängige Variation der induktiven Kopplung zwischen einer Primärspule, die ein Wechselmagnetfeld erzeugt, und

einer oder mehrerer Sekundärspulen, in denen Spannungen induziert werden. Die praktische Bedeutung von Messtransformatoren (eine Primär- und eine Sekundärspule) darf als gering eingeschätzt werden, da keine analoge Einflussgrößenunterdrückung (Temperatur) erfolgt. Ein Hersteller [8] bietet ein auf Planarspulen basiertes hochauflösendes Dehnungsmesssystem an; die induktive Kopplung der Spulen wird durch ein amorphes ferromagnetisches Band mit dehnungsabhängiger relativer Permeabilität μ_r variiert. Nach Herstellerangaben muss jedes einzelne System bezüglich der Temperatur kalibriert werden. Das Condet-Verfahren [9] kommt mit einer einzigen Spule aus. Diese arbeitet zum einem als Sendespule (ein an dieser Spule angelegter Spannungsimpuls induziert im metallischen Objekt, dessen Abstand erfasst werden soll, eine Spannung) und zum anderen als Empfangsspule (der im metallischen Objekt fließende Strom erzeugt in der Spule einen Spannungsimpuls).

Dominierend bei Positionieraufgaben sind Differentialtransformatoren. Diese werden zur Abstands- und Winkelmessung eingesetzt. Differentialtransformatoren zur Abstandsmessung werden auch unter der Bezeichnung LVDT (linear variable differential transformer) geführt, solche zur Winkelmessung bezeichnet man als RVDT (rotary variable differential transformer). Der Einsatz von Differentialtransformatoren mit gewickelten Spulen zur Wegerfassung ist seit langem bekannt [10]. Seit geraumer Zeit werden in Produkten und Forschungsarbeiten Differentialsensoren, basierend auf Spulen in Planartechnologie, verwendet [11, 12, 13].

Zur Auswertung der durch die wechselstromgespeiste Erregerspule in den Sekundärspulen induzierten, messgrößenabhängigen Wechselspannung stehen drei Varianten zur Verfügung (s. a. [14]). Ein Trägerfrequenzmessverstärker mit anschließender Synchrondemodulation, ein passives Amplitudendemodulationssystem oder die Auswertung der Phasenverschiebung zwischen Erreger- und Sekundärspulen [15, 16].

Bild 3.3 zeigt das Blockschaltbild eines passiven Amplitudendemodulationssystems, das Anwendung in einem mit Planarspulen realisierten Winkelsensor findet. Das Magnetfeld der Primärspule induziert in den Sekundärspulen eine Wechselspannung. Die über einen Multiplexer ausgewählte Sekundärspulenspannung wird verstärkt, gleichgerichtet und das erhaltene Spannungssignal nach einer Tiefpassfilterung ausgewertet.

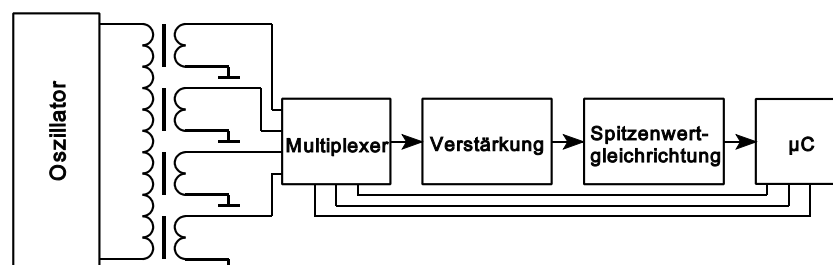


Bild 3.3: Blockschaltbild eines RVDTs [16]

- Wertung der Transformatoren
- + Leistungsverbrauch mittel bis niedrig
- ++ Messfrequenz hoch, keine langandauernden Einschwingvorgänge
- ++ Auflösung wird durch Bitzahl der AD-Umsetzer bestimmt und ist allgemein hoch.
- +++ Genauigkeit durch Differenzprinzip sowie durch spezielle Ferrite sehr hoch
- ++ Stabilität hoch, da elektronische Komponenten alle stabil sind.
- + Kosten niedrig, einige Verfahren patentrechtlich geschützt
- Verwendung mehrerer Empfangsspulen auf spezielle Geometrien beschränkt

3.3 Spannungsmessung am induktiven Sensor

Der Sensor wird aus einer Signalquelle konstanter Amplitude und Frequenz gespeist. Die zu erfassende Messgröße beeinflusst den Wechselstromwiderstand; ausgewertet wird die am Spulensensor anliegende Spannung. Bei einem inkrementalen Codelineal [17] werden mehrere Planarspulen mit Kondensatoren zu Schwingkreisen verschaltet und parallel die binäre Information – die Spule wird durch eine Kupferfläche bedämpft oder nicht – ausgewertet. Ein Referenzschwingkreis dient zur Temperaturkompensation.

Einige Sensorhersteller messen die Amplitude an einem induktiven Spannungsteiler. Durch Verwendung zweier Spulen wird eine Unterdrückung der Einflussgröße Temperatur erreicht [18, 19]. Ein System, das eine einzige Luftspule ohne ferritischen Kern parallel geschaltet zu einem Kondensator verwendet, misst neben der messinformationstragenden Wechselspannungsamplitude auch den Gleichstromwiderstand der Spule [20]. Durch die Gleichstromwiderstandsmessung können Temperaturschwankungen am Messort durch die unmittelbare thermische Kopplung sofort korrigiert werden. Ohne spezielle Maßnahmen zur Korrektur von Temperatureinflüssen sind Wirbelstromsensoren bei schwankender Umgebungstemperatur kaum einzusetzen [21].

- Wertung der Spannungsmessung am induktiven Sensor
- - Leistungsverbrauch hoch wegen komplexer Elektronik
- +++ Messfrequenz sehr hoch, keine langandauernden Einschwingvorgänge
- ++ Auflösung wird durch Bitzahl der AD-Umsetzer bestimmt sowie durch innere Rauschquellen; Rauschquelle Temperatur wird nicht so gut wie bei Brücken unterdrückt.
- + Genauigkeit mittel bis hoch
- ++ Stabilität hoch, da elektronische Komponenten alle stabil sind.
- - Kosten sowie Schaltungsaufwand hoch
- ++ zur Auswertung mehrerer Spulen einfach erweiterbar

3.4 LC-Oszillatoren

Das am häufigsten in der Literatur zitierte Verfahren zur Auswertung induktiver Sensoren sind harmonische LC-Oszillatorschaltungen [22, 23, 24, 25, 26].

Der Oszillator besteht aus einer Reihen- oder Parallelschaltung von Kondensator und Spule, die in Verbindung mit einem aktiven Zwei- (Doppelbasis- und Vierschichtdiode für Serienschwingkreise bzw. Impattdiode, Gunn-Element, Tunnel diode, Dynatron für Parallelschwingkreise), Drei- (Transistor) oder Vierpol (Operationsverstärker) ein schwingfähiges System bilden [27].

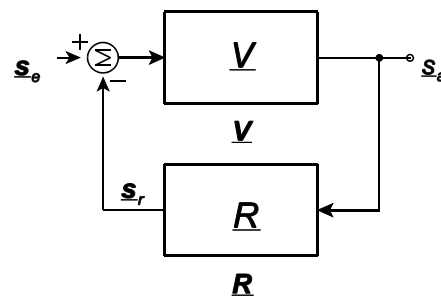


Bild 3.4: Kreisstruktur eines Oszillators

■ Grundlagen

Die Funktionsweise des Oszillators wird anhand Bild 3.4 erläutert. Das Eingangssignal s_e wird im Vorwärtszweig mit dem Übertragungsfaktor \underline{V} auf das Signal s_a verstärkt. Komplexe Verstärkungsfaktoren berücksichtigen die Phasenverschiebungen der Übertragungsglieder. Das Rückkopplungsnetzwerk \underline{R} erzeugt das Signal s_r und führt es auf dem Eingang zurück. Weist das rückgeführte Signal gleichen Betrag und eine 180° -Phasenverschiebung gegenüber dem Eingangssignal auf, kann es dieses ersetzen. Nach dem Anstoßen der Schwingung ist das Eingangssignal nicht mehr notwendig. Bei LC-Oszillatoren erfolgt das Anregen der Schwingung durch den Einschaltimpuls der Spannungsversorgung – vorzugsweise im niederen Frequenzbereich – oder durch Eigenrauschen der Schaltung – vorwiegend im höheren Frequenzbereich [28].

Für das Zustandekommen einer ungedämpften Schwingung muss folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\begin{aligned} -s_r &= s_e \quad , \\ -\underline{R} s_a &= s_e \quad , \\ -\underline{V} \underline{R} s_e &= s_e \quad , \end{aligned} \tag{3.5}$$

Das Produkt $-\underline{V} \cdot \underline{R}$ wird als Schleifenverstärkung (Loop Gain) \underline{T} bezeichnet [29]. Für ein eigenständiges Schwingen muss die Amplitudenbedingung

$$|\underline{T}| = |\underline{V}\underline{R}| \geq 1 \quad (3.6)$$

erfüllt sein. Für die Phasen der Übertragungsfaktoren muss gelten:

$$\angle \underline{V} + \angle \underline{R} = \pi, \dots, (2N+1)\pi \quad (3.7)$$

Man bezeichnet dies als Phasenbedingung. Durch Auftrennen des Oszillatorkreises und Messen der Schwingbedingung kann eine detaillierte Beurteilung des Oszillatorsverhaltens bezüglich Stabilität und Schwingfrequenz vorgenommen werden. Fälschlicherweise wird häufig in der Literatur die Spannungsverstärkung, gemessen an einer Trennstelle, welche beidseitig mit Impedanzen abgeschlossen ist, und die internen Belastungsverhältnisse nachbilden sollen, mit der Schleifenverstärkung \underline{T} gleichgesetzt. Eine korrekte Beschreibung für die Schleifenverstärkung ergibt [30, 31, 32]

$$\underline{T} = \frac{\underline{T}_i \underline{T}_v - 1}{\underline{T}_i + \underline{T}_v + 2} \quad (3.8)$$

\underline{T}_i und \underline{T}_v sind dabei die gemessene Strom- bzw. Spannungsverstärkung, wenn Signalquellen nach Bild 3.5 in den Oszillatorkreis eingefügt werden. Die Belastungsverhältnisse werden dabei nicht gestört.

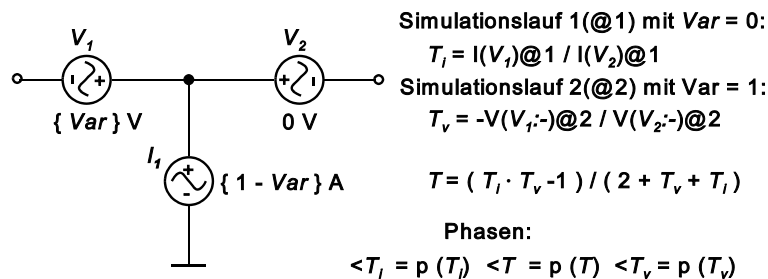


Bild 3.5: Netzwerk zur Ermittlung der Schleifenverstärkung

Zur Ermittlung der Schleifenverstärkung mit Spice wird die zu untersuchende Oszillatorschaltung an einer beliebigen Stelle der Schleife aufgetrennt und das Netzwerk nach Bild 3.5 eingefügt. Mittels einer parametrischen AC-Analyse lässt sich die Schleifenverstärkung ermitteln. Ist der Parameter Var gleich 0, prägt die Stromquelle I_1 1 A ein, und durch Verhältnisbildung der Ströme durch die Spannungsquellen V_1 und V_2 ergibt sich die Stromverstärkung \underline{T}_i . Die Spannungsquellen V_1 und V_2 beeinflussen dabei die Schaltung nicht – Innenwiderstand gegen 0, eingepreiste Spannung gleich 0. Bei Parameter Var gleich 1 hat die Stromquelle I_1 mit ihrem Innenwiderstand gegen ∞ keinen Einfluss. Durch Verhältnisbildung der auf Masse

bezogenen Potenziale erhält man die Spannungsverstärkung \underline{T}_v .

Als ein Beurteilungskriterium für die Frequenzstabilität wird der Stabilitätsfaktor Q_f (Phasensteilheit) verwendet [28, 33, 34]:

$$Q_f = \left| \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_0} \quad (3.9)$$

Er ist ein Maß für die Steigung des Phasengangs $\Phi(\omega)$ bei der Schwingkreisfrequenz ω_0 . Je größer die Steigung, desto weniger Einfluss haben Phasenschwankungen, verursacht durch Rauschen, auf die Stabilität der Schwingfrequenz. Weiteres Frequenzstabilitätskriterium sind Art und Einfluss von Rauschquellen. Dazu muss das Spektrum der Schwingkreisspannung beurteilt werden.

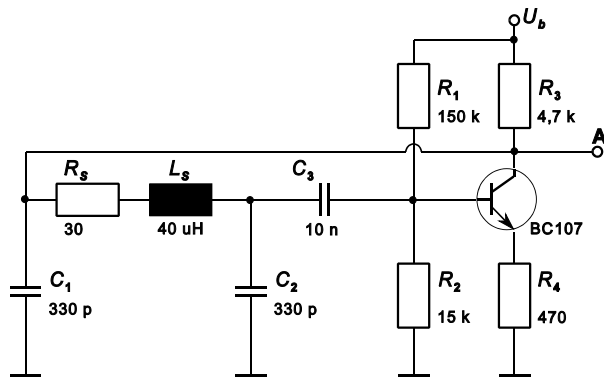


Bild 3.6: Colpitts-Oszillatorschaltung zur frequenzanalogen Auswertung eines Wirbelstromsensors

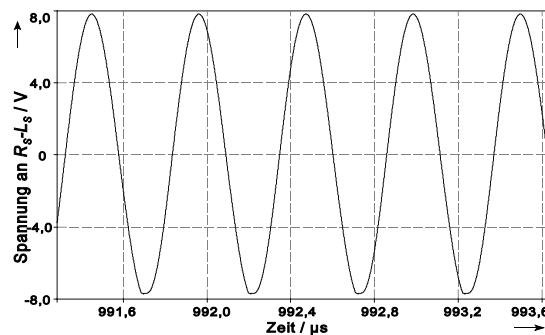


Bild 3.7: Spannungsverlauf an L_S - R_S der Schaltung nach Bild 3.6

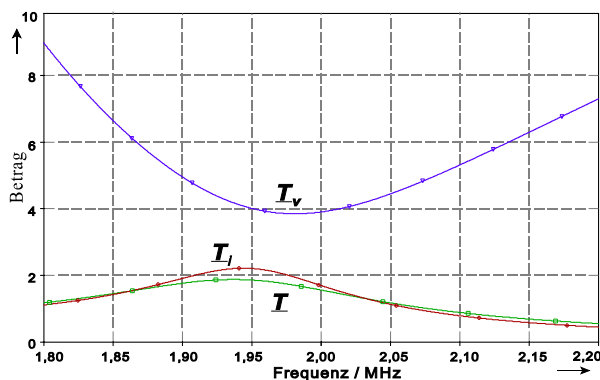


Bild 3.8: Amplitudengang der Schleifenverstärkung \underline{T} , der Stromverstärkung \underline{T}_i und der Spannungsverstärkung \underline{T}_v der Schaltung nach Bild 3.6.

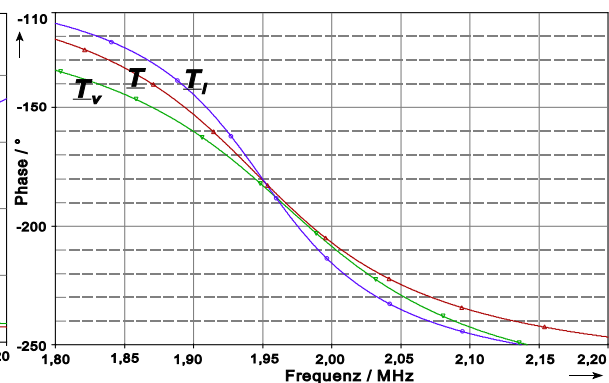


Bild 3.9: Phasengang der Schleifenverstärkung \underline{T} , der Stromverstärkung \underline{T}_i und der Spannungsverstärkung \underline{T}_v der Schaltung nach Bild 3.6

Die Bilder 3.6, 3.8 und 3.9 zeigen eine Oszillatorschaltung (Colpitts-Oszillator) und ihren mit

dem Softwareprogramm Spice simulierten Amplituden- und Phasengang der Schleifen-, Strom- und Spannungsverstärkung sowie den zeitlichen Verlauf des Spannungssignals am induktiven Sensor, dargestellt durch sein L_S - R_S -Ersatzschaltbild (Bild 3.7).

Für eine eigenständige Schwingung muss die Schleifenverstärkung \underline{T} größer als 1 sein; die Schwingfrequenz ergibt sich an der Stelle, an der die Phasenverschiebung -180° beträgt.

Bild 3.10 zeigt den Einfluss verschiedener Spulengüten auf den Phasengang der Schleifenverstärkung in der Schaltung nach Bild 3.6. Die Phasensteilheit nimmt mit abnehmender Spulengüte gleichfalls ab.

Die Auflistung der bekannten Oszillatoren, wie Meißner-, Hartley-, Colpitts-, Clapp-, Franklin-, Pierce-, Butler und Heegnerschaltung sowie grundlegende Entwurfsstrategien sind in [35, 36, 37] zu finden.

Die Abstandsinformation von Wirbelstromsensoren, ausgewertet mit LC-Oszillatoren, liegt zum einem in der Frequenz, zum anderen in der Amplitude des Oszillatorsignals. Obwohl in der Literatur propagiert, finden sich in der Praxis kaum Applikationen, in denen das Frequenzsignal eines einzelnen LC-Oszillators ausgewertet wird. Bei induktiven Näherungsschaltern [1] wird die Amplitude eines LC-Oszillators zur Detektion eines Schaltpunktes herangezogen. Die Annäherung an ein leitfähiges Medium führt zu einer Dämpfung des LC-Schwingkreises und zu einer Verringerung der Amplitude des Ausgangssignals. Wird der Schaltabstand unterschritten, fällt die Amplitude unter die Schaltschwelle einer nachgeschalteten Triggerstufe. Das Schaltsignal wird verstärkt und steht am Ausgang des Sensors zur Verfügung. Typische Werte für die Wiederholgenauigkeit des Schaltpunktes bei zwei Messungen innerhalb 8 Stunden liegen bei 5 %, und dies im Temperaturbereich von $+15^\circ\text{C}$... $+30^\circ\text{C}$ [38]. Bei einem effektiven Schaltpunkt von 2 mm liegt der zu erwartende Schaltpunkt im Bereich 1,9 mm bis 2,1 mm. Aus der Angabe "innerhalb 8 Stunden" zeigt sich das Problem der geringen Langzeitstabilität, verursacht durch Kondensatoren (s. Kap. 4.3).

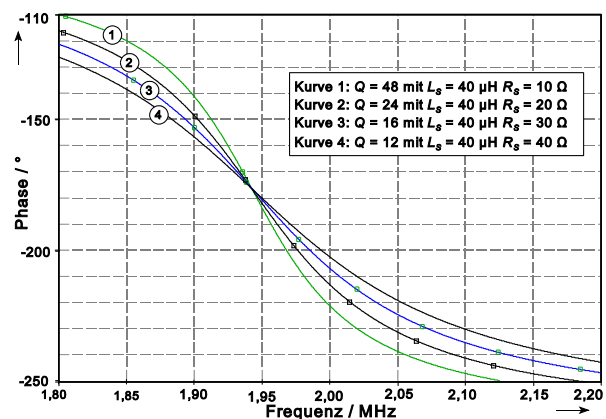


Bild 3.10: Abhängigkeit des Phasengangs von der Spulengüte Q mit $Q = \omega L/R$

■ Wertung von LC-Oszillatoren

+++ Leistungsverbrauch sehr gering

0 Messgeschwindigkeit mittel, aufgrund von Einschwingvorgängen

++ Auflösung hoch, falls stabiler Oszillatorentwurf vorliegt.

- Genauigkeit gering, da Temperatureinfluss schwierig zu korrigieren ist.

- - - Langzeitstabilität gering wegen Instabilität von Kondensatoren

- +++ Bauteilekosten gering, jedoch hohe Entwicklungskosten, da im allgemeinen teure Entwicklungssoftware benötigt wird sowie Entwickler mit Spezialkenntnissen.
- ++ Mehrfachsensorik möglich, jedoch nur von Spezialisten lösbar; falls gelöst, dann Langzeitstabilität sowie sehr hohe Genauigkeit erreichbar.

3.5 Auswerten induktiver Sensoren in doppelt rückgekoppelten Phasenregelschleifen

Um die Problematik der geringen und bei Annähern einer metallischen Dämpfungsplatte weiter abnehmenden Güte und der damit verbundenen Destabilisierung der Schwingfrequenz (Bild 3.10) eines harmonischen LC-Oszillators zu umgehen, aber dennoch auf den Vorteil eines frequenzanalogen Ausgangssignals nicht verzichten zu müssen, wird in [39, 40] die abstandsabhängige Phasenverschiebung an einem Vierpol mit induktivem Sensor [39] oder einem LC-Schwingkreis [40] ausgewertet und mittels einer PLL (Phase Lock Loop)-Regelschleife in ein frequenzmoduliertes Signal umgesetzt.

In der Anordnung nach Bild 3.11 stellt sich die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO = Voltage Controlled Oszillator) derart ein, dass der Schwingkreis sich in Resonanz – 0° Phasenverschiebung am Phasendetektor – befindet. Eine abstandsabhängige Induktivitätsänderung zieht eine Frequenzänderung nach sich, so dass sich wieder eine Phasenverschiebung von 0° ergibt.

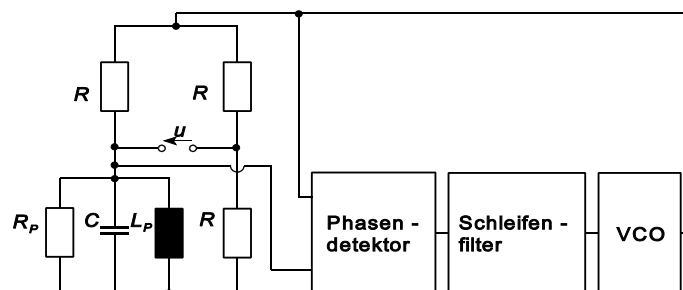


Bild 3.11: Auswertung eines induktiven Sensors mittels Phasenregelschleife und Bestimmung der ohmschen Verluste durch Messung der sich ergebenden Brückendiagonalspannung [40]

Durch Auswerten der Brückendiagonalspannung können zusätzlich die ohmschen Verluste, hervorgerufen durch induzierte Wirbelströme im leitfähigen Medium, ermittelt werden.

- Wertung von doppelrückgekoppelten Phasenregelschleifen:
 - + Leistungsverbrauch mittel
 - 0 Messfrequenz mittel, da langandauernde Einschwingvorgänge

- ++ Auflösung sehr hoch, falls stabiler VCO vorliegt.
- ++ Genauigkeit hoch
- Langzeitstabilität in [40] gering wegen Instabilität von Kondensatoren
- + Bauteilekosten mittel
- ++ Mehrfachsensorik möglich

3.6 Ermittlung der Spulenimpedanz durch Leistungsmessung

Bild 3.12 zeigt eine Anordnung zur Messung der Impedanz einer Spule.

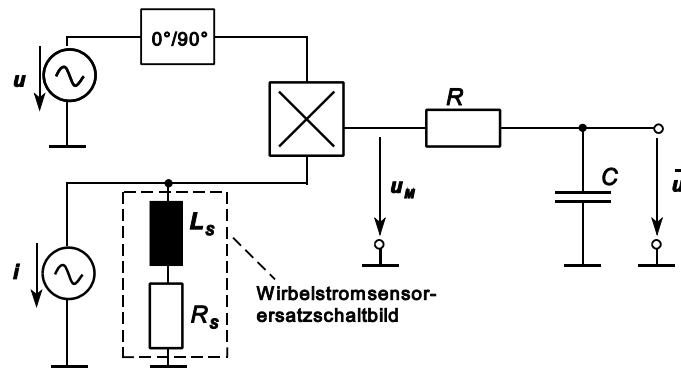


Bild 3.12: Anordnung zur Messung der Spulenimpedanz

Gilt für den Strom i

$$i = I \sin \omega t \quad , \quad (3.10)$$

so folgt an dem Wirbelstromsensor – dargestellt im L_S - R_S -Seriensersatzschaltbild – der Spannungsabfall zu

$$u_s = \omega L_S I \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) + R_S I \sin \omega t \quad . \quad (3.11)$$

Um die Eingangswiderstände des Analogmultiplizierers außer Betracht lassen zu können, sollen diese hochohmig sein (z.B. Analogmultiplizierer von [41]). Ist die Spannung u in Phase zum Strom i – Phasenschieberstellung auf 0° eingestellt –, ergibt sich die Multipliziererausgangsspannung u_M zu

$$u_M = \frac{1}{z} \frac{R_S I U}{2} (1 - \cos \omega 2t) \quad \text{mit } z = 1V \quad . \quad (3.12)$$

Ist die Spannung u um 90° – Phasenschieberstellung auf 90° eingestellt – zurück, ergibt sich die Spannung zu

$$u_M = \frac{1}{z} \omega L_S I U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \cos \omega t = \frac{1}{z} \frac{\omega L_S I U}{2} (1 + \cos 2\omega t) \quad \text{mit } z = 1V \quad . \quad (3.13)$$

Das tiefpassgefilterte Signal \bar{u} ist in Abhängigkeit von der Phasenlage der Spannung u proportional zum Real- bzw. Imaginärteil des Wirbelstromsensors.

Ein Verfahren zur Erfassung komplexer Impedanzen, das auf diesen dargelegten Grundlagen basiert und die Möglichkeit besitzt, Fehler eines nicht idealen Phasenschiebers – die Phase weicht von der 0° und 90° Phasenlage um die Winkelfehler φ_{0° bzw. φ_{90° ab – und die nicht exakt definierten Verstärkungsfaktoren des Multiplizierers und der Übertragungsfaktoren der Schalter und Phasenschieber zu korrigieren, wird in [42] dargelegt.

- Wertung der Spulenauswertung mit Impedanzmessung:
 - - - Leistungsverbrauch hoch
 - - Messfrequenz mittel, da komplexe Messung
 - ++ Auflösung hoch
 - ++ Genauigkeit hoch, da alle Parameter genau gemessen werden können.
 - ++ Langzeitstabilität hoch
 - Bauteilekosten hoch
 - ++ zur Auswertung mehrerer Spulen einfach erweiterbar

4 Nichtlineare Oszillatorschaltungen zur Auswertung induktiver Sensoren

Eine weitere Kategorie von Oszillatoren stellen die nichtlinearen Oszillatorschaltungen dar. Bei dieser Gruppe von Schwingungserzeugern werden aktive, entdämpfende Verstärkerelemente im Gegensatz zu harmonischen Oszillatoren im Großsignalbereich betrieben. Bekannte Vertreter dieser nichtlinearen Oszillatoren sind die instabilen Kippschaltungen, auch unter der Bezeichnung Relaxationsoszillatoren oder Multivibratoren bekannt. Zum Einsatz kommen nichtlineare Oszillatorschaltungen in Funktionsgeneratoren (Sägezahn, Dreieck, Rechteckschwingungen, Impuls [1]), in der Wirbelstrommaterialprüfung [2] und als Messgrößenumformer (z.B. in Feuchtemessgeräten mit kapazitiven Sensoren).

Dabei werden diese Schaltungen in der Literatur ausschließlich in Verbindung mit Kondensatoren aufgeführt [1, 3, 4]. Im folgenden Abschnitt wird anhand neuartiger Schaltungen gezeigt, dass man Oszillatoren unter Verwendung von Widerständen, aktiven Elementen und Induktivitäten realisieren kann. Die Auswertung induktiver Sensoren mit diesen Oszillatoren wird untersucht. Abschnitt 4.6 bewertet die Messverfahren nach Kapitel 3 und 4.

4.1 RL-Oszillatoren, realisiert mit Transistoren

Für das Schaltungskonzept einer instabilen RC-Kippstufe kann eine duale Schaltung, bei der eine Induktivität frequenzbestimmend ist – im weiteren werden diese Schaltungen als RL-Oszillatoren bezeichnet –, angegeben werden. Die Symbole LC, RC, RL kennzeichnen nur die dominierenden, frequenzbestimmenden Bauelemente des betreffenden Oszillatortyps; das jeweils dritte passive Bauelement ist zumindest parasitär gleichfalls vorhanden, so z.B. Verlustwiderstände bei LC-Oszillatoren. Dass RL-Oszillatoren fast nie erwähnt werden und daher kaum bekannt sind, kann in der Annahme "Spulen sind groß, schwer, teuer und nicht integrierbar [26]" ihre Ursache haben. Die Bilder 4.1 und 4.2 zeigen mit Transistoren aufgebaute RC-Schaltungen und dazu jeweils die dualen RL-Oszillatoren.

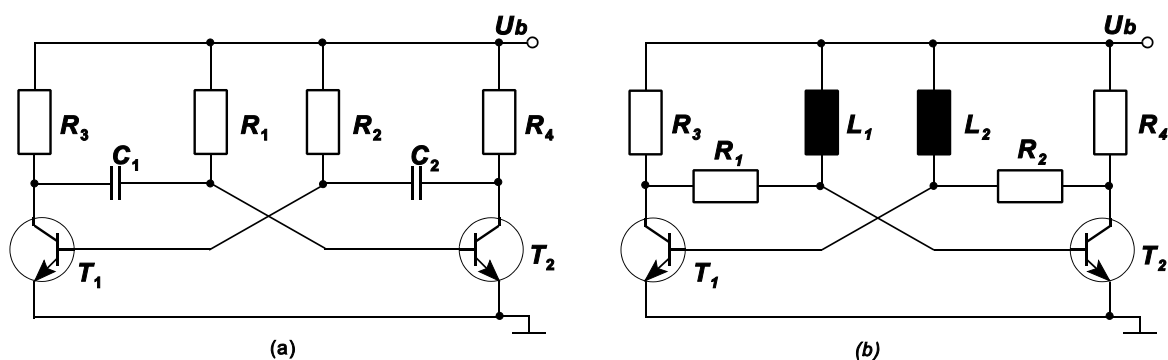


Bild 4.1: (a) asymmetrische RC-Kippstufe [3], (b) duale RL-Kippstufe [5]

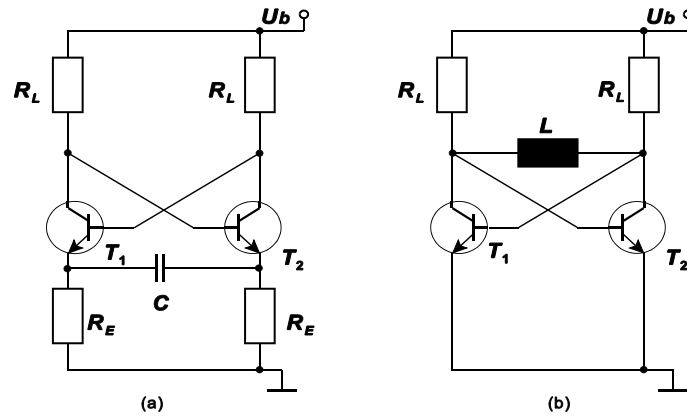


Bild 4.2: (a) symmetrische RC-Kippstufe [3], (b) symmetrische RL-Kippstufe [6, 7]

Kippstufen können auch mit integrierten Bausteinen realisiert werden (Bild 4.3).

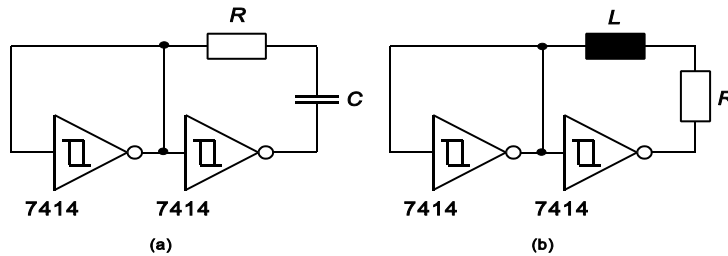


Bild 4.3: Kippstufen unter Verwendung von Schmitt-Triggerschaltungen; (a) [8], (b) in dieser Arbeit untersucht

Entfernt man die reaktiven Elemente – Kapazität bzw. Induktivität – von den Kippstufen aus Bild 4.2, und betrachtet den Rest der Schaltung als Zweipol mit den Anschlüssen, an denen sich das reaktive Element befand, so ergeben sich an diesen Zweipolen die Spannungs-Strom-Beziehungen nach Bild 4.4 und 4.5.

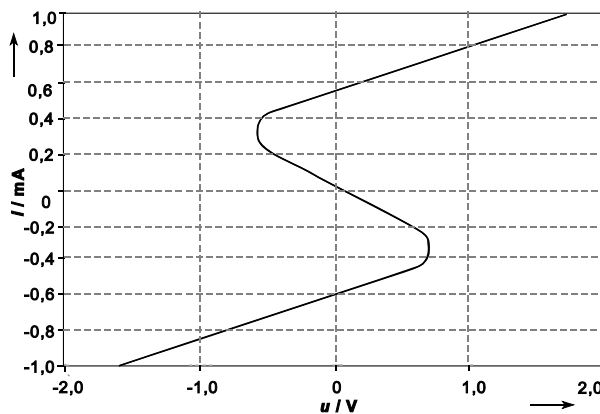


Bild 4.4: Mit Spice simulierte Spannungs-Strom-Charakteristik (S-Typ) des Oszillator-kreises des RC-Oszillators aus Bild 4.2

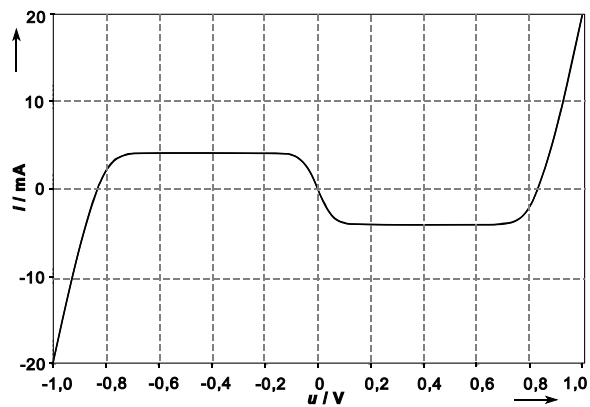


Bild 4.5: Mit Spice simulierte Spannungs-Strom-Charakteristik (N-Typ) des Oszillator-kreises des RL-Oszillators aus Bild 4.2

Beide Kurven zeigen einen Bereich negativer Steigung, die äußeren Kennlinienarme zeigen jedoch bezüglich der Winkelhalbierenden des zweiten und vierten Quadranten in entgegengesetzte Richtung. Kennlinien nach Bild 4.4 werden als S-Typ (stromgesteuerter negativer Widerstand [9]), Kennlinien nach Bild 4.5 als N-Typ (spannungsgesteuerter negativer Widerstand) [10, 11] bezeichnet. Eine Abschätzung der Periodendauer des RL-Oszillators in Bild 4.2 ergibt sich nach [6] zu

$$T = \frac{4L}{R_L} \left(\frac{U_b - U_{BE}}{U_{BE}} \right) \quad (4.1)$$

Bei der Oszillation ist abwechselnd einer der beiden Transistoren in Sättigung, während der andere sperrt. Die in diesem Zustand an der Induktivität L konstant anliegende Basisemitterspannung U_{BE} (der Spannungsabfall über die Kollektor-Emitter-Strecke wird vernachlässigt) führt dazu, dass der Strom über diese linear ansteigt ($i_L = U_{BE}/L \rightarrow i = U_{BE}/L \cdot t + C$) bis zum Maximalwert $(U_b - U_{BE}) / R_L$ (Strom wird von der Basis des durchgeschalteten Transistors abgezogen); anschließend sperrt der Transistor (die Schaltung kippt) und der Strom fällt zum betragsmäßigen gleichen maximalen Negativwert. Ermittelt man die Zeit vom negativen zum positiven Maximalwert des Stroms – Halbperiode – und multipliziert diese mit dem Faktor 2, ergibt sich die Periodendauer T nach Gleichung (4.1).

Mittels analogen Schaltungssimulators sind in dieser Arbeit die RL-Oszillatoren in Bild 4.6 und 4.7 entworfen worden. Es wurde dabei die Strategie verfolgt, einen N-Typ Oszillatorkreis zu synthetisieren – Ausgangspunkt für RL-Oszillatoren. Ein Versuchsaufbau bestätigte die Schwingfähigkeit der Oszillatoren.

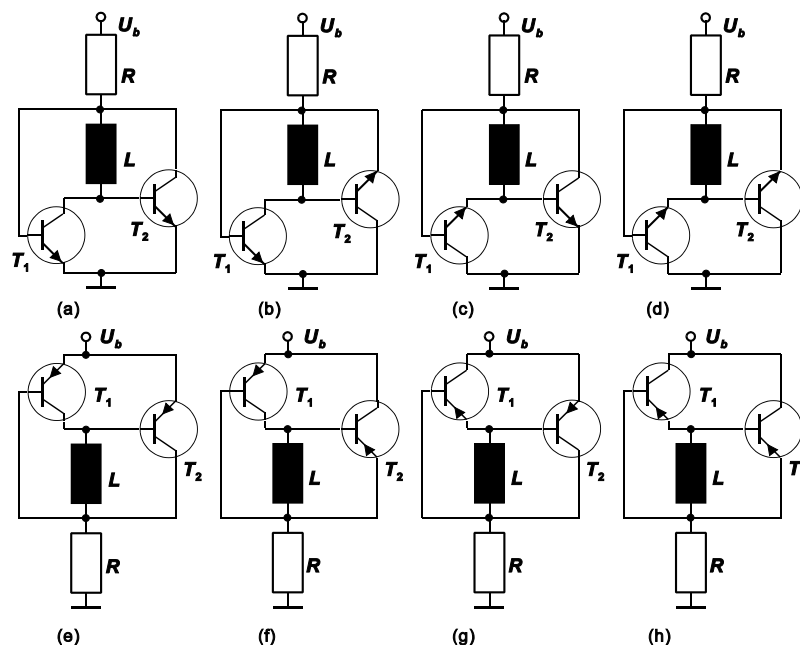


Bild 4.6: RL-Oszillatoren

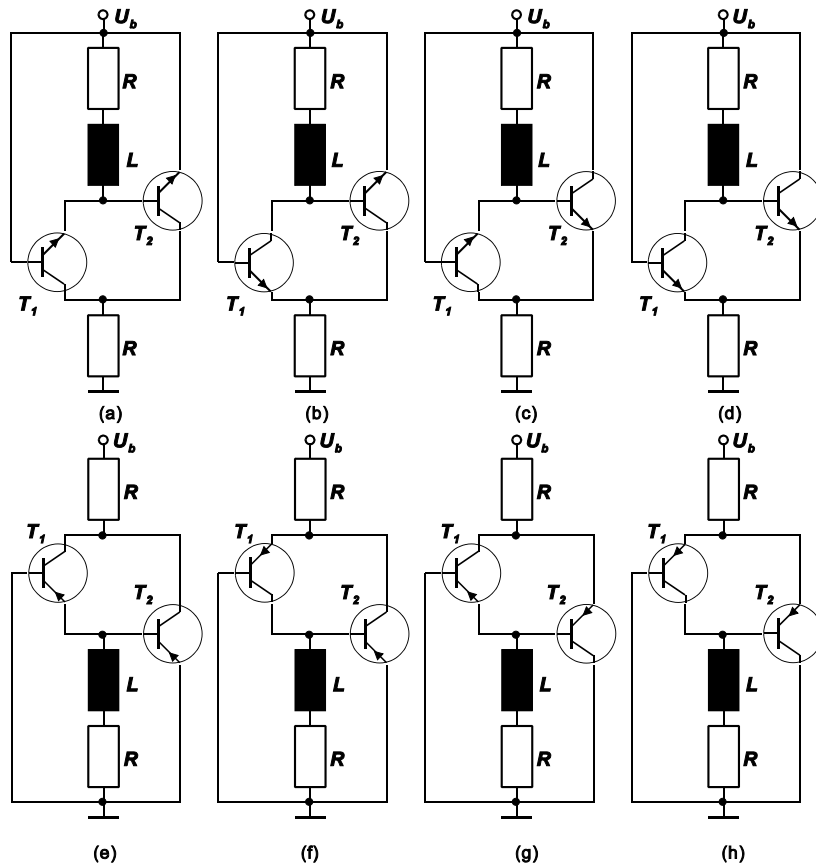


Bild 4.7: RL-Oszillatoren

Durch die minimale Anzahl an kostengünstigen Bauelementen der Schaltungen in Bild 4.6 ergeben sich die geringsten Kosten für eine Oszillatorschaltung zur Auswertung eines induktiven Sensors.

Der simulierte zeitliche Stromverlauf an der Induktivität des Oszillators (a) aus Bild 4.6 ist exemplarisch in Bild 4.8 dargestellt.

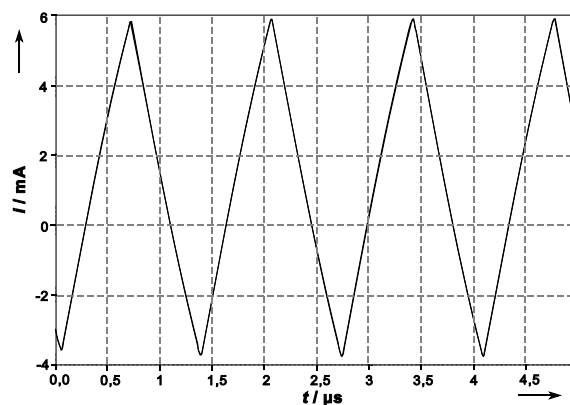


Bild 4.8: Zeitlicher Stromverlauf an der Induktivität des RL-Oszillators, Bild 4.6(a)

Für die Simulation wurde die Spule mit den Nennwerten L_S gleich $47,44 \mu\text{H}$ und einem Verlustwiderstand R_S zu $0,95 \Omega$ gesetzt. Der Widerstand R wurde zu $5 \text{ k}\Omega$ gewählt, und für die Transistoren der Typ BC337 verwendet. Die Versorgungsspannung lag bei 5 V . Die Schwingfrequenz bestimmt sich zu $1,10 \text{ MHz}$ (eine Messung am real aufgebauten Oszillator ergab einen Wert von $1,06 \text{ MHz}$). Der Strom an der Induktivität zeigt einen dreieckförmigen Verlauf (Bild 4.8). Bild 4.9 zeigt den zugehörigen Spannungsverlauf. Bereiche, in denen der Stromverlauf näherungsweise linear steigt, entsprechen hier Bereichen, in denen die Spannung wegen der Proportionalität zur zeitlichen Ableitung des Stroms annähernd konstant bleibt.

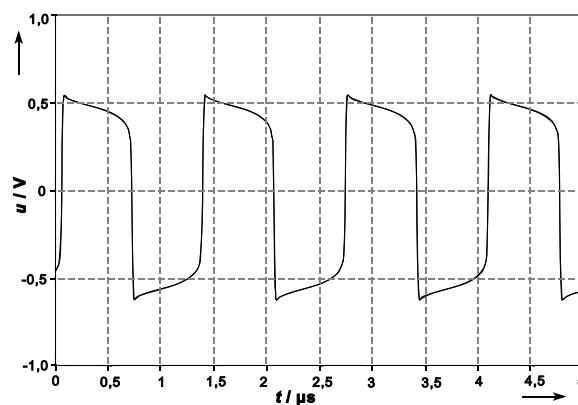


Bild 4.9: Spannungsverlauf über der Zeit an der Induktivität beim RL-Oszillator (Bild 4.6 a)

Im Hinblick auf einen Einsatz als Messoszillator ist die Tatsache bemerkenswert, dass die physikalische Größe *Weg* mit dieser Schaltung in ein frequenzanaloges Signal umgewandelt werden kann, bei einer Betriebsspannung U_b herab bis zu $0,62 \text{ V}$.

Tendenzen, die Versorgungsspannung weiter zu senken, um die Leistungsaufnahme zu reduzieren, die elektromagnetische Abstrahlung zu verringern und die Geschwindigkeit der integrierten Schaltungen zu erhöhen, stellen für diese Art der analogen (frequenzanalog) Signalaufbereitung für physikalische Messgrößen, welche eine Induktivität variieren, keine Hürde dar.

Eine weitere Besonderheit dieser Oszillatoren ist die große Dynamik des auswertbaren Induktivitätsintervalls. Unter Beibehaltung des gleichen Oszillatorkreises können minimale Induktivitäten von 30 nH – typische Oszillationsfrequenzen liegen bei 140 MHz – bis zu Induktivitätswerten über 10 H hinaus – Schwingfrequenzen liegen dann im Bereich von 10 Hz – in ein frequenzanaloges Signal umgesetzt werden.

Eine Simulation des Amplituden- und Phasenganges der Kreisverstärkung \underline{T} der Schaltung nach Bild 4.6(a) mit Spice führt zu keinem brauchbaren Ergebnis, da die Simulation in diesem Modus eine Kleinsignalwechselstromanalyse zugrunde legt, und damit dem Großsignalverhalten der Kippstufen keine Rechnung trägt.

Das Frequenzgangsignal der Schaltungen nach Bild 4.6 und 4.7 ist temperaturabhängig, da

sich zum einen der Spulenwiderstand mit der Temperatur ändert und des weiteren die Diodendurchlassspannungen U_{BE} (Basisemitterdiode) und U_{BC} (Basiskollektordiode) der Transistoren gleichfalls eine Temperaturabhängigkeit aufweisen [12].

Der Einsatz der Messschaltung in der Positionssensorik erfordert daher eine Korrektur des Temperatureinflusses. Dieses kann durch die Anwendung des Differenzialprinzips mit Einschränkung erreicht werden, durch analoge Korrekturlemente (s. Kapitel 4.2.5) oder durch rechnerische Korrektur mit einem Mikrorechner. Eine digitale Korrektur der Wirkung der Einflussgröße Temperatur und Linearisierung des funktionalen Zusammenhangs Position/Ausgangssignal erfolgt anhand mathematischer Modelle. Für einen praxistauglichen Einsatz müssen diese Modelle für ein Los gleich aufgebauter Schaltungen anwendbar sein. Besonders das Temperaturverhalten muss bei identisch aufgebauten Schaltungen gleich sein, da eine Kalibrierung jeder einzelnen Schaltung bei mehreren Temperaturpunkten zu nicht vertretbaren Kosten führt. In der Technik etablierte Auswerteprozessuren, welche sich durch Temperaturempfindlichkeit auszeichnen, werden dann immer den Vorzug bekommen.

Bild 4.10 zeigt die Temperaturabhängigkeit von 12 identisch aufgebauten Messschaltungen nach Bild 4.6(a). Alle weisen die gleiche Steigung hinsichtlich der Temperaturabhängigkeit auf. Der vorhandene Offset kann durch einen additiven Korrekturterm aufgehoben werden.

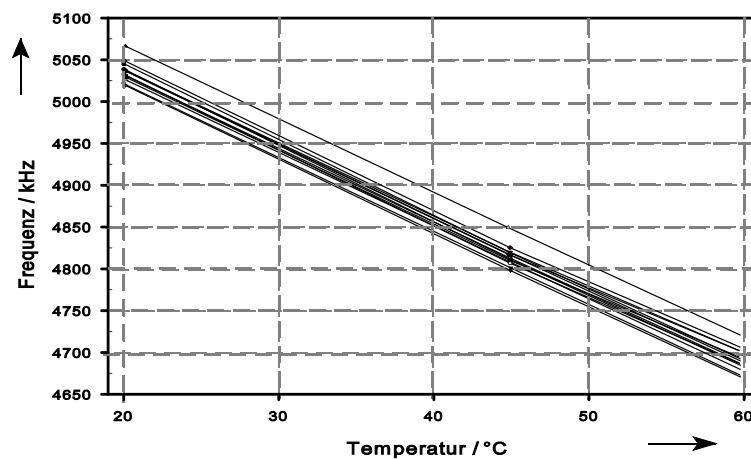


Bild 4.10: Messung der Exemplarstreuung über der Temperatur von 12 nach Bild 4.6 (a) aufgebauten Messoszillatoren. Für die Transistoren wurde der Transistorarraybaustein CA3046 verwendet.

Diese für die Massenanwendung im Low-Cost-Bereich notwendige Eigenheit der Messschaltungen in Bild 4.10 ist auf die geringe Anzahl von Bauteilen zurückzuführen, die mit kleiner Streuung der Nennwerte zur Verfügung stehen.

4.1.1 Übergang vom RL-Oszillator zum harmonischen LC-Oszillator und Vergleich bezüglich Temperaturstabilität

Spannungsgesteuerte negative Widerstände – N-Typ-Kennlinie – bilden mit Parallelschwingkreisen schwingfähige Systeme, stromgesteuerte negative Widerstände – S-Typ-Kennlinie – mit Serienschwingkreisen. Die RL-Kippstufe (RC-Kippstufe) stellt den Extremfall – Kapazität (Induktivität) gegen Null – eines mit einem Parallelschwingkreis (Serienschwingkreis) beschalteten spannungsgesteuerten (stromgesteuerten) negativen Widerstands dar. Vergrößert man die Kapazität (Induktivität) (s. a. Bild 4.11), geht die RL-Kippstufe (RC-Kippstufe) in den harmonischen LC-Oszillator über.

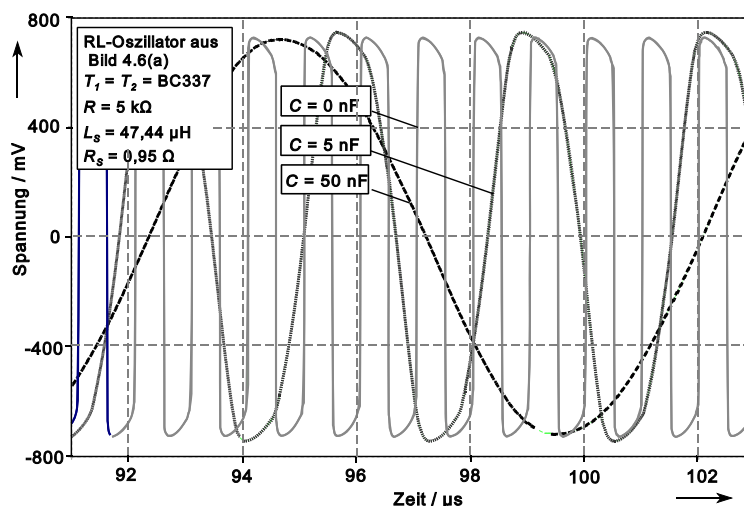


Bild 4.11: Übergang des RL-Oszillators in einen harmonischen LC-Oszillator durch Parallelschaltung eines Kondensators zur Spule; Darstellung des Spannungsverlaufs an der Spule

Bild 4.11 zeigt drei aus der Simulation sich ergebende Spannungsverläufe an der Spule des Oszillators nach Bild 4.6 (a) mit einmal 50 nF, 5 nF und ohne Parallelkapazität, wobei für die Spule die Kennwerte $R_S = 0,95 \Omega$ und $L_S = 47,44 \mu\text{H}$ gewählt wurden. Der Widerstand R wurde zu $5 \text{ k}\Omega$ gesetzt, und für den Transistor der Typ BC337 verwendet, bei einer Versorgungsspannung von 5 V .

Durch die Parallelschaltung der Spule mit der Kapazität nimmt die Einschwingdauer des Frequenzsignals zu. Nach Bild 4.11 erreicht das Oszillatorsignal mit 50 nF Parallelkapazität erst nach $90 \mu\text{s}$ den eingeschwingenen Zustand, das des RL-Oszillators schon nach $1 \mu\text{s}$.

Empfindlichkeitsverhalten des Frequenzsignals in Abhängigkeit vom Spulenverlustwiderstand R_S und der Spuleninduktivität L_S werden durch Tabelle 4.1 aufgezeigt. Außerdem sind in Tabelle 4.1 die Vergleichswerte des idealen LC-Oszillators (mit Parallelschwingkreis) aufge-

führt, der in Eigenresonanz nach Gleichung (4.2) schwingt.

Tabelle 4.1: Empfindlichkeitsverhalten eines RL-Oszillators beim Übergang zum LC-Oszillator

	$\frac{\partial f}{\partial R_S}$	$\frac{\partial f / \partial R_S}{f}$	$\frac{\partial f}{\partial L_S}$	$\frac{\partial f / \partial L_S}{f}$
$C = 0 \text{ nF}$	4511 Hz/ Ω	3685 ppm/ Ω	-18246 Hz/ μH	-14906 ppm/ μH
$C = 5 \text{ nF}$	660 Hz/ Ω	2089 ppm/ Ω	-3186 Hz/ μH	-10085 ppm/ μH
$C = 50 \text{ nF}$	-152 Hz/ Ω	1472 ppm/ Ω	-1073 Hz/ μH	-10393 ppm/ μH
LC mit $C = 390 \text{ nF}$	0,00005 Hz/ Ω	0,00005 ppm/ Ω	-12881 Hz/ μH	-10709 ppm/ μH

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C} - \frac{R_S^2}{4L_S^2}} \quad (4.2)$$

Die Parallelkapazität C wurde so gewählt, dass sich die gleiche Frequenz wie beim RL-Oszillator ergibt.

Der RL-Oszillator zeigt die größte Empfindlichkeit bezüglich Induktivitätsänderungen, aber auch gegenüber Schwankungen des Spulenverlustwiderstands R_S . Außerdem ist zu ersehen, dass die Eigenschaften des LC-Oszillators in puncto Unempfindlichkeit gegenüber Verlustwiderstandsänderungen – in der Praxis wird diese durch den Temperatureinfluss hervorgerufen – und Empfindlichkeit bei Induktivitätsänderungen – verursacht durch die Messgröße – sich bei Betrieb zu höheren Frequenzen hin verbessert.

Tabelle 4.2: Simulierte Frequenzverschiebung des RL-Oszillators durch Modelle des Transistors BC337 bei 20 °C, 40 °C und 60 °C

	$f_{20^\circ\text{C}}$	$f_{40^\circ\text{C}}$	$f_{60^\circ\text{C}}$	$\frac{f_{40^\circ\text{C}} - f_{20^\circ\text{C}}}{f_{20^\circ\text{C}}}$	$\frac{f_{60^\circ\text{C}} - f_{20^\circ\text{C}}}{f_{20^\circ\text{C}}}$
$C = 0 \text{ nF}$	1140627 Hz	1103304 Hz	1054671 Hz	-32721 ppm	-75358 ppm
$C = 5 \text{ nF}$	318045 Hz	315636 Hz	313067 Hz	-7574 ppm	-15651 ppm
$C = 50 \text{ nF}$	103295 Hz	103199 Hz	103071 Hz	-929 ppm	-2168 ppm

Tabelle 4.2 zeigt Simulationsergebnisse des RL-Oszillators mit Modellen des Transistortyps

BC337 bei den Temperaturen 20 °C, 40 °C und 60 °C. Wiederum sind der Spule Kapazitäten von 0 nF, 5 nF und 50 nF parallel geschaltet. Der Einfluss der Temperatur auf die Schwingfrequenz verringert sich bei größerer Parallelkapazität.

Um die falsche Schlussfolgerung zu vermeiden, dass eine Parallelkapazität die Eigenschaften der Messschaltung nur verbessert, sollen hier Probleme mit Kondensatoren, die in der Praxis auftreten, angesprochen werden.

Kondensatoren weisen Toleranzen auf, die im Bereich von 5 % der Nennkapazität oder mehr liegen. Dies erschwert den Einsatz eines mathematischen Korrekturmodells, das für ein Los von Sensorschaltungen gültig sein soll.

Ferner wird ein Sensor häufig Umgebungseinflüssen ausgesetzt, die durch starke Vibrationen und Temperaturschwankungen geprägt sind. Es ist bekannt, dass zum Beispiel die Filtercharakteristik von mit Kondensatoren aufgebauten Filtern, die starken mechanische Einflüssen ausgesetzt sind, ihre Eigenschaften bis zur Unbrauchbarkeit verändern können. Dies wird der Grund sein, weshalb ein bekannter Automobilzulieferer bei der frequenzanalogen Erfassung der Ventilstellung in einer Dieseleinspritzpumpe einen RL-Oszillator verwendet [13]. Und letztlich altern Kondensatoren. Typische Alterungsraten pro Tag sind nach [25]:

Glas-Kondensatoren	- 70 ppm/Tag
Silber-mica-Kondensatoren	- 30 ppm/Tag
Keramik-Kondensator	± 10 ppm/Tag
Porzellan-Kondensatoren	± 3 ppm/Tag

Die erreichbare Genauigkeit durch Auswerten des Frequenzsignals eines LC-Oszillators ist durch mangelnde Stabilität des Kondensators stark beschränkt. Die Verwendung von langzeitstabilen Luftkondensatoren ist jedoch für Mikrosysteme schlecht geeignet.

4.2 RL-Oszillatoren mit einem Operationsverstärker

RL-Oszillatoren können auch mit Operationsverstärkern realisiert werden (Bild 4.12).

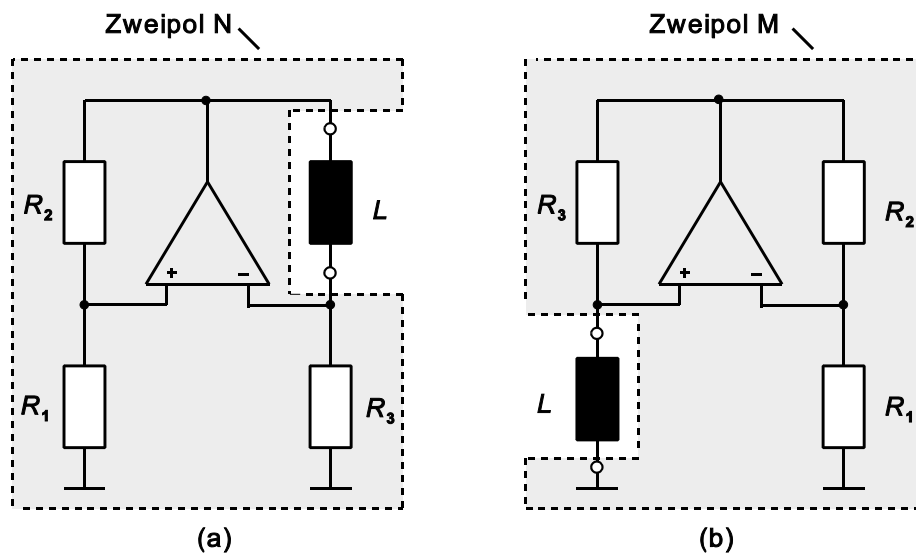


Bild 4.12: RL-Oszillator ((a) [13] und (b) [in dieser Arbeit untersucht]) für die Auswertung von Planarspulen, bestehend aus dem Zweipol N bzw. M und einer Induktivität L

Damit eine Oszillation entstehen kann, muss die Strom-/Spannungskennlinie an den Klemmen, an der sich die Induktivität befindet, vom N-Typ (spannungsgesteuerter negativer Widerstand) sein (s. a. Kapitel 4.1). Um zu zeigen, dass die zwei Schaltungen nach Bild 4.12 die geforderte Strom-/Spannungscharakteristik aufweisen, wird die I-U-Kennlinie am Eingang des Zweipols N in Bild 4.12, an der sich die Induktivität L befindet, ermittelt. Für die Anordnung (b) nach Bild 4.12 ergibt sich unter der Annahme eines idealen Operationsverstärkers die identische Strom-/Spannungscharakteristik wie nach (a). Zur Analyse werden die Bereiche negative Sättigung, linearer Bereich, positive Sättigung der statischen Übertragungskennlinie des Operationsverstärkers durch Ersatzschaltbilder nach Bild 4.13 modelliert [7].

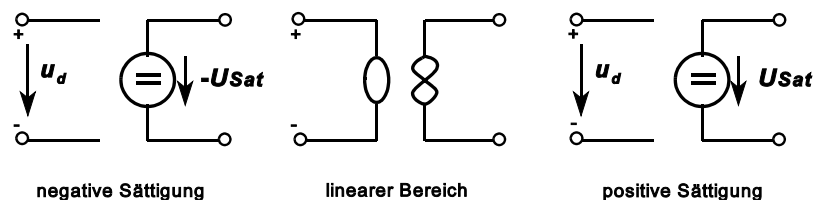


Bild 4.13: Einfache Ersatzschaltbilder für einen Operationsverstärker nach [7]

Für den linearen Bereich wird ein Nullator-Norator-Modell verwendet. Die symbolische Null bedeutet dabei, dass am Verstärkereingang Spannung und Strom den Wert Null besitzen; das

Unendlichkeitssymbol drückt aus, dass Strom und Spannung beliebige Werte annehmen können.

■ Betrieb des Verstärkers im linearen Bereich

Der Maschenumlauf liefert

$$-u + u_2 + u_1 + R_3 i = 0 \quad .$$

Mit $u_3 = u_1 = -R_3 i$

folgt

$$i = -\frac{R_1}{R_2 R_3} u \quad . \quad (4.3)$$

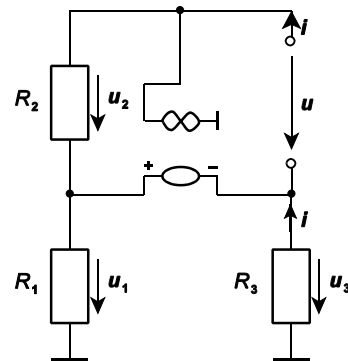


Bild 4.14: RL-Oszillator nach Bild 4.12(a); Operationsverstärker im linearen Bereich

■ Betrieb des Verstärkers im positiven Sättigungsbereich

Aufstellen der Maschengleichung ergibt

$$R_3 i - u + U_{Sat} = 0 \quad .$$

Daraus folgt für die Strom-/Spannungsbeziehung

$$i = \frac{u}{R_3} - \frac{U_{Sat}}{R_3} \quad . \quad (4.4)$$

Gleichung (4.4) ist unter der Voraussetzung

$u_d > 0$ gültig mit:

$$u_d = u - \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_{Sat} > 0 \quad .$$

Für die Eingangsspannung u muss daher gelten:

$$u > \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_{Sat} \quad . \quad (4.5)$$

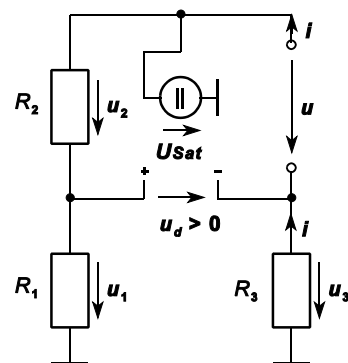


Bild 4.15: RL-Oszillator nach Bild 4.12(a); Operationsverstärker im positiven Sättigungsbereich

■ **Betrieb des Verstärkers im negativen Sättigungsbereich**

Für einen Maschenumlauf folgt

$$R_3 i - u - U_{Sat} = 0 \quad .$$

Daraus folgt für die Strom-/Spannungsbeziehung

$$i = \frac{u}{R_3} + \frac{U_{Sat}}{R_3} \quad . \quad (4.6)$$

Die Gültigkeitsvoraussetzung lautet $u_d < 0$. Mit

$$u_d = u + \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_{Sat} < 0$$

folgt für den Eingangsspannungsbereich

$$u < \frac{-R_2}{R_2 + R_1} U_{Sat} \quad . \quad (4.7)$$

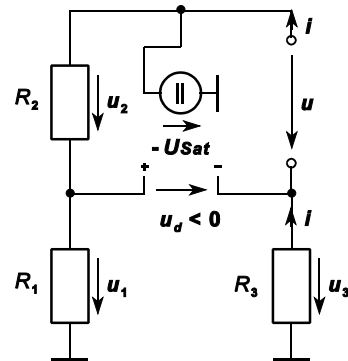


Bild 4.16: RL-Oszillator nach Bild 4.12(a); Operationsverstärker im negativen Sättigungsbereich

Die durch die vorangegangene Analyse sich ergebenden Bereiche der statischen Übertragungsfunktion sind in Bild 4.17 zusammenfassend dargestellt.

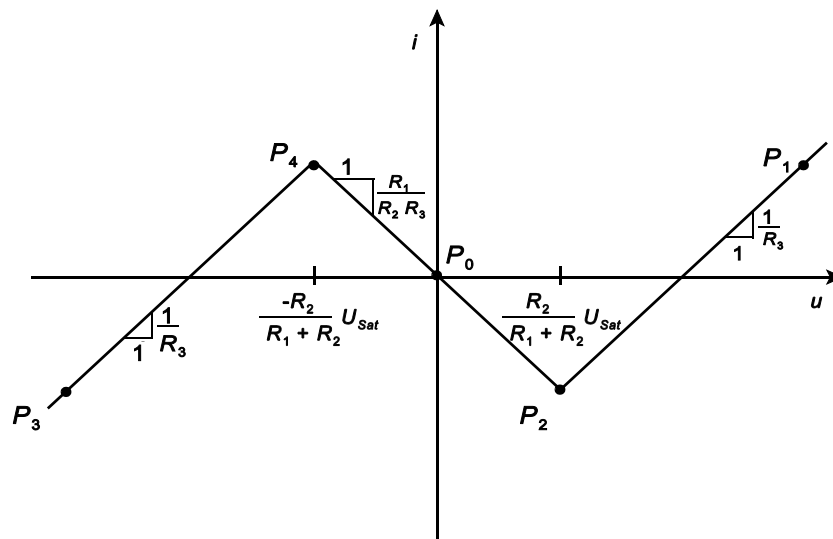


Bild 4.17: Statische $i(u)$ -Kennlinie am Eingang des Zweipols N aus Bild 4.12(a)

Für die Schaltung (b) nach Bild 4.12 ergibt sich die identische statische Kennlinie. Bild 4.18 zeigt eine mit dem Oszilloskop am realen RL-Oszillator aufgenommene $i(u)$ -Kennlinie. Der

Knick in der Kennlinie ist auf die nicht idealen Eigenschaften des OpAmps zurückzuführen. Dieser Knick zeigt sich auch bei Simulationen mit dem Programm Spice.

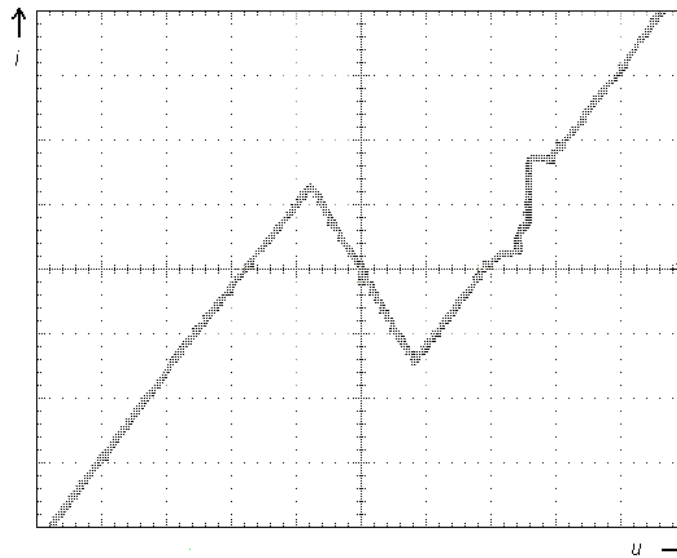


Bild 4.18: Am realen RL-Oszillatorkreis (verwendet wurde OpAmp $\mu 741$) nach Bild 4.12 gemessene $i(u)$ -Kennlinie.

4.2.1 Qualitative Begründung für das Entstehen der Oszillation eines RL-Oszillators

Das Entstehen einer Oszillation durch Beschaltung des Eingangs des resistiven Zweipols N mit einer Induktivität (Bild 4.12) lässt sich qualitativ anhand der statischen $i(u)$ -Kennlinie (Bild 4.17) erläutern.

Die Beziehung zwischen Strom i_L und Spannung u_L am reaktiven Element Spule wird durch die Differentialgleichung

$$u_L = L \dot{i}_L \quad (4.8)$$

beschrieben. Mit dem Zusammenhang $i_L = -i$ und $u_L = u$ folgt für einen Arbeitspunkt $A(u, i)$ auf der Kennlinie die Vorschrift:

$$\dot{i} = -\frac{1}{L} u \quad (4.9)$$

Bei positiven Spannungswerten u nimmt der Strom i ab, wohingegen bei negativen Spannungswerten u ein zeitliches Ansteigen des Stroms i folgt. Eine Interpretation der Differentialgleichung führt zu

$$\begin{aligned} u(t) > 0 &\rightarrow i(t) \text{ nimmt zeitlich ab} \quad , \\ u(t) < 0 &\rightarrow i(t) \text{ nimmt zeitlich zu} \quad . \end{aligned}$$

Zu Beginn der Schwingung befindet sich der Arbeitspunkt der Kippstufe am Kennlinienpunkt P_0 . Durch Rauschen, das durch Anlegen der Spannungsversorgung entsteht, wird der Arbeitspunkt der Schaltung aus seiner stabilen Lage ausgelenkt und bewegt sich wahlweise zu den Kennlinienpunkten P_2 oder P_4 , je nachdem, ob durch das Rauschen der Arbeitspunkt A leicht in positive oder negative Spannungsrichtung ausgelenkt wurde. Vom Punkt P_4 (P_2) springt der Arbeitspunkt horizontal nach P_1 (P_3), wandert auf dem Kennlinienast nach P_2 (P_4) und springt nach P_3 (P_1). Vom Punkt P_3 (P_1) ausgehend wandert der Arbeitspunkt nach P_4 (P_2) und springt dann nach Punkt P_1 (P_3). Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch mit der Periodendauer T .

4.2.2 Mathematischer Nachweis der Oszillation; Zeitverlauf von Spannung und Strom an der Induktivität des RL-Oszillators mit einem OpAmp

Dass ein Zweipol, der eine statische Strom-Spannung-Kennlinie wie nach Bild 4.17 aufweist, beim Beschalten mit einer Induktivität ein schwingfähiges System bildet, wird nun mathematisch belegt. Dazu betrachten wir die Anordnung nach Bild 4.19. Sie besteht aus einem Zweipol, der durch die $i(u)$ -Kennlinie nach Bild 4.17 beschrieben wird und einem daran angeschlossenen Parallelschwingkreis.

Für die Ströme und Spannungen folgt:

$$\begin{aligned} i_L + i_C + i_N(u) &= 0 \quad , \\ u_L = u_C = u & \quad . \end{aligned} \quad (4.10)$$

Für die Spannungen und Ströme an den reaktiven Elementen gilt:

$$\begin{aligned} u_L &= L \dot{i}_L \quad , \\ i_C &= C \dot{u}_C \quad . \end{aligned} \quad (4.11)$$

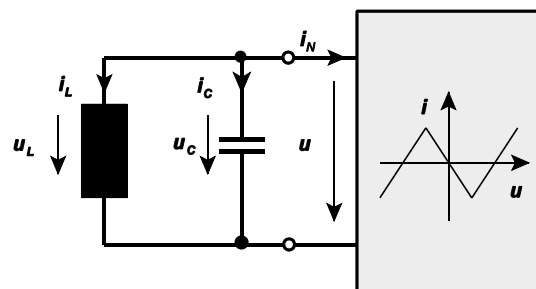


Bild 4.19: Zweipol mit $i(u)$ -Kennlinie nach Bild 4.17, beschaltet mit einem Parallelschwingkreis

Für die weitere Betrachtung wird der Zweipol anstatt durch eine abschnittsweise Kennliniendarstellung durch eine einzige Funktion beschrieben. Dazu wird der funktionale Zusammenhang zwischen Strom und Spannung am Zweipol durch eine Fourierreihenentwicklung approximiert.

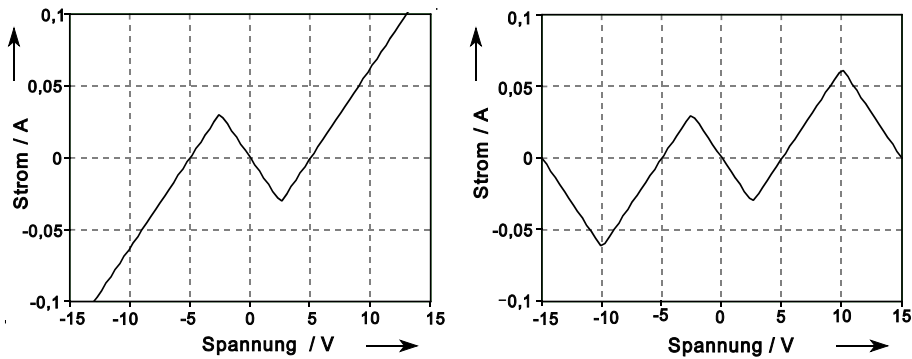


Bild 4.20: Links $i(u)$ -Kennlinie des Netzwerks aus Bild 4.12, und durch eine Fourierreihe beschriebene periodische Kennlinie rechts

Für die Kennlinienapproximation wird die Funktion periodisch fortgesetzt (Bild 4.20). Die Periodizität führt zu keiner Verfälschung der Systembeschreibung, da die Grundperiode das System vollständig beschreibt, und durch die Schaltungsvorgaben bedingt, die realen Ströme und Spannungen auf diesen Bereich beschränkt bleiben.

Das Zustandsgleichungssystem für Spannung und Strom an den reaktiven Elementen lautet

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_C \\ \dot{i}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{C}i_N(u_C) & -\frac{1}{C}i_L \\ \frac{1}{L}u_C & 0 \end{pmatrix}. \quad (4.12)$$

Die Lösung des homogenen linearen Differentialgleichungssystem lässt sich numerisch unter Vorgabe eines Anfangswertes für die reaktiven Elemente ungleich Null ermitteln.

Das Ergebnis numerischer Integrationen unter Vorgabe fester Werte für die Induktivität und die Widerstände und variierender Kapazitäten (siehe Tabelle 4.3) ist in Bild 4.21 dargestellt.

Tabelle 4.3: Vorgaben für die Simulation in Bild 4.21

Spur 1	$U_{Sat} = 5 \text{ V}, R_1 = R_2 = 50 \text{ k}\Omega, R_3 = 80 \text{ }\Omega, L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	$C = 100000 \text{ pF}$
Spur 2	$U_{Sat} = 5 \text{ V}, R_1 = R_2 = 50 \text{ k}\Omega, R_3 = 80 \text{ }\Omega, L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	$C = 1000 \text{ pF}$
Spur 3	$U_{Sat} = 5 \text{ V}, R_1 = R_2 = 50 \text{ k}\Omega, R_3 = 80 \text{ }\Omega, L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	$C = 100 \text{ pF}$
Spur 4	$U_{Sat} = 5 \text{ V}, R_1 = R_2 = 50 \text{ k}\Omega, R_3 = 80 \text{ }\Omega, L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	$C = 0,01 \text{ pF}$

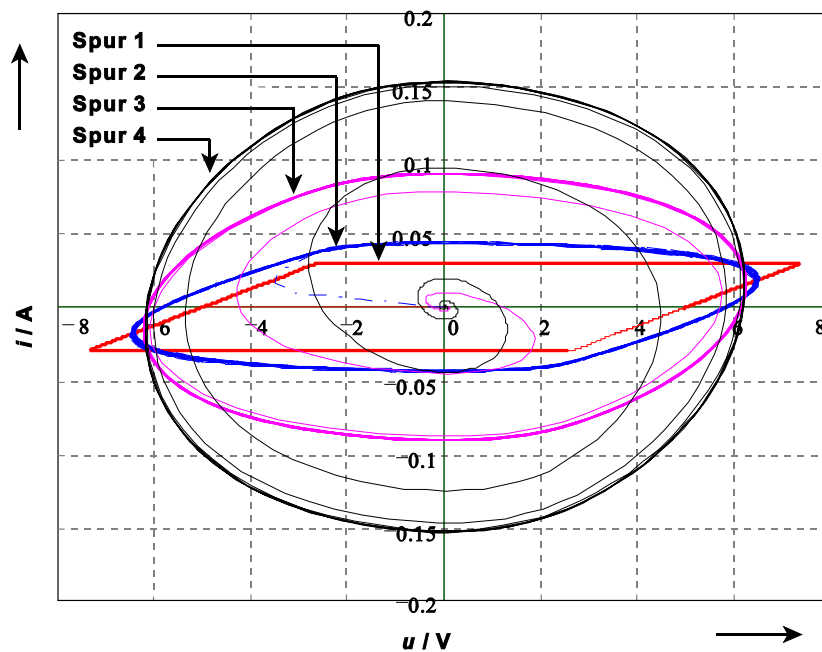


Bild 4.21: Phasendiagramm von Strom und Spannung am Klemmeneingang des Zweipols N nach Bild 4.12

Spur 4 in Bild 4.21 ist eine Trajektorie, die eine fast kreisförmige Form besitzt und somit einer harmonischen Schwingung ähnelt (van der Pol). Eine Verringerung der Kapazität führt von Spur 4 zu Spur 1. Spur 1 stellt den Grenzübergang der Kapazität C gegen 0 dar. Die Trajektorie weist den zuvor in Abschnitt 4.2.1 postulierten Kurvenverlauf von Strom und Spannung auf. Bilder 4.22 und 4.23 zeigen den zeitlichen Verlauf von Strom und Spannung der Spur 1.

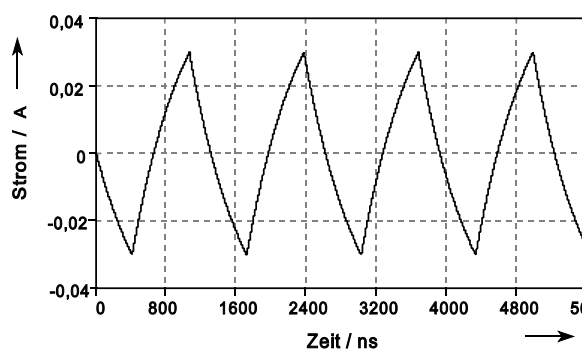


Bild 4.22: Zeitlicher Stromverlauf an der Induktivität (Spur 1 in Bild 4.21)

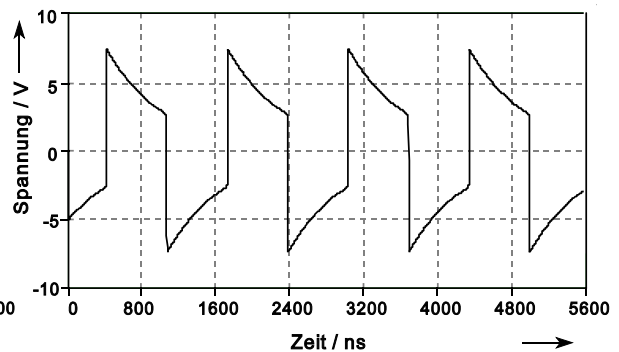


Bild 4.23: Zeitlicher Spannungsverlauf an der Induktivität (Spur 1 in Bild 4.21)

Eine reale Messung der Spannung (Bild 4.24) an der Spule des RL-Oszillators nach Bild 4.12 zeigt die Übereinstimmung der Kurvenform mit dem durch das mathematische Differentialgleichungsmodell hergeleiteten Spannungsverlauf in Bild 4.23.

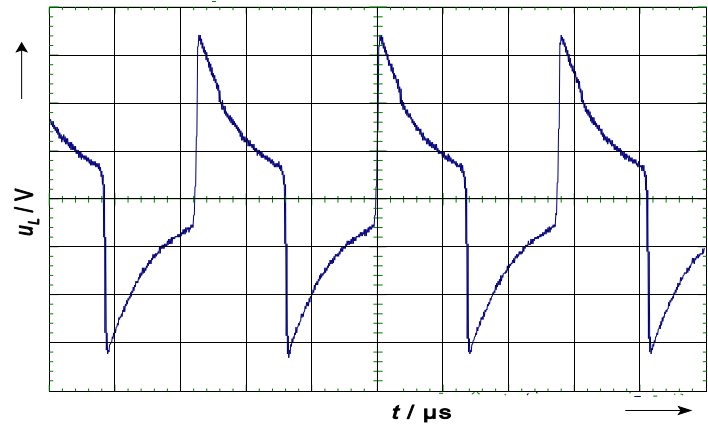


Bild 4.24: Gemessener Spannungsverlauf an der Spule eines RL-Oszillators

4.2.3 Berechnung der Periodendauer der Schwingfrequenz

Schaltungen, die aus einer einzigen Induktivität, Widerständen und unabhängigen Quellen bestehen, bezeichnet man als Schaltung ersten Grades.

Jede dieser Schaltungen lässt sich in eine Schaltung nach Bild 4.25 vereinfachen.

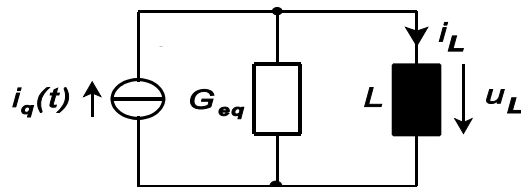


Bild 4.25: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für eine Schaltung ersten Grades

Wendet man die Kirchhoffsche Knotengleichung auf die Schaltung in Bild 4.25 an, erhält man

$$G_{eq} u_L + i_L = i_q(t) \quad (4.13)$$

Mit der Substitution $u_L = L \dot{i}_L$ und nach i_L aufgelöst bekommt man

$$\dot{i}_L = -\frac{i_L}{G_{eq} L} + \frac{i_q(t)}{G_{eq} L} \quad (4.14)$$

Die allgemeine Lösung dieser Differentialgleichung ersten Grades lautet:

$$i_L(t) = i_L(t_0) \exp\left(\frac{-(t-t_0)}{G_{eq}L}\right) + \int_{t_0}^t \frac{1}{G_{eq}L} \exp\left(\frac{-(t-t')}{G_{eq}L}\right) i_q(t') dt' \quad (4.15)$$

Sind nur Gleichstromquellen vorhanden, vereinfacht sich obiger Ausdruck zu

$$i_L(t) = [i_L(t_0) - i_L(t_\infty)] \exp\left(\frac{-(t-t_0)}{G_{eq}L}\right) + i_L(t_\infty) \quad (4.16)$$

Die einzelnen Kennlinienäste des Zweipols N, der mit einer Induktivität beschaltet ist, lassen sich ebenfalls durch ein Ersatzschaltbild nach Bild 4.25 darstellen. Sind die Ersatzschaltbildparameter bekannt, kann das dynamische Verhalten des Spulenstroms bestimmt werden.

Die Periodendauer T der Oszillationsfrequenz ergibt sich aus der Summe der Zeiten, die benötigt wird, um von den Kennlinienpunkten P_1 nach P_2 , von P_2 nach P_3 , von P_3 nach P_4 und von P_4 wiederum nach P_1 zu gelangen.

Berechnung der Zeit, um von P_1 (P_3) nach P_2 (P_4) zu gelangen:

$$i_L(P_1) = -\frac{R_1}{R_3(R_1+R_2)} U_{Sat}, \quad i_L(P_2) = \frac{R_1}{R_3(R_1+R_2)} U_{Sat}, \quad i_L(t_\infty) = \frac{U_{Sat}}{R_3} \quad (4.17)$$

Eingesetzt in Gleichung (4.16) ergibt sich:

$$\frac{R_1}{R_3(R_1+R_2)} U_{Sat} = \left[\frac{-R_1}{R_3(R_1+R_2)} U_{Sat} - \frac{U_{Sat}}{R_3} \right] \exp\left(-\frac{R_3}{L} t\right) + \frac{U_{Sat}}{R_3} \quad (4.18)$$

Löst man nach der Zeit t auf, erhält man

$$t = \frac{L}{R_3} \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad (4.19)$$

Für die Zeit von P_3 nach P_4 ergibt sich ebenfalls die Zeit nach Gleichung (4.19). Die Zeit von Punkt P_4 nach Punkt P_1 bzw. von Punkt P_2 nach Punkt P_3 wird durch Anstiegsgeschwindigkeit S (slew rate) des Operationsverstärkers bestimmt:

$$P_3 = \left(-\frac{R_2+2R_1}{R_1+R_2} U_{Sat}, \frac{-R_1}{R_3(R_1+R_2)} U_{Sat} \right), \quad P_2 = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2} U_{Sat}, \frac{-R_1}{R_3(R_1+R_2)} U_{Sat} \right), \quad (4.20)$$

$$P_1 = \left(\frac{R_2 + 2R_1}{R_1 + R_2} U_{Sat}, \frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} U_{Sat} \right), P_4 = \left(\frac{-R_2}{R_1 + R_2} U_{Sat}, \frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} U_{Sat} \right). \quad (4.21)$$

$$t_{P_4 P_1} = \frac{u(P_1) - u(P_4)}{S} = \frac{2U_{Sat}}{S}, \quad (4.22)$$

$$t_{P_2 P_3} = \frac{u(P_3) - u(P_2)}{-S} = \frac{2U_{Sat}}{S}. \quad (4.23)$$

Die Periodendauer T der Schwingung ergibt sich demnach zu:

$$T = t_{P_1 P_2} + t_{P_2 P_3} + t_{P_3 P_4} + t_{P_4 P_1}, \quad (4.24)$$

$$T = 2 \frac{L}{R_3} \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) + 4 \frac{|U_{Sat}|}{S}.$$

In ähnlicher Weise kann die Periodendauer der RL-Oszillatoren mit Transistoren (Bild 4.6 und Bild 4.7) berechnet werden. Die gekrümmte Kennlinie des negativen Widerstands wird dazu durch Geradenstücke approximiert und für jedes Geradenstück wird die Zeit ermittelt, die das System braucht, sich vom Anfang des Geradenstücks bis zum Ende zu bewegen. Die Periodendauer ergibt sich durch Aufsummieren der Zeiten für alle Teilgeradenstücke.

4.2.4 Berücksichtigung der ohmschen Verluste des Wirbelstromsensors bei der Periodendauerberechnung

Der Wirbelstromsensor kann durch ein Ersatzschaltbild, das aus einer Serienschaltung von Verlustwiderstand $R_s(f, a)$ und einer Induktivität $L_s(f, a)$ (Bild 4.26) besteht, mit den Parametern a (Abstand zum leitfähigem Medium) und f (Frequenzabhängigkeit des Wirbelstromsensors) beschrieben werden. Durch Einbeziehen des Verlustwiderstands $R_s(f, a)$ in den Zweipol N (Bild 4.27) gelangt man zum Zweipol N' (Bild 4.28) mit einer statischen Übertragungskennlinie nach Bild 4.29.

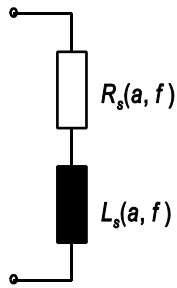


Bild 4.26: Wirbelstromersatzschaltbild

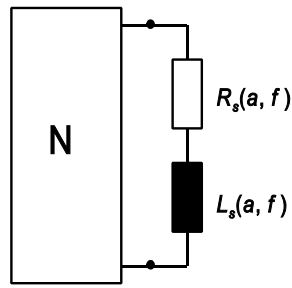


Bild 4.27: Zweipol N mit Wirbelstromsensor

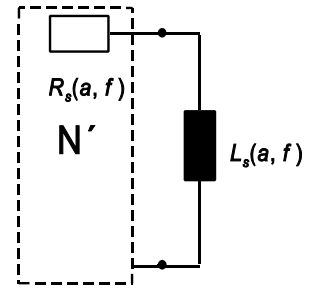


Bild 4.28: Einbezug des Verlustwiderstands in den Zweipol

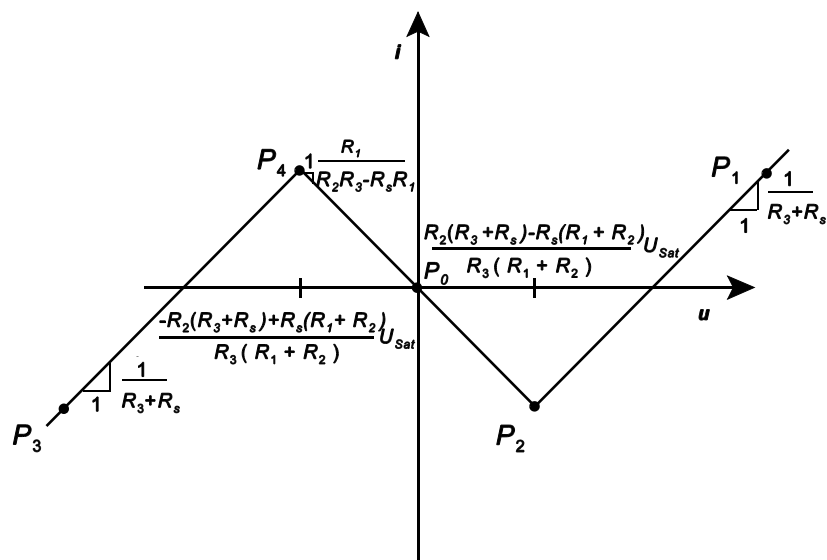


Bild 4.29: Statische Übertragungskennlinie des Zweipols N' mit Berücksichtigung des Verlustwiderstands R_s des Wirbelstromsensors

Die einzelnen Kennlinienäste lassen sich durch folgende Gleichungen beschreiben.

■ **Linearer Bereich**

$$i = -\frac{R_1}{R_2 R_3 - R_s R_1} u \quad (4.25)$$

■ **Negativer Sättigungsbereich**

$$i = \frac{u}{R_3 + R_S} + \frac{U_{Sat}}{R_3 + R_S} ,$$

$$u < \frac{-R_2(R_3 + R_S) + R_S(R_1 + R_2)}{R_3(R_1 + R_2)} U_{Sat} .$$
(4.26)

■ **Positiver Sättigungsbereich**

$$i = \frac{u}{R_3 + R_S} - \frac{U_{Sat}}{R_3 + R_S} ,$$

$$u > \frac{R_2(R_3 + R_S) - R_S(R_1 + R_2)}{R_3(R_1 + R_2)} U_{Sat} .$$
(4.27)

Die Periodendauer T der Kippstufen nach Bild 4.12 mit verlustbehaftetem Wirbelstromsensor (L wird durch eine Serienschaltung von L_S und R_S ersetzt) berechnet sich zu:

$$T = 2 \frac{L_S}{R_3 + R_S} \ln \left(\frac{\frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} + \frac{1}{R_S + R_3}}{\frac{-R_1}{R_3(R_1 + R_2)} + \frac{1}{R_S + R_3}} \right) + 4 \frac{|U_{Sat}|}{S}$$
(4.28)

$$= 2 \frac{L_S}{R_3 + R_S} \ln \left(\frac{2R_1R_3 + R_1R_S + R_3R_2}{R_3R_2 - R_1R_S} \right) + 4 \frac{|U_{Sat}|}{S} .$$

Bild 4.30 zeigt das prozentuale Verhältnis des Terms $4 U_{Sat}/S$ zur Periodendauer T für vier schnelle Operationsverstärker.

Gegenüber dem LC-Oszillator weist der RL-Oszillator eine größere Empfindlichkeit bezüglich Induktivitätsänderungen bei gleicher Schwingfrequenz auf; Gleichung (4.29) gibt die Empfindlichkeit der Schwingfrequenz (Gleichung (4.2)) eines Parallelschwingkreises aus der Kapazität C und dem L_S - R_S -Seriensatzschaltbild wieder, Gleichung (4.30) die des RL-Oszillators.

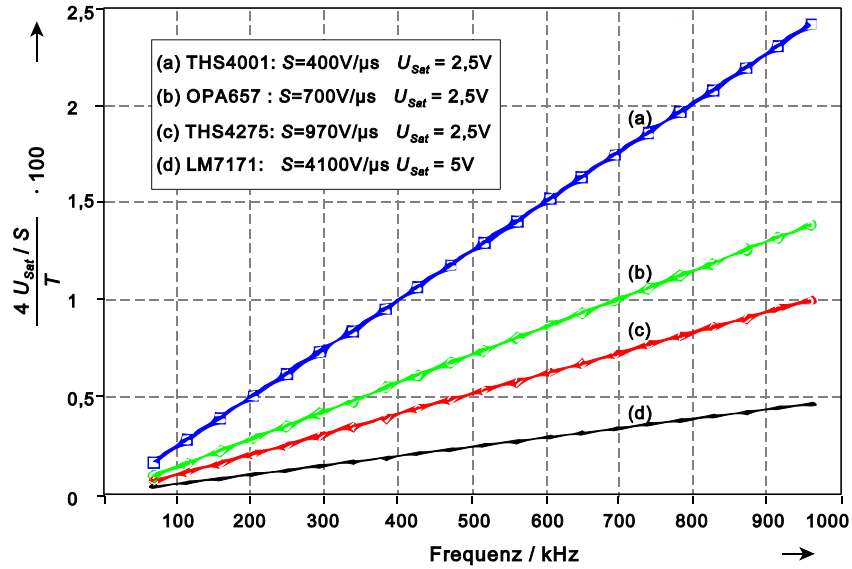


Bild 4.30: Prozentuales Verhältnis des Anteils $4 U_{Sat} / S$ an der Periodendauer T (Gleichung (4.24)) in Abhängigkeit von der Frequenz

$$E_{L}^{LC} = \frac{\partial f}{\partial L} = \frac{\frac{-4}{L_S^2 C} + 2 \frac{R_S^2}{L_S^3}}{8\pi \sqrt{\frac{4}{L_S C} - \left(\frac{R_S}{L_S}\right)^2}} \quad (4.29)$$

$$E_{L}^{RL} = \frac{\partial f}{\partial L} = -\frac{R_3 + R_S}{L_S^2 \cdot 2 \ln \frac{3R_3 + R_S}{R_3 - R_S}} \quad (4.30)$$

Zahlenbeispiele:

- a) LC-Oszillator mit $L_S = 10 \mu\text{H}$ $R_S = 4 \Omega$ $C = 2,5 \text{ nF}$ Schwingfrequenz $f = 1006080 \text{ Hz}$
Empfindlichkeit des LC-Oszillators: $E_{L}^{LC} = -50253 \text{ Hz}/\mu\text{H}$
RL-Oszillator mit $L_S = 10 \mu\text{H}$ $R_S = 4 \Omega$ $R_3 = 23,068 \Omega$ Schwingfrequenz $f = 1006066 \text{ Hz}$
Empfindlichkeit des RL-Oszillators: $E_{L}^{RL} = -100606 \text{ Hz}/\mu\text{H}$
- b) LC-Oszillator mit $L_S = 10 \mu\text{H}$ $R_S = 4 \Omega$ $C = 10 \text{ nF}$ Schwingfrequenz $f = 502284 \text{ Hz}$
Empfindlichkeit des LC-Oszillators: $E_{L}^{LC} = -25013 \text{ Hz}/\mu\text{H}$
RL-Oszillator mit $L_S = 10 \mu\text{H}$ $R_S = 4 \Omega$ $R_3 = 12,11 \Omega$ Schwingfrequenz $f = 502182 \text{ Hz}$
Empfindlichkeit des RL-Oszillators: $E_{L}^{RL} = -50218 \text{ Hz}/\mu\text{H}$

- c) LC-Oszillator mit $L_S = 200 \mu\text{H}$ $R_S = 4 \Omega$ $C = 2,5 \text{ nF}$ Schwingfrequenz $f = 225043 \text{ Hz}$
 Empfindlichkeit des LC-Oszillators: $E_L^{\text{LC}} = -562 \text{ Hz}/\mu\text{H}$
 RL-Oszillator mit $L_S = 200 \mu\text{H}$ $R_S = 4 \Omega$ $R_3 = 101,18$ Schwingfrequenz $f = 225044 \text{ Hz}$
 Empfindlichkeit des RL-Oszillators $E_L^{\text{RL}} = -1125 \text{ Hz}/\mu\text{H}$

4.2.5 Einfluss unterschiedlicher Sättigungsspannungen auf die Periodendauer

Die positive und negative Sättigungsspannung U_{Sat}^+ und U_{Sat}^- sind bei realen Operationsverstärkern betragsmässig nicht gleich. Tabelle 4.4 zeigt gemessene und aus dem Simulationsprogramm Spice ermittelte Werte bei einer Versorgungsspannung des Operationsverstärkers von $\pm 5 \text{ V}$.

Tabelle 4.4: Sättigungsspannungen von realen Operationsverstärkern

Operationsverstärker	Spice		Messung	
	$U_{\text{Sat}}^+ / \text{V}$	$U_{\text{Sat}}^- / \text{V}$	$U_{\text{Sat}}^+ / \text{V}$	$U_{\text{Sat}}^- / \text{V}$
TL082	4,322	-4,322	4,260	-3,533
OP283	4,285	-4,926	4,324	-4,926
OP291	4,948	-4,948	4,963	-4,948
OP295	4,997	-4,997	4,973	-4,945
OP284	4,980	-4,981	4,866	-4,918
THS4001	--	--	4,054	-3,968
AD827	--	--	4,296	-4,060

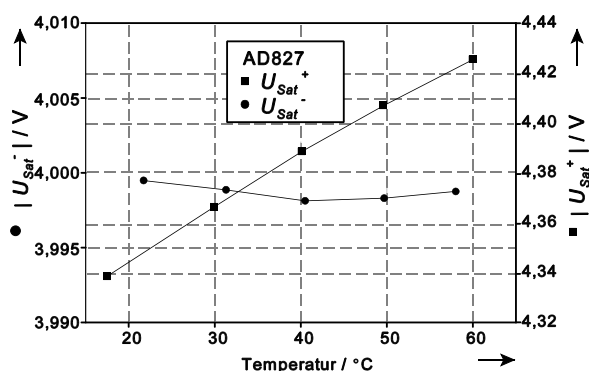


Bild 4.31: Messung der Temperaturabhängigkeit von positiver und negativer Sättigungsspannung am Operationsverstärker AD827

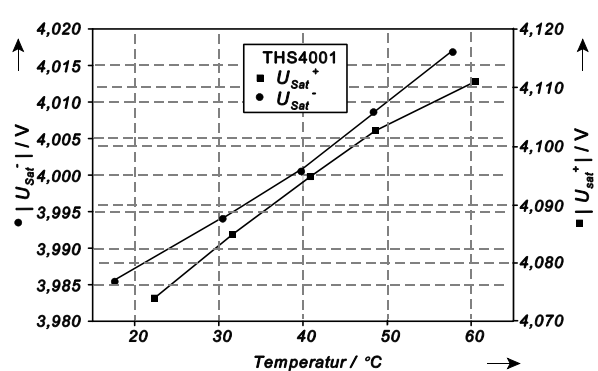


Bild 4.32: Messung der Temperaturabhängigkeit von positiver und negativer Sättigungsspannung am Operationsverstärker THS4001

Neben der betragsmäßigen Ungleichheit zeigen die Sättigungsspannungen darüber hinaus einen unterschiedlichen Temperaturkoeffizienten. Auch haben die diversen Typen unterschiedliche Temperaturkoeffizienten, wie den folgenden Messkurven (Bild 4.31 und Bild 4.32) zu entnehmen ist.

Gleichung (4.31) berücksichtigt unterschiedliche Sättigungsspannungen für die Periodendauer T der Schaltung nach Bild 4.12 mit Wirbelstromsensor:

$$T = 2 \frac{L}{R_3 + R_S} \ln \left[\frac{\frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} \frac{|U_{Sat}^+|}{|U_{Sat}^-|} + \frac{1}{R_3 + R_S}}{-\frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} + \frac{1}{R_3 + R_S}} \right] + 2 \left\{ \frac{|U_{Sat}^+|}{S} + \frac{|U_{Sat}^-|}{S} \right\} . \quad (4.31)$$

Der Ausgangsstrom eines realen Operationsverstärkers ist einer Begrenzung unterworfen. Die Bilder 4.33 und 4.34 zeigen den Stromverlauf an der verlustbehafteten Spule des vorher genannten RL-Oszillators, wobei die Versorgungsspannung des Operationsverstärkers einmal ± 5 V und zum anderen ± 15 V beträgt. Bei Induktivitätswerten der Spule um die $40 \mu\text{H}$ würde beim idealen Modell ein Strom fließen, der $I_{pp} = 120$ mA betragen müsste. Einen Strom in dieser Größenordnung kann nur ein Leistungsoperationsverstärker liefern, ein normaler Operationsverstärker jedoch nicht.

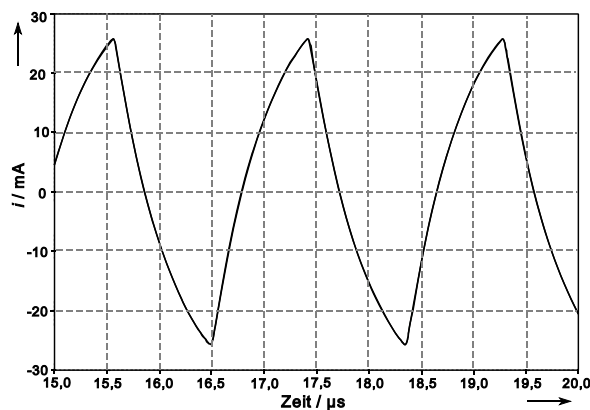


Bild 4.33: Mit Spice simulierter Stromverlauf an der Induktivität eines RL-Oszillators bei ± 5 V Versorgungsspannung

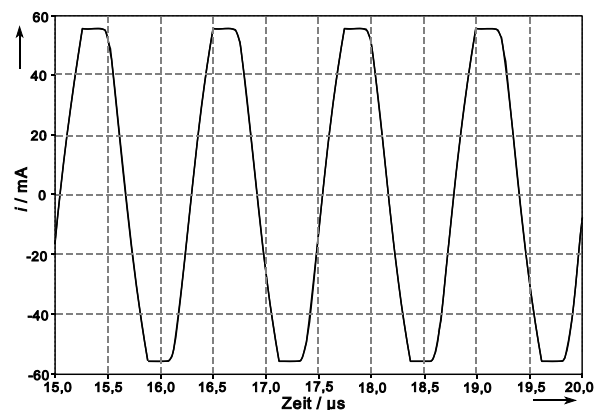
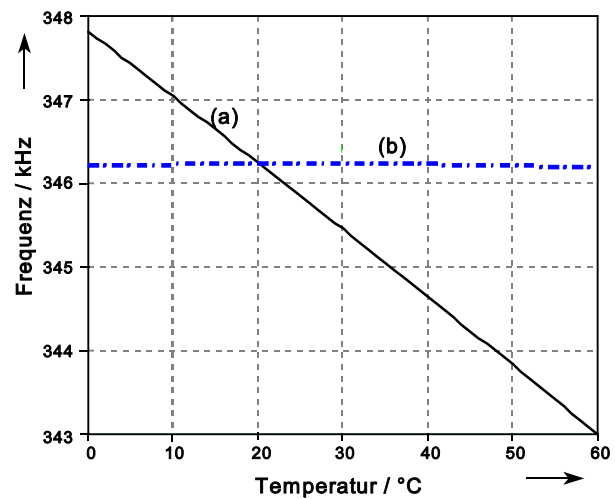


Bild 4.34: Mit Spice simulierter Stromverlauf an der Induktivität eines RL-Oszillators bei ± 15 V Versorgungsspannung

Leistungsoperationsverstärker zeigen jedoch kein ausreichend schnelles Schaltverhalten; die Praxis zeigt aber, dass dies für das Entstehen einer Schwingung notwendig ist. Außerdem verschlechtert sich die Frequenzstabilität rapide, falls der Ausgangsstrom in die Sättigung kommt, da interne Transistoren übersteuert werden.

4.2.6 Abhängigkeit der Periodendauer von den Schaltungsparametern; Regeln zur Reduzierung des Temperatureinflusses

Die Gleichung für die Periodendauer (4.28) wird nun im Hinblick auf den Einfluss der Variation der Schaltungsparameter diskutiert. Erhöht man R_3 , steigt die Schwingfrequenz; eine Erhöhung von R_S führt zu einer Erniedrigung der Frequenz. Keinen Einfluss hat eine betragsmäßige Erhöhung oder Verminderung der Widerstände R_1 und R_2 , wenn beide den gleichen Wert besitzen. Eine Zunahme der Sensorinduktivität bewirkt eine Abnahme der Schwingfrequenz. Bei der Auswertung von induktiven Sensoren soll eine Variation der Bauteilennennwerte durch Temperatureinfluss nur eine geringe Wirkung auf das Nutzsignal zeigen. Nimmt man für die Widerstände



herkömmliche Metallschichtwiderstände mit einem handelsüblichen TK-Wert von $|25|$ ppm/K, zeigt sich bei einer Temperaturspanne von 60 °C keine nennenswerte Frequenzänderung. Der planare Wirbelstromsensor jedoch hat einen nicht vernachlässigbaren Temperaturkoeffizienten von 3900 ppm/K (bei Annahme von Kupferleiterbahnen). Außerdem sind auch die Verluste in der Wirbelstromkurzschlussplatte temperaturabhängig. Kurve (a) in Bild 4.35 zeigt den Einfluss auf die Ausgangsfrequenz in einem Temperaturintervall von 0 °C bis 60 °C bei einem Verlustwiderstand $R_S = 16$ Ω, einer Induktivität $L_S = 100$ μH, gleichen Widerständen R_1 und R_2 und $R_3 = 80$ Ω gesetzt. Der Frequenzverlauf zeigt eine annähernd linear fallende Abhängigkeit von der Temperatur mit einem Temperaturkoeffizienten von 83 Hz/K.

Kurve (b) in Bild 4.35 ergibt sich, wenn für R_3 eine Temperaturabhängigkeit der Form $R_3 = 80 \cdot (1 + 0,00021 \text{K}^{-1} \cdot (\vartheta - 20^\circ\text{C})) \Omega$ angesetzt wird. Realisieren lässt sich dies, indem man in Serie zu einem $75,6$ Ohm Festwiderstand $7,8$ cm langen und 20 μm dicken Kupferdraht (Kupfer: $\rho = 0,0178$ Ωmm²/m, $\alpha_{20} = 3,9 \cdot 10^{-3}$ /K) bifilar wickelt. Verwendet man Wolframdraht (Wolfram: $\rho = 0,055$ Ωmm²/m, $\alpha_{20} = 4,5 \cdot 10^{-3}$ /K), kann die Länge des Drahtes auf $2,2$ cm verkürzt werden (Festwiderstand wird zu $76,14$ Ω gesetzt). In [14] wird sogar von $4,5$ μm dünnen Wolframdraht berichtet. Alternativ kann durch Widerstandsdruck auf der Leiterplatte der gewünschte Widerstand hergestellt [15] oder beispielsweise in der Wägemesstechnik zur Temperaturkorrektur eingesetzte Nickelfolienwiderstände, deren Widerstand durch Abrasionstechnik eingestellt wird, verwendet werden [16].

Der durch die Temperatur ϑ stark beeinflusste Parameter ist der Verlustwiderstand R_S . Die Empfindlichkeit der Frequenz f in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_S wird durch Gleichung (4.32) beschrieben.

$$\frac{\partial f}{\partial R_S} = \frac{1}{2L_S} \frac{\ln \frac{3R_3 + R_S}{R_3 - R_S} - (R_3 + R_S) \left(\frac{1}{3R_3 + R_S} + \frac{1}{R_3 - R_S} \right)}{[\ln((3R_3 + R_S)/(R_3 - R_S))]^2} \quad (4.32)$$

In Bild 4.36 ist die Empfindlichkeit der Frequenz in Abhängigkeit vom Verlustwiderstand R_S und dem Scharparameter R_3 dargestellt.

Die Empfindlichkeit steigt mit zunehmendem Widerstand R_S . Ferner ergibt sich, dass durch Erhöhung des Widerstandes R_3 die Temperaturempfindlichkeit verringert wird. Die Praxis zeigt jedoch, dass bei zu großem Widerstand R_3 eine Destabilisierung der Schwingfrequenz auftritt und schließlich das Oszillatorsignal abreißt.

Gleichung (4.28) wurde unter der Annahme erstellt, dass als einziges, die Frequenz bestimmendes reaktives Element, eine Spule vorhanden ist.

Beim realen Operationsverstärker treten zu höheren Frequenzwerten hin jedoch verstärkt kapazitive Effekte in Erscheinung. An den invertierenden und nichtinvertierenden Eingängen befinden sich geerdete Kapazitäten [17, 18]. Die begrenzte Anstiegsgeschwindigkeit des Operationsverstärkers (Slew Rate) und damit im Zusammenhang die beschränkte Bandbreite wird in der Literatur durch einen Tiefpass, bestehend aus 2 RC-Gliedern am Ausgang modelliert [59]. Die nachfolgenden Bilder 4.37 bis 4.40 zeigen den mit Spice simulierten Spannungsverlauf an der Spule eines RL-Oszillators (Schaltung (a), Bild 4.12).

Für den Operationsverstärker wurde der Typ TL082 (Slew Rate $\approx 20 \text{ V}/\mu\text{s}$) verwendet, die Spulenkennwerte L_S und R_S wurden zu $40 \mu\text{H}$ bzw. 20Ω festgesetzt. Der Widerstand R_3 wird dabei, ausgehend von $R_3 = 60 \Omega$ bis zu 700Ω , erhöht.

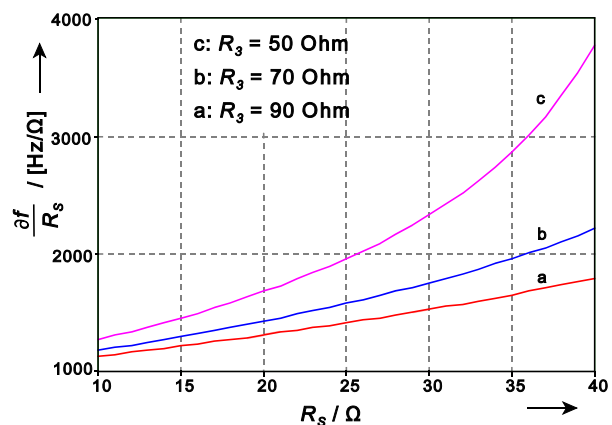


Bild 4.36: Empfindlichkeit der Ausgangsfrequenz des Oszillators in Abhängigkeit des Verlustwiderstands R_S und des Widerstands R_3

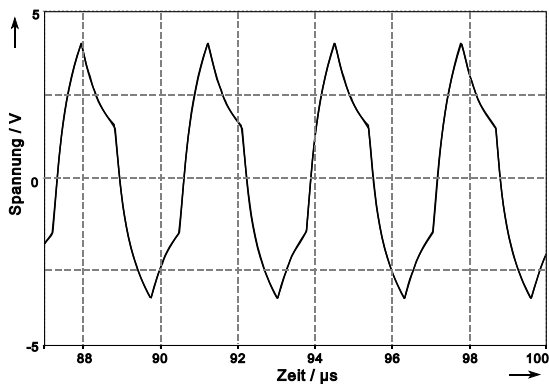


Bild 4.37: Spannungsverlauf an der Spule des RL-Oszillators – $R_3 = 60 \Omega$

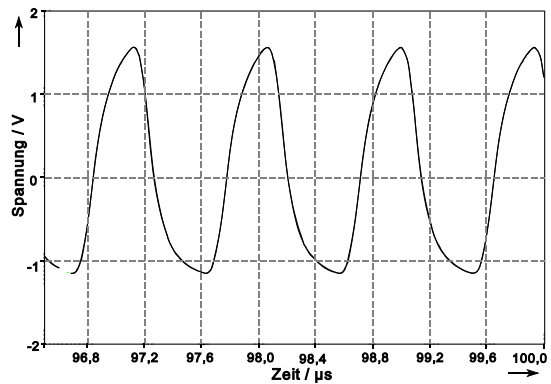


Bild 4.38: Spannungsverlauf an der Spule des RL-Oszillators – $R_3 = 300 \Omega$

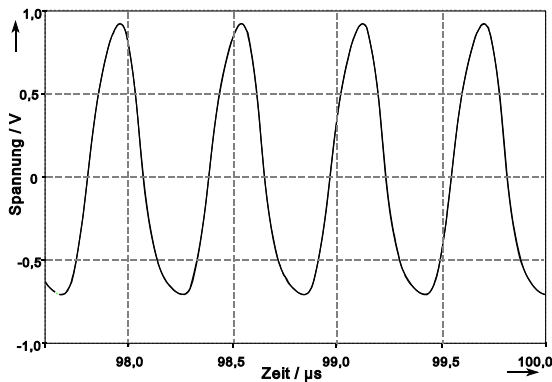


Bild 4.39: Spannungsverlauf an der Spule des RL-Oszillators – $R_3 = 500 \Omega$

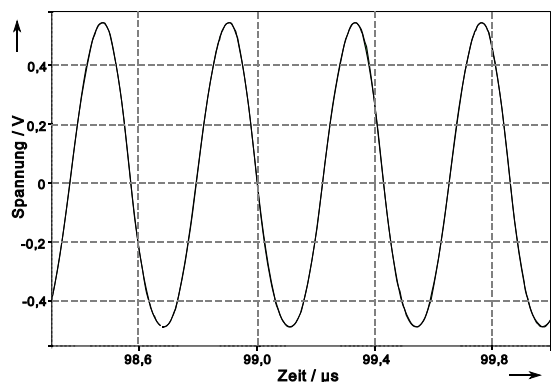


Bild 4.40: Spannungsverlauf an der Spule des RL-Oszillators – $R_3 = 700 \Omega$

Man erkennt, dass die anfängliche Kurvenform des RL-Oszillators (Bild 4.37) – bei Verwendung eines OP's mit größerer Slew Rate ähnelt der Spannungsverlauf mehr dem idealen RL-Oszillator nach Bild 4.23 – mit größer werdenden R_3 in die Kurvenform des LC-Oszillators übergeht (Bild 4.40).

Tabelle 4.5 zeigt das Ergebnis der Empfindlichkeitsanalyse der Oszillatorausgangsfrequenz bezüglich der Ersatzinduktivität L_S und des Ersatzwiderstandes R_S mit R_3 als variierendem Parameter.

Der Einfluss des Verlustwiderstandes R_S auf die Schwingfrequenz nimmt bei höheren Frequenzen – wird durch Erhöhung von R_3 erreicht – ab. Der funktionale Zusammenhang Wirbelstromimpedanz/Ausgangsfrequenz wird von der anfänglich gleichwertigen Abhängigkeit von Verlustwiderstand R_S und reaktivem Anteil L_S durch die Erhöhung von R_3 fast nur noch vom

induktiven Anteil abhängig. Dies wurde erreicht, ohne zusätzliche Kapazitäten parallel zur Induktivität schalten zu müssen. Die intern wirksamen Kapazitäten beeinträchtigen die Langzeitstabilität nicht, da Kapazitäten auf Halbleiterbasis eine vernachlässigbare Drift aufweisen – auf dem Markt sind langzeitstabile Kondensatoren auf Siliziumbasis verfügbar [19].

Tabelle 4.5: Empfindlichkeitsanalyse der Oszillatorfrequenz von Schaltung nach Bild 4.12 a mit dem Programm Spice; $L_S = 40 \mu\text{H}$, $R_S = 20 \Omega$, OP = TL082, $R_1 = R_2$

R_3	$\frac{\partial f}{\partial R_S}$	$\frac{\partial f / \partial R_S}{f}$	$\frac{\partial f}{\partial L_S}$	$\frac{\partial f / \partial L_S}{f}$
60 Ω	1900 Hz/ Ω	6245 ppm/ Ω	5981 Hz/ μH	19660 ppm/ μH
100 Ω	1265 Hz/ Ω	2827 ppm/ Ω	7307 Hz/ μH	16324 ppm/ μH
300 Ω	607 Hz/ Ω	568 ppm/ Ω	28336 Hz/ μH	26505 ppm/ μH
500 Ω	69 Hz/ Ω	40 ppm/ Ω	42572 Hz/ μH	24744 ppm/ μH
700 Ω	53 Hz/ Ω	23 ppm/ Ω	50704 Hz/ μH	21823 ppm/ μH

4.2.7 Empirische Betrachtungen zur Schwingbedingung

Zur Ermittlung der Schwingbedingung der RL-Oszillatoren nach Bild 4.12 muss das nicht-lineare Zustandsgleichungsmodell mit allen reaktiven Elementen aufgestellt werden. Nach der Linearisierung der Zustandsmatrix um die Kennlinienpunkte P_4 bzw. P_2 (Bild 4.17) muss untersucht werden, für welche Bauelementwerte die Eigenwerte der Matrix negativ werden; sind diese negativ, ist das System instabil und schwingt, bei positiven Eigenwerten verharrt die Schaltung wahlweise in den Punkten P_4 oder P_2 – die Schaltung kippt in einen dieser Arbeitspunkte und bleibt dort stabil. Der Kennlinienpunkt P_0 ist instabil (genauer der Bereich um diesen ist instabil; durch Rauschen wird der Arbeitspunkt in diesen Bereich ausgelenkt); eine Untersuchung seiner Stabilität ergibt keine Erkenntnisse, ob das System zu Oszillationen neigt. Auf eine mathematische Herleitung der Schwingbedingung wird hier jedoch verzichtet; aus der Erfahrung bei der Simulation wird statt dessen eine qualitativ empirische Aussage abgeleitet. Damit eine Oszillation entsteht, muss der lineare Bereich (Bild 4.29) eine negative Steigung aufweisen; somit muss R_3 größer als der Spulenverlustwiderstand R_S sein. Simulationen zeigen, dass geerdete Kapazitäten am OpAmp-Eingang, der keine Verbindung zur Spule besitzt, zu einer Abnahme der Schwingneigung führen. Langsame Operationsverstärker haben gleichfalls an den Eingängen große Kapazitäten. Für kleine Induktivitätswerte braucht man schnelle OpAmps mit einer hohen Slew Rate; diese haben an den Verstärkereingängen geringe Eingangskapazitätswerte.

4.3 Betrachtung der messbereichsbezogenen Frequenzstabilität; Bewertung des frequenzanalogen Ausgangssignals von Messoszillatoren und Vergleich von LC-, RC- und RL-Oszillatoren

■ Kurzzeitstabilität

Betrachtet man ein Oszillatorsignal, erhält man eine Schwingung, die in ihrer Amplitude und Phase Schwankungen unterworfen ist. Im Spektrum betrachtet, erhält man durch Rauschen verursachte verbreiterte Spektrallinien (bei einem Sinusoszillator liegt nur eine einzige Spektrallinie vor).

Messung im Frequenzbereich

Ein häufiges Verfahren zur Messung des Oszillatorrauschen ist das der Selbstüberlagerung der Rauschseitenbänder mit dem Träger [20]. Erfolgt die Überlagerung nach einem Diskriminator – Resonator hoher Güte oder Umwegleitung – erhält man ein Maß für das Frequenzrauschen. Mittels einer selektiven NF-Spannungsmessung kann die spektrale Leistungsdichte des Frequenzrauschen je Hertz Bandbreite bestimmt werden. Die Durchführung dieser Messungen im Frequenzbereich erfordert jedoch einen komplexen Messaufbau mit hochwertigen Messgeräten.

Messung im Zeitbereich

Alternativ kann eine Bewertung des Frequenzsignals bezüglich der Stabilität auch im Zeitbereich durchgeführt werden, wobei als Messgerät ein Frequenzzähler dient. Das aus der Statistik gebräuchlichste Kriterium zur Beschreibung der zufälligen Abweichungen eines Messwertes vom Erwartungswert ist das Schwankungsquadrat (auch zweites zentrales Moment oder Varianz σ^2 genannt). Sind f_i die Einzelfrequenzmesswerte und \bar{f} der Mittelwert über die Summe der Messwerte, erhält man für die Varianz σ^2 (genaugenommen handelt es sich um den Schätzwert der Varianz):

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (f_i - \bar{f})^2 \quad . \quad (4.33)$$

Der Mittelwert über N Messwerte ergibt sich zu

$$\bar{f} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i \quad . \quad (4.34)$$

Eine Mittelung über M Stichprobenvarianzen verkleinert den Vertrauensbereich. Mit der Zeitdauer τ einer Frequenzmessung und dem zeitlichen Abstand T zwischen sukzessiven

Messungen erhält man

$$\hat{\sigma}(M, N, T, \tau)_f = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N \left(f_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N f_k \right)^2} . \quad (4.35)$$

Frequenzdriften, verursacht durch Alterung und Temperatureinflüsse, führen dazu, dass die Berechnung der Standardabweichung nach Gl. (4.35) auch bei langer Mittelung nicht konvergiert. Bei der Allan-Varianz wird die Varianz nur über zwei unmittelbar aufeinanderfolgende ($T = 0$ s) Frequenzmesswerte gebildet – N wird zu 2 gesetzt – und anschließend über M Varianzen gemittelt. Durch Anwendung der Allan-Varianz (Gleichung (4.36)) werden systematische Fehler unterdrückt, und man erhält ein direktes Maß für das Rauschen eines Oszillators. Die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen zeigten, dass die Allan-Varianz auch bei wiederholtem Messen am selben Oszillator immer gegen den gleichen Wert konvergierte, wohingegen bei Anwendung der allgemeinen Varianzdefinition sich stets unterschiedliche Werte ergaben:

$$\sigma(M, 2, 0, \tau)_f = \sqrt{\frac{1}{M-1} \sum_{m=1}^{M-1} \frac{(f_{m+1} - f_m)^2}{2}} . \quad (4.36)$$

■ Messbereichsbezogene Frequenzstabilität

Beim Entwurf von Oszillatoren, wie sie in Überlagerungsempfängern oder Taktgebern vorzufinden sind, ist das Ziel eine vernachlässigbare Frequenzschwankung bezüglich der Nennfrequenz f_0 , wohingegen bei Messoszillatoren eine gute Frequenzstabilität über das gesamte, durch Variation der Messgröße sich ergebene Frequenzband, angestrebt wird.

Das Signal-Rausch-Verhältnis ist desto besser, je kleiner die absoluten Frequenzschwankungen im Verhältnis der durch die Messgrößenumformung erreichbaren Frequenzbandbreite sind. Eine vergleichende Bewertung der Stabilität des Ausgangsfrequenzsignals von Oszillatoren, die zur Umformung von nichtelektrischen Größen dienen, nach Kriterien, wie Oszillatoren, die bei gleichbleibender Frequenz betrieben werden vorzunehmen, würde die unterschiedlichen Anwendungsgebiete nicht berücksichtigen. Deshalb werden die absoluten Frequenzschwankungen im Gegensatz zu häufig in der Literatur [21, 22] vorzufindenden Definitionen nicht auf eine Nennfrequenz f_0 , sondern auf den messgrößenbedingten Frequenzhub $f_{max} - f_{min}$ bezogen. Die absoluten Frequenzschwankungen über dem Frequenzband sind nicht konstant (Bild 4.41); für eine Beurteilung werden die maximalen Frequenzschwankungen ermittelt; dies erlaubt somit die Angabe einer Garantiefehlergrenze für den zu untersuchenden Oszillator. Bei Vergleich von Oszillatoren gleicher Nennfrequenz wird durch die Angabe der Torzeit τ über die gleiche Anzahl von Perioden gemittelt.

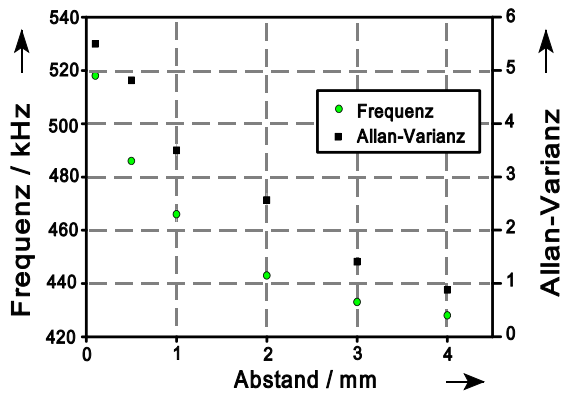


Bild 4.41: Abstandsabhängige Allan-Varianz eines Messoszillators

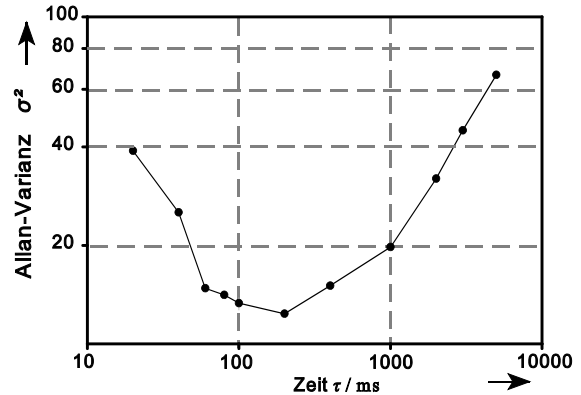


Bild 4.42: Abhängigkeit der Allan-Varianz von der Zeitdauer τ einer Frequenzmessung

Die Kurzzeitstabilität (Frequenzschwankungen im Bereich weniger Sekunden) ist jedoch von der eingestellten Torzeit abhängig (Bild 4.42). Der Kurvenverlauf lässt sich folgendermaßen erklären. Bei kurzen Messzeiten ist die Frequenzschwankung wegen der kleinen Stichprobe von erfassten Perioden groß, bei mittleren Torzeiten wird ein Frequenzstabilitätsmaximum erreicht, zu längeren Torzeiten machen sich Driften des Oszillators bemerkbar. Da bei Messoszillatoren aber anstatt der Nennfrequenz der Frequenzhub der Bezugspunkt der Bewertung ist, und dieser in unterschiedlichen Frequenzbereichen liegen kann, muss bei einem Vergleich die Torzeit τ so eingestellt werden, dass über die gleiche Anzahl von Schwingungen gemittelt wird.

Um eine für Messoszillatoren vergleichende Stabilitätsaussage zu erhalten, wird folgendes Stabilitätskriterium postuliert:

$$FStab_{xxxx} = \frac{\Delta f}{f_{\max} - f_{\min}}, \quad (4.37)$$

xxxxx Anzahl der gemittelten Schwingungen,

Δf maximale absolute Standardabweichung der Frequenzschwankungen ermittelt nach der Allan-Varianz,

$f_{\max} - f_{\min}$ Frequenzhub ausgedrückt durch die Differenz der Frequenzen am oberen und unteren Messbereich.

In Tabelle 4.6 ist eine vergleichende Gegenüberstellung der Kurzzeitstabilität der angesprochenen Oszillatortypen zusammengestellt.

Die Kippstufen mit Operationsverstärker – RC und RL – erbrachten gleichgute Werte und lagen deutlich besser als der LC-Oszillator [23] und die mit Transistoren realisierte RL-Kippstufe (Bild 4.6).

Tabelle 4.6: Kurzzeitstabilitätsvergleich von LC-, RC-, RL-Oszillator

Typ	Δf	$f_{max} - f_{min}$	$FStab_{100000}$
LC [23]	15	550000 Hz	27 ppm
RC [3]	3,1	370000 Hz	5 ppm
RL Bild (4.12)	3,2	400000 Hz	5 ppm
Bild (4.6)	180	7000000 Hz	25,75 ppm

■ Langzeitstabilität

Falls eine Nachkalibrierung nicht möglich ist, z.B. bei Sensoren in Satelliten, oder die dadurch entstehenden Wartungskosten nicht tragbar sind, kommt der Langzeitstabilität der Sensorelektronik und bei Verwendung von Messoszillatoren der Langzeitstabilität der Oszillatorfrequenz eine entscheidende Bedeutung zu. Die Angabe der Langzeitoszillatorstabilität kann in Anlehnung an [1] z.B.

$$\Delta f / (f_{max} - f_{min}) < 0,0001 \text{ pro Monat}$$

lauten. Dabei ist Δf die Frequenzdrift innerhalb des angegebenen Zeitraums und $f_{max} - f_{min}$ der durch das Messsignal erreichbare Frequenzhub.

Bilder 4.43 und 4.44 zeigen Langzeitstabilitätsmessungen über einen Zeitraum von 4 Wochen

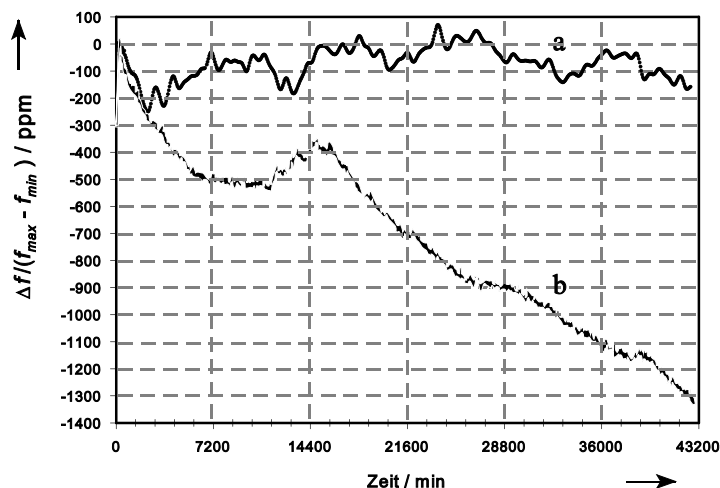


Bild 4.43: Gegenüberstellung der auf den Messbereich bezogenen zeitlichen Frequenzdriften über 4 Wochen von RL-Oszillator (Bild 4.12) (a) und einem LC-Oszillator [24] (b).

am RL-, LC- und RC-Oszillator. Die Messkurve, stellvertretend für LC-Oszillatoren, wurde einer Arbeit [24] entnommen, die gleichfalls Sensorsysteme mit Planarspulen behandelt. Eine Angabe der bereits verstrichenen Betriebsstunden der Messschaltung bei Aufnahme der Messdaten für die Langzeitmessung ist dabei nicht angegeben. Die Messkurven für RL-Oszillator und RC-Oszillator wurden gleichzeitig an Messschaltungen aufgenommen, die bei Beginn des Langzeitversuchs erstmalig in Betrieb waren. Die auf einem Schmitttrigger basierenden Schaltungen verwendeten den gleichen Operationsverstärkertyp. Als Kondensator wurden beim RC-Oszillator zwei 25 mm lange und 5 mm breite, durch einen 1 mm Spalt getrennte, parallel verlaufende, auf FR4-Material geätzte Kupferstreifen verwendet. Beim RL-Oszillator besaß die Spule die gleiche Grundfläche. Der Kapazitätshub lag beim Kondensator zwischen 1,6 pF und 7 pF.

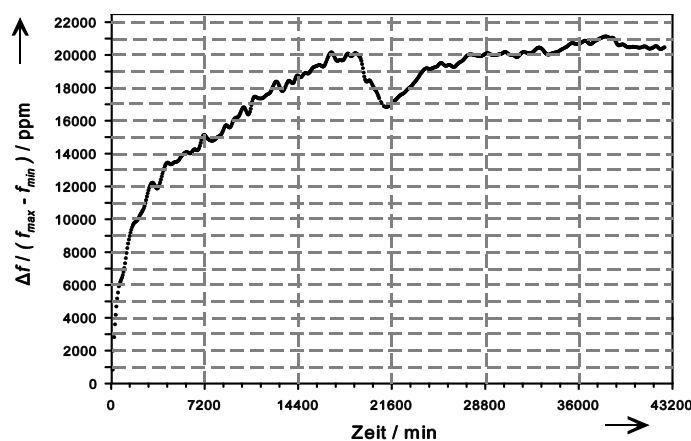


Bild 4.44: Messbereichsbezogene Frequenzdrift eines RC-Oszillators

Wie man augenscheinlich erkennt, weist der RL-Oszillator die geringste Abweichung von den drei Oszillatortypen bezüglich des Startwerts auf. Der LC-Oszillator driftet konstant mit 700 ppm pro Monat. Der RC-Oszillator zeigt zu Beginn eine enorme Frequenzdrift, die sich gegen Ende der Messung stabilisiert. Auffällig ist der starke Einbruch der Frequenz nach 21000 Minuten der Messung. Ein ähnliches Phänomen wurde auch bei Langzeitversuchen an LC-Oszillatoren beobachtet. Die Oszillatorfrequenz ändert sich bei konstanten Umgebungsbedingungen sprunghaft.

4.4 Auswertung mehrerer Wirbelstromsensoren am gleichen Oszillatorkreis

Mittels eines CMOS-Schalters können mehrere Wirbelstromsensoren am gleichen Oszillatorkreis betrieben werden – das Frequenzgangssignal bleibt stabil. Die Sensoren werden abwechselnd in den Oszillatorkreis geschaltet und anschließend das informationstragende Frequenzsignal bestimmt. Anstatt CMOS-Schalter könnte man auch Schaltdioden (Pin-Dioden)

verwenden – dieser Weg wurde jedoch aufgrund der Verfügbarkeit von CMOS-Analogschaltern mit exzellenten Eigenschaften (s. Tabelle 4.7) nicht näher untersucht.

Mit identischen Wirbelstromsensoren kann so ein ideal symmetrischer Aufbau erreicht werden. Ist der Einfluss von Messobjekt und Störgrößen auf beide Sensoren gleich, erreicht man durch Differenzauswertung oder Verhältnisbildung beim idealen RL-Oszillator eine hohe Nullpunktstabilität. Die Bilder 4.45, 4.46 und 4.47 zeigen Varianten der Anordnung von Analogschaltern bei den im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Messschaltungen.

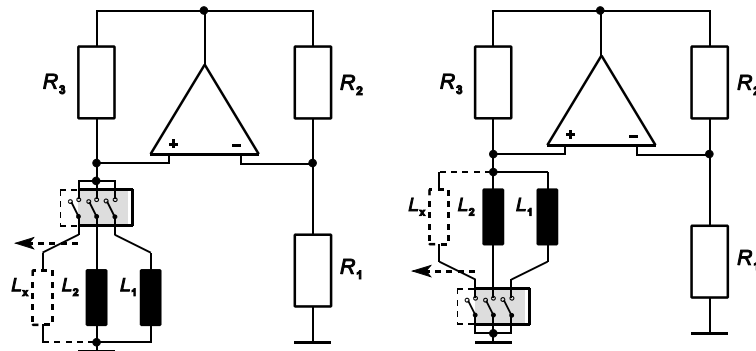


Bild 4.45: RL-Oszillator mit Analogschalter

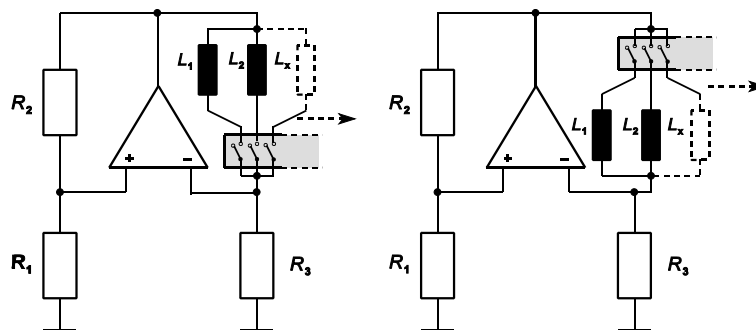


Bild 4.46: RL-Oszillator mit Analogschalter

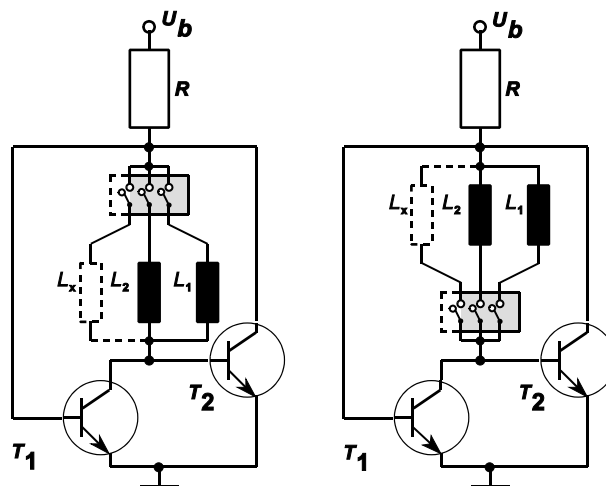


Bild 4.47: RL-Oszillator mit Analogschalter

Tabelle 4.7 zeigt eine Zusammenstellung von Analogschaltern mit relevanten Spezifikationen. Daneben gibt sie einen Überblick über die Entwicklungsfortschritte von den Anfängen im Jahre 1975 mit dem Baustein DG411 bis zu jetzigen Stand mit den Baustein Max4602.

Tabelle 4.7: Übersicht über diverse Analogschalter

Bezeichnung	Anzahl der Schalter im gleichen Baustein	Durchlasswiderstand R_{ON}	maximale Differenz zwischen den Durchlasswiderständen “channel matching”	Ausschalt- dämpfung “Off- Isolation”
DG411	4	90 Ω	14 Ω	- 40 dB
74HC4066	4	50 Ω	7,5 Ω	- 50 dB
Max4573	11	25 Ω	3 Ω	- 50 dB
Max312	4	10 Ω	1,5 Ω	- 65 dB
Max4602	4	2,5 Ω	0,25 Ω	- 70 dB

4.5 Messzeit und Auflösung von Frequenz- und Periodendauermessung

Zur Messung des Sensorsausgangsszillatorsignals kann eine Periodendauer- oder Frequenzmessung angewendet werden. Diese unterscheiden sich hinsichtlich Messwerterfassungszeit und Genauigkeit.

■ Frequenzmessung

Die Frequenz ist als Zahl der Schwingungen je Zeiteinheit definiert. Entsprechend der physikalischen Definition werden bei der Frequenzmessung somit innerhalb der eingestellten Torzeit T_{Gate} N_{Osc} Schwingungen der zu bestimmenden Frequenz f_{Osc} erfasst, und mittels der Beziehung (4.38) berechnet:

$$f_{Osc} = \frac{N_{Osc}}{T_{Gate}} = \frac{N_{Osc}}{N_{Counter} \tau_N} \quad (4.38)$$

Verwendet man zur Frequenzmessung einen Mikrocontroller, werden das Messen der Torzeit T_{Gate} und das Zählen von N_{Osc} Schwingungen mit internen Zählern durchgeführt. Dabei wird ein Zähler mit der Zählschrittgeschwindigkeit τ_N – abgeleitet aus dem quarzstabilisierten Systemtakt – $N_{Counter}$ mal inkrementiert (durch Starten des Zählers mit einem gesetzten Wert

kann eine definierte Torzeit T_{Gate} eingestellt werden), löst durch Zählerüberlauf einen Interrupt aus, der einen weiteren Zähler, welcher die N_{Osc} Oszillatorschwingungen der unbekanntenen Frequenz zählt, stoppt. Der maximale Frequenzfehler F_{Freq} , mit dem die Frequenzmessung behaftet ist, beträgt

$$F_{Freq} = \frac{1}{N_{Counter} \tau_N} \quad . \quad (4.39)$$

Er entsteht dadurch, dass bei der Messung eine beinahe vollendete Schwingung im ungünstigsten Fall durch Ablauf der Torzeit nicht mehr berücksichtigt wird.

Die Messzeit $T_{Mess/Freq}$ zur Bestimmung der Frequenz ist gleich der Torzeit T_{Gate} :

$$T_{Mess/Freq} = T_{Gate} \quad . \quad (4.40)$$

■ Periodendauermessung

Bei der Periodendauermessung werden $N_{Counter}$ Impulse einer bekannten Normalfrequenz mit der Zeitdauer τ_N , innerhalb der Torzeit T_{Gate} gezählt.

Die Torzeit ergibt sich nach Gl. (4.41) aus dem Produkt der Periodendauer T_{Osc} der zu messenden Frequenz, der Anzahl N (wird über N Perioden gemittelt, spricht man von Multiperiodendauermessung) der gemittelten Perioden und dem Teilerfaktor P , um den die Periodendauer T_{Osc} heruntergeteilt wird:

$$T_{Gate} = N P T_{Osc} = N P \frac{1}{f_{Osc}} = N_{Counter} \tau_N \quad . \quad (4.41)$$

Die zu messende Frequenz berechnet sich daraus zu

$$f_{Osc} = \frac{N P}{N_{Counter} \tau_N} \quad . \quad (4.42)$$

Der absolute Frequenzfehler F_{Period} aufgrund des Quantisierungsfehlers ergibt sich zu

$$F_{Period} = \frac{N P}{(N_{Counter} + 1) \tau_N} - \frac{N P}{N_{Counter} \tau_N} = \frac{f_{Osc}^2 \tau_N}{N P + f_{Osc} \tau_N} \quad . \quad (4.43)$$

Wie man aus Gleichung (4.43) sieht, nimmt der Frequenzfehler bei der Periodendauermessung quadratisch mit der zu ermittelnden Frequenz f_{Osc} zu (Bild 4.48).

Die Messgeschwindigkeit $T_{Mess/Period}$ ergibt sich im ungünstigen Fall zu

$$T_{Mess/Period} = 2NP \frac{1}{f_{Osc}} \quad (4.44)$$

Der Faktor 2 in Gleichung (4.44) ist auf die hardwarebedingte Tatsache bei Mikrocontrollern zurückzuführen, dass eine Periodendauermessung erst bei einem steigenden Durchgang am Triggerpunkt – meist der Nulldurchgang der Oszillatorschwingung – starten kann. Zum Standard vieler Mikrocontroller gehört heutzutage eine Capture-Einheit. Dieses Schaltwerk ermöglicht es, die Zeit zwischen zwei ansteigenden Flanken an einem Pin des Mikrocontrollers zu messen. Die Capture-Einheit kann daher vorzugsweise zur Messung der Periodendauer eingesetzt werden.

Der Frequenzteiler kann mit einem asynchronen Binärzähler, z.B. 74HC4040 (12-stufig, teilt die Eingangsfrequenz maximal durch 4096) oder 74HC4024 (7-stufig, maximale Teilung gleich 128), realisiert werden. Neben der Frequenzteilung wird auch noch eine Mittelwertbildung über mehrere Perioden vollzogen. Die Anzahl der gemittelten Perioden entspricht dem eingestellten Teilerfaktor, da erst durch Einlauf der entsprechenden Anzahl

von Schwingungen am Teilerausgang ein Flankenwechsel erfolgt (Bild 4.49). Die Gesamtzahl der gemittelten Perioden bei der Periodendauermessung ergibt sich aus dem Produkt N (Anzahl der gemittelten Perioden nach der Frequenzteilung) und dem Teilungsfaktor P .

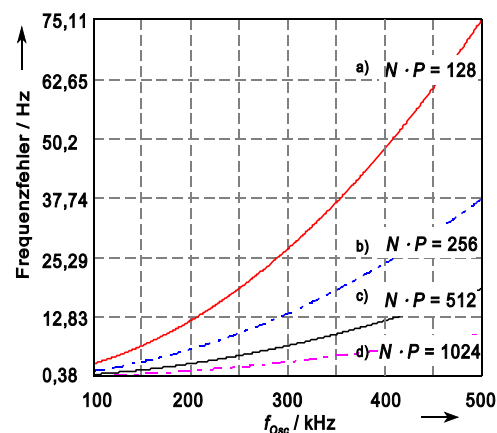


Bild 4.48: Frequenzfehler bei der Periodendauermessung. τ_N gleich 38.5 ns

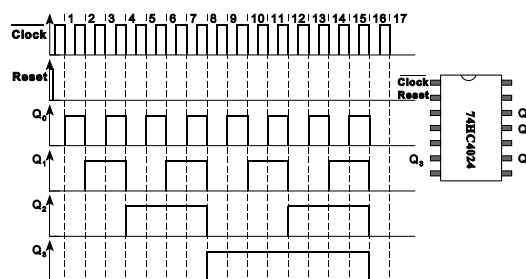


Bild 4.49: Ablaufdiagramm eines Asynchronzählers

4.6 Vergleich der Auswerteverfahren nach Kapitel 3 und 4

Tabelle 4.8 vergleicht die Auswerteverfahren für induktive Sensoren aus Abschnitt 3.1 bis 3.6 sowie Kap. 4 bezüglich Energieverbrauch, Messfrequenz, Auflösung, Genauigkeit, Kosten und Kurz-/Langzeitstabilität. Die einzuhaltenden Vorgaben für den Drehwinkelsensor – geringe Kosten, ausreichende Genauigkeit, hohe Kurz- und Langzeitstabilität und geringer Energiever-

brauch – werden am besten mit den differentiellen, operationsverstärkerbasierten RL-Oszillatoren erreicht. Durch die Auswertung mehrerer Planarspulen am gleichen Oszillatorkreis ergeben sich temperaturstabile Nullpunkte. Der Energieverbrauch spielt eine zunehmend wichtigere Rolle. So darf zum Beispiel die Leistungsaufnahme für Applikationen, die am Gebäudebus-system EIB angeschlossen werden, 50 mW nicht überschreiten.

Tabelle 4.8: Vergleich der Auswerteverfahren für induktive Sensoren

	Kurz-/ Langzeit-stabilität	Kosten	Auflösung/ Genauigkeit	Mess-rate	Energie-verbrauch
Brücken-schaltungen	++/+++	-	++/++	++	o
Differential-transformator	++/+++	-	++/+++	+	o
Spannungs-messung	+++/>+++	-	++/o	+++	-
LC-Oszillatoren	+/-	+++	+++/>o	o	+++
PLL-Schaltungen	++/++	o	+++/>o	o	o
Leistungsmes-sung	++/++	-	++/++	+	-
RL-Oszillatoren	+++/>+++	+++	+++/>++	o	+++
+++ = ausgezeichnet ++ = sehr gut + = gut o = befriedigend - = schlecht					

5 Eigenschaften und Charakterisierung des Planarspulensensors

Der Drehwinkelsensor wird wegen des Kostenvorteils mit Planarspulen realisiert; für den Sensorentwurf ist es notwendig, sich mit dem Verhalten und Eigenheiten der Spulen zu befassen, da ein Verständnis für die Planarspulen eine Systemoptimierung ermöglicht.

5.1 Herstellung der Planarspule

▪ Substrat und Herstellungsverfahren der Planarspulen

Bei der Auswahl des Herstellungsverfahrens für die Spulen spielen Aspekte wie Verfügbarkeit der Fertigungstechnologie, deren Kosten und Anschlusskompatibilität zur Auswerteelektronik eine Rolle. Technologien, die Sensoranschlüsse über Bonddrähte realisieren, scheiden wegen der mangelnden Stabilität – der Bonddraht müsste vom Innenanschluss mehrere Millimeter nach außen geführt werden (Schockstabilität ist nicht mehr gegeben) – aus.

Vorteilhaft ist, wenn Auswerteelektronik und Sensor sich auf dem selben Trägermaterial befinden und somit eine handhabbare – was Befestigung, Platzierung und Justierung betrifft – Einheit bilden. Durch die hier angewandte Umsetzung der Spulengeometrie auf eine Leiterplatte, auf der sich auch die Sensorelektronik befinden kann, wird dies erreicht. Niedrige Kosten und Anschlusskompatibilität sind durch die Leiterplattenätztechnologie gegeben.

Tabelle 5.1: Kenndaten des verwendeten Substrats für den Planarspulenträger

Dielektrizitätszahl ϵ_r bei 1 MHz	4,7
Dielektrischer Verlustfaktor $\tan \delta$ bei 1 MHz	0,019
Längenausdehnungskoeffizienten: α_x α_y α_z (Platinendicke)	15 ppm/K 12 ppm/K 68 ppm/K
Oberflächenwiderstand	$4 \cdot 10^{12} \Omega$
maximale Wasseraufnahme (L×B×T: 50 mm × 50 mm × 1,5 mm)	15 mg

Die Herstellungsqualität eines Planarspulendesigns lässt sich anhand der Streuung des Gleichstromwiderstands beurteilen – Schwankungen der Induktivität sind gering. Eine gute Reproduzierbarkeit der Spulen in Positioniersystemen ist für die Anwendung von Einfluss-

größenkorrekturverfahren (digital [1] oder analog [2]) notwendig. Im Gegensatz dazu spielt die Reproduzierbarkeit von Planarspulen in Transpondersystemen eine untergeordnete Rolle, da hier nur erkannt werden muss, ob ein Induktionsimpuls vorliegt oder nicht. Bei der Realisierung von Leiterbahnbreiten und Abständen von 90 μm wird eine typische relative Abweichung des Gleichstromwiderstands von 0,8 % erreicht. Die Kupferleiterbahnen werden nicht verzinkt oder vergoldet, da sich sonst die Streuung des Gleichstromwiderstands merklich erhöht.

Als Trägermaterial für die Planarspulen wird kupferkaschiertes, glasfaserverstärktes Epoxydharz verwendet. Im Handel ist das Material unter der Bezeichnung FR4 erhältlich. Tabelle 5.1 zeigt eine Zusammenstellung der wichtigsten Kenndaten des verwendeten Ausgangsmaterials [3]. Wie man daraus erkennt, haben die Längenausdehnungskoeffizienten der Platinensubstrat-Breite α_y und -Länge α_x den gleichen Wert wie Kupfer mit 16 ppm/K [4]; daher eignet sich das Trägermaterial für Anwendungen, in denen Funktionalität in einem großen Temperaturintervall (Temperaturspezifikationen im Automobilbereich: -40 °C bis 125 °C) gewährleistet sein muss; mechanische Spannungen zwischen Substrat und Kupferleiterbahnen treten nicht auf.

Um die Spuleninduktivität zu erhöhen, wird weichmagnetisches Trägermaterial verwendet [5]. Werden die Spulen im MHz-Bereich betrieben, entsteht eine permeabilitätsbedingte Temperaturabhängigkeit der Spuleninduktivität (μ_r bewegt sich im Bereich von 50 bis 400, s. Bild 5.18).

▪ Spulenterwürfsablauf

Der Spulenterwürfsablauf ist in Bild 5.1 dargelegt. Die Vorlage wird mit einem CAD-Programm nach vorgegebenen Anforderungen erstellt. Für rechteckförmige Formen wird ein Schaltungslayoutprogramm eingesetzt, für spiralförmige Spulen das Programm AutoCad (spiralförmige Leiterbahnen lassen sich mit Standardlayoutprogrammen nicht bewerkstelligen; deshalb wird das Softwaretool AutoCad verwendet, das über eine API-Schnittstelle verfügt,



Bild 5.1: Arbeitsschritte bei der Planarspulenherstellung

über die mittels eines C-Programms der Algorithmus (Gleichung (5.5)) zum Zeichnen einer

spiralförmigen Spule ausgeführt wird).

Ist eine gezeichnete Spulenvorlage vorhanden, muss diese in ein Datenformat umgesetzt werden, das der Platinenhersteller zur Erzeugung der Photoplotfilme benötigt. Die mit Photolack beschichteten Leiterplatten werden mit den Filmen belichtet und anschließend geätzt.

Das Gerberformat ist das häufigste zur CAM-Herstellung eingesetzte Datenformat. Die Schaltungslayoutprogramme besitzen Hilfsprogramme zur Konvertierung eines Designs ins Gerberformat, bei AutoCad wird eine DXF-Datei mittels eines Softwareprogramms (CamCad von der Firma Routersolution) ins Gerberfile übersetzt. Eine anschauliche Erläuterung dieses Datenformats erfolgt im Anhang B. Bild 5.2 zeigt Ausführungsformen von Planarspulen. Die unterschiedlichen Formen ergeben sich durch diverse Sensorausführungen; Designschwerpunkt ist, für eine maximale Induktivitätsänderung durch die zu messende Weggröße den vorhandenen Platz auszunutzen. Mit der spiralförmigen Spule wird die beste Spulengüte Q_L erreicht.

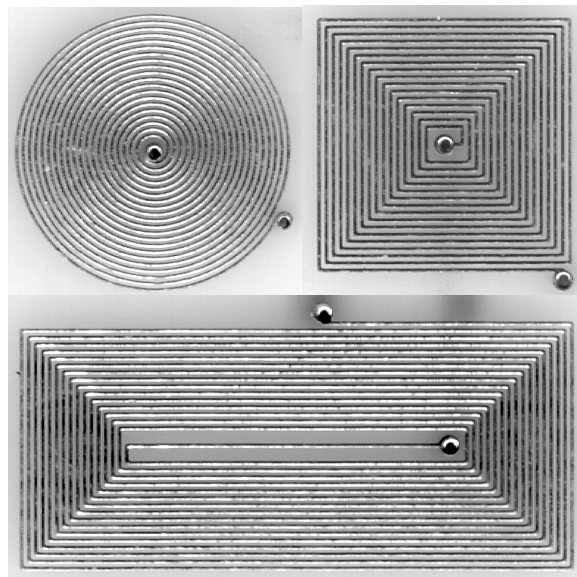


Bild 5.2: Ausführungsformen von Planarspulen

5.2 Verhalten gegenüber ferromagnetischen Werkstoffen

Unaufgefüllte innere Elektronenschalen führen bei Metallen wie Eisen, Kobalt, Nickel oder Erbium zu gleichgerichteten Spinnmomenten. Es liegen daher in diesen Materialien kristallgroße magnetische Dipole vor, die ihrerseits aber regellos verteilt sind, weshalb ein Werkstoff aus genanntem Material sich nach außen unmagnetisch verhält (falls er nicht magnetisiert ist). Erst bei Anlegen eines äußeren Magnetfeldes werden diese Kristallbereiche – auch als Weißsche Bezirke bezeichnet – zunehmend in Feldrichtung ausgerichtet. Bild 5.3 zeigt den abstandsabhängigen Verlauf der Spulenersatzschaltbildparameter – Serienersatzwiderstand R_S und

Seriensersatzinduktivität L_S – einer Planarspule bezüglich einer ebenen Eisenplatte in Abhängigkeit von der Frequenz (Dicke und Abmessungen der Eisenplatte sind als unendlich anzusehen).

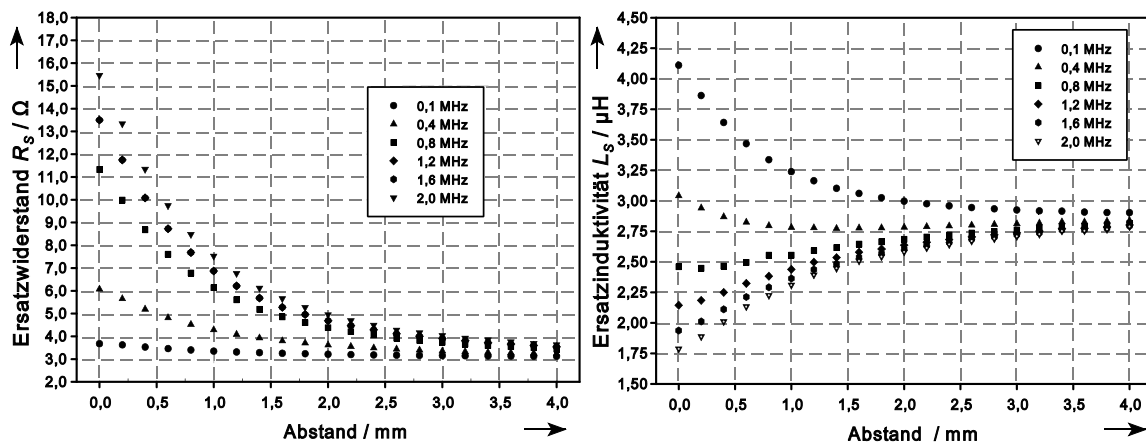


Bild 5.3: Abstandsabhängigkeit der Impedanz einer rechteckigen Planarspule gegenüber einer ebenen Platte aus Eisen mit der Frequenz als Parameter; Spulenparameter: 16 Windungen, Breite 6,8 mm, Länge 15 mm, Leiterbahnbreite- und Abstand 100 μm

Die Ersatzinduktivität L_S nimmt bis zu einer Frequenz von 500 kHz bei Annäherung an die Eisenplatte zu – die Weißschen Bezirke werden in Feldrichtung ausgerichtet –, bei höheren Frequenzwerten ist der verstärkende Einfluss des Eisens nicht mehr wirksam (die Dipole können dem Wechselfeld nicht mehr folgen). Der Ersatzwiderstand nimmt wegen der entstehenden Wirbelstromverluste im Metall bei Annäherung zu.

5.3 Verhalten gegenüber leitfähigen paramagnetischen Materialien

Bild 5.4 zeigt das Impedanzverhalten der Spule gegenüber einer ebenen Aluminiumplatte. Die

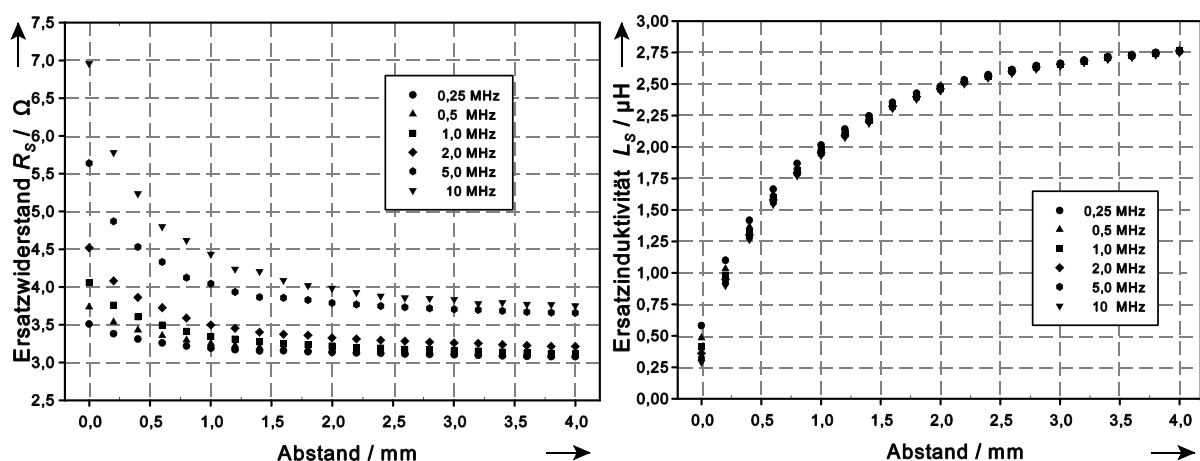


Bild 5.4: Abstandsabhängigkeit der Impedanz einer rechteckigen Planarspule gegenüber einer ebenen Aluminiumplatte mit der Frequenz als Parameter; Spulenparameter: 16 Windungen, Breite 6,8 mm, Länge 15 mm, Leiterbahnbreite- und Abstand 100 μm

relative Induktivitätsänderung ist ausschließlich negativ bei Annäherung und wesentlich ausgeprägter als im Vergleich zu Eisen. Die ohmschen Verluste im Aluminium sind geringer und somit auch die Höhe des Verlaufs des Ersatzwiderstands.

Der abstands- und frequenzabhängige Verlauf von Ersatzwiderstand und -induktivität kann durch mathematische Modelle beschrieben werden; dies ist vorteilhaft für weitergehende Untersuchungen des Sensorsystems (Sensorelement plus Auswerteelektronik) mit Schaltungsanalyseprogrammen. Die Gleichungen (5.1) und (5.2) stellen mathematische Modelle dar, die den Verlauf mit einem maximalen Fehler von 1 % beschreiben. Diese Modelle können auch für andere Geometrien herangezogen werden, wenn man für L_∞ und R_∞ (unendlicher Abstand der Spule gegenüber Metallen) die entsprechenden Werte verwendet. Der entstehende Fehler ist für viele Untersuchungen vertretbar.

$$L_S = L_\infty (1 + l(a, f)) \quad ,$$

mit

$$L_\infty = 2.766 \mu\text{H} \quad ,$$

$$\begin{aligned} l(a, f) &= a(f) + b(f) a / \text{mm} + c(f) \sqrt{a / \text{mm}} + d(f) e^{-a / \text{mm}} \quad , \\ a(f) &= -0.34782098 + 45.010888 (f / \text{Hz})^{-0.5} - 6.0059455 e 8 (f / \text{Hz})^{-2} \quad , \\ b(f) &= -0.076726357 + 14.418754 (f / \text{Hz})^{-0.5} - 1.979464 e 8 (f / \text{Hz})^{-2} \quad , \\ c(f) &= 0.32602309 - 48.189134 (f / \text{Hz})^{-0.5} - 6.3912762 e 8 (f / \text{Hz})^{-2} \quad , \\ d(f) &= \frac{1}{-1.755156 - 86.653632 (f / \text{Hz})^{-0.5} - 12280.063 (f / \text{Hz})^{-1}} \quad , \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$R_S = R_\infty (1 + r(a, f)) \quad ,$$

mit

$$R_\infty = 3.078 \Omega \quad ,$$

$$\begin{aligned} r(a, f) &= e^{a(f) + b(f) \cdot (a / \text{mm})^2 + c(f) e^{-a / \text{mm}}} \quad , \\ a(f) &= -4.203216 - 9.0222905 e^{-22} (f / \text{Hz})^3 + 0.0011528619 \sqrt{f / \text{Hz}} \quad , \\ b(f) &= 0.037830677 - 113.62904 (f / \text{Hz})^{-0.5} + 2.0780503 e 9 (f / \text{Hz})^{-2} \quad , \\ c(f) &= 1.8801462 - 2.01624242 \cdot 10^{-17} (f / \text{Hz})^{2.5} + 6.1688725 \cdot 10^{-21} (f / \text{Hz})^3 \quad . \end{aligned} \quad (5.2)$$

5.4 Eindringtiefe und Schirmung des magnetischen Feldes

Eine den Einfluss elektromagnetischer Felder auf Materialien kennzeichnende Größe ist die Eindringtiefe δ :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_r \mu_0 \sigma f}} \quad . \quad (5.3)$$

Wie aus Bild 5.5 ersichtlich, ist die Eindringtiefe bei gut leitfähigen oder ferromagnetischen Werkstoffen verhältnismäßig gering. Diese Stoffe können zur Schirmung von Spulen gegenüber Störgrößen, wie z.B. Streufelder oder sich bewegenden Teilen, eingesetzt werden. Impedanzmessungen an mit 0,5 mm dicken Aluminiumplatten abgeschirmten Spulen zeigten, dass ab 200 kHz keine Beeinflussung der Spulenimpedanz mehr erfolgt. Die Schirmung sensibler elektronischer Komponenten erfolgt durch Gehäuse aus Aluminium oder Weißblech. Im Gegensatz zu Aluminium kann Weißblech direkt auf Platinenkupferflächen gelötet werden.

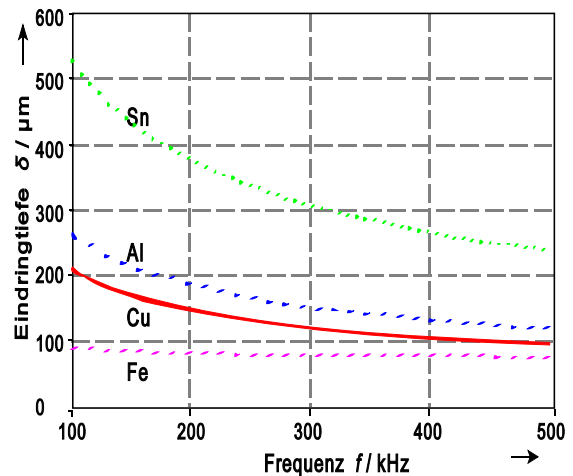


Bild 5.5: Eindringtiefe δ bei verschiedenen Metallen

5.5 Mathematische Beschreibung der Planarspule

Um für Abschätzungen Kennwerte zu haben, ist es hilfreich, für vorgegebene Geometrien mittels mathematischer Formeln Werte berechnen zu können. Auch erweist sich Standardmathematik-Software geeignet zur Umsetzung und Auswertung physikalischer Grundgesetze.

5.5.1 Gleich- und Wechselstromwiderstand

Der Gleichstromwiderstand R eines geraden Leiters der Länge l mit rechteckiger Querschnittsfläche A berechnet sich zu

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad . \quad (5.4)$$

Die Beschreibung der Kurvenbahn einer spiralförmigen Spule (archimedische Spirale [6]) mit Anfangsradius r_i , Endradius r_a und N Windungen folgt der mathematischen Vorschrift:

$$\vec{r} = \left(r_i + \frac{r_a - r_i}{2\pi N} \varphi \right) \vec{e}_r + \varphi \vec{e}_\varphi \quad \varphi \in [0 \dots 2\pi N] \quad . \quad (5.5)$$

Die Leiterbahnlänge l_{SP} ergibt sich durch Integration zu

$$l_{SP} = \int r(\varphi) d\varphi = r_i \varphi + \frac{r_a - r_i}{2\pi N} \frac{\varphi^2}{2} \Big|_0^{2\pi N} = N\pi (r_a + r_i) \quad . \quad (5.6)$$

Der Gleichstromwiderstand R_{SP} für spiralförmige Planarspulen mit der Leiterbahnhöhe h und -breite b berechnet sich zu

$$R_{SP} = \frac{1}{\int_{-b/2}^{b/2} \frac{\sigma h}{N2\pi \frac{r_a + r_i}{2} + x} dx} = \frac{2\pi N}{\sigma h} \frac{1}{\ln \frac{(r_a + r_i)/2 + b/2}{(r_a + r_i)/2 - b/2}} \quad . \quad (5.7)$$

Die Länge l_R einer Rechteckspirale mit der Windungszahl N und den Innenseitenlängen l_i , b_i und den Außenseitenlängen b_a , l_a (s. Bild 5.8) ergibt sich zu

$$\begin{aligned} l_R &= 2 \sum_{k=1}^N b_i + 4 \frac{b_a - b_i}{N-1} (k-1) + 2 \sum_{k=1}^N l_i + 4 \frac{l_a - l_i}{N-1} (k-1) = \\ &= 2 \left(N b_i + \frac{b_a - b_i}{N-1} \frac{N-1}{2} N \right) + 2 \left(N l_i + \frac{l_a - l_i}{N-1} \frac{N-1}{2} N \right) \quad . \quad (5.8) \end{aligned}$$

Der Gleichstromwiderstand R_R folgt zu

$$R_R = \varrho \frac{l_R}{A} \quad . \quad (5.9)$$

Der Berechnung der Gleichstromwiderstände liegt die Annahme einer homogenen Stromverteilung im Leiter zugrunde. Die bei höheren Frequenzen deutlich werdende Verkopplung des elektrischen und magnetischen Feldes führt zur Stromverdrängung im Inneren des Leiters (Skineneffekt) und damit zu einer inhomogenen Stromdichte. In Bild 5.6 sind die längenbezogenen frequenzabhängigen Leiterwiderstände einer Kupferleitung bei verschiedenen Leiterquerschnitten A zu sehen.

Bei Messungen zeigt sich, dass die Gleichstromwiderstände aufgrund des Ätzverfahrens um mehrere Prozent neben den berechneten Werten liegen. Der Grund dafür ist, dass links und rechts der Leiterbahn bei einer Kupferhöhe von 20 μm zusätzlich zirka 10 μm mehr Kupfermaterial weggeätzt werden, als gegenüber der Vorlage auf dem Photoplotfilm und diese Unter-

ätzung stark technologieabhängig ist. Die Streuung von Spulen, im gleichen Los gefertigt, kann auf unter 1 % gedrückt werden (bei Leiterbahnbreiten von 100 μm und Höhen von 20 μm). Die Abweichungen sind dabei abhängig von der Leiterbahnbreite. Ein Übergang zu schmalere Leiterbahnen führt zu einer größeren Schwankung des ohmschen Widerstands. Daher ist eine Erhöhung der Gesamtinduktivität durch kleinere Strukturen mit mehr Windungen auf der gleichen Fläche nicht empfehlenswert (Einflussgrößenkorrektur der Temperatur wird erschwert).

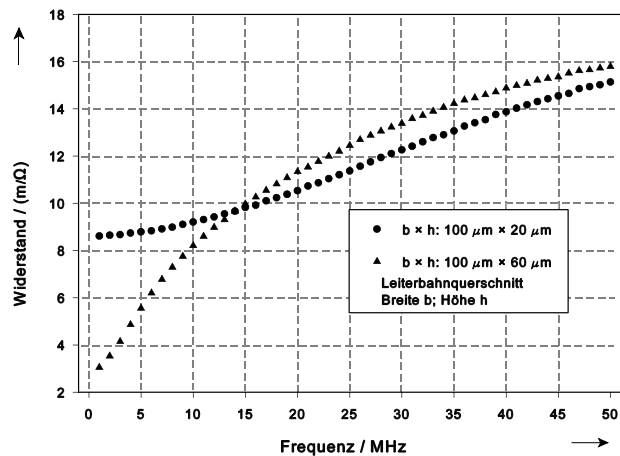


Bild 5.6: Simulierte Frequenzabhängigkeit des Widerstandes bei verschiedenen rechteckigen Querschnitten

5.5.2 Berechnung der Gleichstrominduktivität mit dem Biot-Savartschen Gesetz

Das Verhältnis aus dem magnetischen Fluss Φ , der durch eine vom Strom I umschlossene Fläche tritt, zum Strom, heißt Induktivität L der Anordnung [7]. Für eine konstante magnetische Permeabilität ist die Induktivität L nur von der Geometrie abhängig. Es gilt

$$L(I) = \frac{\Phi(I)}{I} \quad (5.10)$$

Aus der gespeicherten magnetischen Energie W_m einer Anordnung kann gleichfalls die Induktivität ermittelt werden. Es gilt der Zusammenhang [7]:

$$W_m = \int_V \frac{1}{2\mu_0} \vec{H} \vec{B} \, dV = \frac{1}{2} L I^2 \quad (5.11)$$

Für die magnetische Feldstärke außerhalb eines dünnen stromführenden sehr kurzen Leiterstücks folgt nach dem Biot-Savartschen Gesetz [8]:

$$d\vec{H} = \frac{I}{4\pi} \frac{d\vec{s} \times \vec{r}_{QA}}{|\vec{r}_{QA}|^3} \quad (5.12)$$

Dabei ist \vec{r}_{QA} die Ortsvektordifferenz zwischen dem Aufpunkt A der magnetischen Feldstärke $d\vec{H}$ und dem Quellpunkt Q des differentiellen Leiterstücks $d\vec{s}$. I ist der im Leiterstück fließende Strom. Das Gesamtmagnetfeld einer Anordnung erhält man durch Summation aller Teilbeiträge, die durch differentiell kleine stromführende Leiterstücke hervorgerufen werden. Der Fluss Φ durch eine Fläche A ergibt sich durch Integration über die eingeschlossene magnetische Feldstärke zu

$$\Phi(I) = \int_A \mu \vec{H} d\vec{A} \quad . \quad (5.13)$$

Die Division durch den Strom I führt zur Induktivität L (Gleichung (5.10)).

5.5.3 Induktivität einer kreisrunden Leiterschleife

Die Berechnung der Induktivität einer kreisrunden Leiterschleife kann durch den Übergang in das für rotationssymmetrische Probleme besonders gut geeignete Zylinderkoordinatensystem durchgeführt werden.

Unter der Annahme, dass die Leiterschleife mit dem Radius r_Q in der xy -Ebene liegt, und der Schleifenmittelpunkt sich am Ursprung befindet, erhält man für den Richtungsvektor $d\vec{s}$ des stromführenden differentiellen Leiterstücks

$$d\vec{s} = \begin{pmatrix} 0 \\ r_Q d\varphi_Q \\ 0 \end{pmatrix} \quad . \quad (5.14)$$

Die Ortsvektordifferenz zwischen dem Aufpunkt A , der magnetischen Feldstärke und dem Quellpunkt Q des stromführenden Elements ergibt sich zu

$$\vec{r}_{QA} = \begin{pmatrix} r_A - r_Q \\ \varphi_A - \varphi_Q \\ z_A - z_Q \end{pmatrix} \quad . \quad (5.15)$$

Der Betrag des Abstands folgt zu

$$|\vec{r}_{QA}| = \sqrt{(r_A \cos \varphi_A - r_Q \cos \varphi_Q)^2 + (r_A \sin \varphi_A - r_Q \sin \varphi_Q)^2 + (z_A - z_Q)^2} \quad . \quad (5.16)$$

Setzt man die Gleichungen (5.14), (5.15), (5.16) in Gl. (5.12) ein, erhält man für die z-Komponente der magnetischen Feldstärke, hervorgerufen durch ein differentielles dünnes Leitungstück:

$$dH_z = \frac{I}{4\pi} \frac{-(r_A - r_Q)r_Q d\varphi_Q}{(r_A^2 + r_Q^2 - 2r_A r_Q \cos(\varphi_A - \varphi_Q) + (z_A - z_Q)^2)^{1.5}} \quad (5.17)$$

Für die ortsabhängige Gesamtfeldstärke in z-Richtung ergibt sich der Integralausdruck:

$$H_z(r_A, r_Q, \varphi_A) = \int_0^{2\pi} \frac{I}{4\pi} \frac{-(r_A - r_Q)r_Q d\varphi_Q}{(r_A^2 + r_Q^2 - 2r_A r_Q \cos(\varphi_A - \varphi_Q) + (z_A - z_Q)^2)^{1.5}} \quad (5.18)$$

Den Fluss Φ_K , der die Kreisschleife mit der Leiterbahnbreite d durchfließt, erhält man durch numerische Auswertung des Flächenintegrals über die z-Komponente der magnetischen Feldstärke.

$$\Phi_K(r_A, r_Q, d) = 2\pi \int_0^{r_Q - \frac{d}{2}} \mu H_z(r, r_Q, 0) r dr \quad (5.19)$$

Die Induktivität L ergibt sich durch Division des Flusses Φ_K durch den erzeugenden Strom I :

$$L = \frac{\Phi_K(r_A, r_Q, d)}{I} \quad (5.20)$$

5.5.4 Induktivität einer rechteckigen Leiterschleife

Für eine rechteckige Leiterschleife in der xy-Ebene mit den Seitenlängen l und b und den Diagonalschnittpunkt am Ursprung ergibt sich unter Anwendung der Vorgehensweise aus Abschnitt 5.5.3 für die z-Komponente der magnetischen Feldstärke \vec{H} der Ausdruck nach Gleichung (5.21):

$$\begin{aligned}
H_z(x,y,z,l,b) = & \frac{I}{4\pi(x+\frac{b}{2})} \left[\frac{y+\frac{l}{2}}{\left[\left(y+\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x+\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} - \frac{y-\frac{l}{2}}{\left[\left(y-\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x+\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} \right] \\
& + \frac{I}{4\pi(y-\frac{l}{2})} \left[\frac{x-\frac{b}{2}}{\left[\left(y-\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x-\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} - \frac{x+\frac{b}{2}}{\left[\left(y-\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x+\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} \right] \\
& + \frac{-I}{4\pi(x-\frac{b}{2})} \left[\frac{y+\frac{l}{2}}{\left[\left(y+\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x-\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} - \frac{y-\frac{l}{2}}{\left[\left(y-\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x-\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} \right] \\
& + \frac{-I}{4\pi(y+\frac{l}{2})} \left[\frac{x-\frac{b}{2}}{\left[\left(y+\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x-\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} - \frac{x+\frac{b}{2}}{\left[\left(y+\frac{l}{2}\right)^2 + \left(x+\frac{b}{2}\right)^2 + z^2\right]^{0.5}} \right]
\end{aligned} \tag{5.21}$$

Den magnetischen Fluss Φ_R durch die Rechteckschleife erhält man durch Integration der z-Komponente der magnetischen Feldstärke über die Fläche, die durch die Rechteckschleife aufgespannt wird.

$$\Phi_R(l,b,d) = \int_{-\frac{b+d}{2}}^{\frac{b}{2}-\frac{d}{2}} \int_{-\frac{l+d}{2}}^{\frac{l}{2}-\frac{d}{2}} \mu H_z(x',y',0,l,b) dx' dy' \quad . \tag{5.22}$$

Dabei wird das Flächenintegral nur bis zur Begrenzung abzüglich der Hälfte der Leiterbahnbreite d ausgeführt, da an den Grenzen der Ausdruck (5.21) nicht definiert ist.

5.5.5 Gegeninduktivität

Sind mehrere Stromschleifen einander benachbart, wird jede einzelne von ihnen nicht nur vom selbsterzeugten magnetischen Fluss durchsetzt, sondern auch von den magnetischen Feldern der anderen Stromschleifen. Die Gegeninduktivitätskoeffizienten $M_{\mu\nu}$ können mit der Neumann-

schen Formel [8] bestimmt werden zu

$$M_{\nu\mu} = \frac{\Phi_{\nu\mu}}{i_\nu} = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_\nu} \oint_{C_\mu} \frac{d\vec{s}_\mu \cdot d\vec{s}_\nu}{|r_{\nu\mu}|^3} \quad (5.23)$$

Der magnetische Fluss einer Leiterschleife, der eine weitere Leiterschleife durchsetzt, ist gleich dem Fluss, den diese in der ersten erzeugt – gleiche Stromstärken vorausgesetzt.

Die Matrix der Gegeninduktivitäten ist symmetrisch; es gilt:

$$M_{\nu\mu} = M_{\mu\nu} \quad (5.24)$$

Für zwei kreisrunde parallele Leiterschleifen mit den Mittelpunkten $M_1(0,0,0)$ und $M_2(0,0,z)$ sowie den Radien r_1 und r_2 , ergibt sich der Integralausdruck für die Gegeninduktivitätskoeffizienten zu

$$M_{12}(z) = M_{21}(z) = \frac{\mu_0 r_1 r_2}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\cos(\varphi_1 - \varphi_2)}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 + z^2 - r_1 r_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}}^3 d\varphi_1 d\varphi_2 \quad (5.25)$$

Bild 5.7 zeigt das Ergebnis einer numerischen Berechnung des Induktivitätskoeffizienten zweier kreisrunder Leiterschleifen mit den Radien $r_1 = r_2 = 10$ mm in Abhängigkeit vom Abstand z .

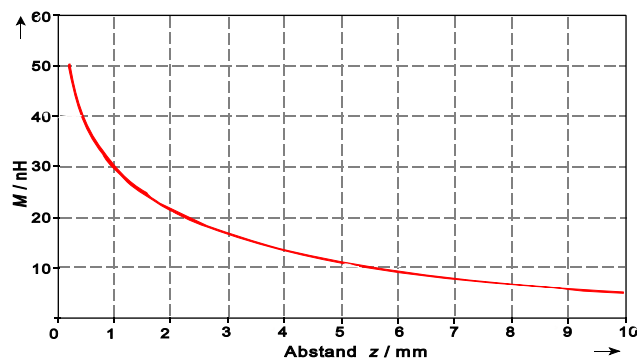


Bild 5.7: Gegeninduktivitätskoeffizient M zweier paralleler Leiterschleifen mit gleichen Radien von 10 mm; numerische Simulation von Gleichung (5.25)

Das gleiche Ergebnis liefert der Ausdruck nach Gleichung (5.26) [9]; die Gegeninduktivitätsformel für kreisrunde Leiterschleifen lautet:

$$M(z) = \mu_0 \pi r_1 r_2 \int_0^\infty J_1(kr_1) J_1(kr_2) e^{-k|z|} dk \quad (5.26)$$

Die Lösung für Gl. (5.26) kann unter Verwendung der vollständigen elliptischen Integrale erster und zweiter Art angegeben werden zu [10]:

$$M(z) = \mu_0 \sqrt{z^2 + (r_1 + r_2)^2} \left[\left(1 - \frac{2r_1 r_2}{z^2 + (r_1 + r_2)^2} \right) K \left(\sqrt{\frac{4r_1 r_2}{z^2 + (r_1 + r_2)^2}} \right) - E \left(\sqrt{\frac{4r_1 r_2}{z^2 + (r_1 + r_2)^2}} \right) \right]. \quad (5.27)$$

Der Eigeninduktivitätskoeffizient einer Leiterschleife kann damit bestimmt werden [11], wenn r_1 gleich r_2 gesetzt und für z der Ausdruck $0,2235 \cdot (\text{Leiterbahnbreite } b \cdot \text{Leiterbahnhöhe } h)$ verwendet wird.

5.5.6 Induktivität spiralförmiger Planarspulen

Die Induktivität einer Planarspule kann durch Berechnung des Wegintegrals über das magnetische Vektorpotential \vec{A} entlang der Berandung [8] ermittelt werden. Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Planarspule in kreisförmige Leiterschleifen zu zerlegen (Bild 5.8) und die Summe über die Gesamtheit der Selbstinduktivitätskoeffizienten L_{ages} (Gl. (5.28)) der Kreisringe und der aller Gegeninduktivitätskoeffizienten M_{ges} (Gl. (5.29)) zwischen den einzelnen Kreisringen durchzuführen. Bei der Aufaddierung der Gegeninduktivitätskoeffizienten wird die Symmetrie der Gegeninduktivitätskoeffizienten (Gl. (5.24)) berücksichtigt. Die Summe L_{ages} der N Einzelkreisringe ergibt sich zu:

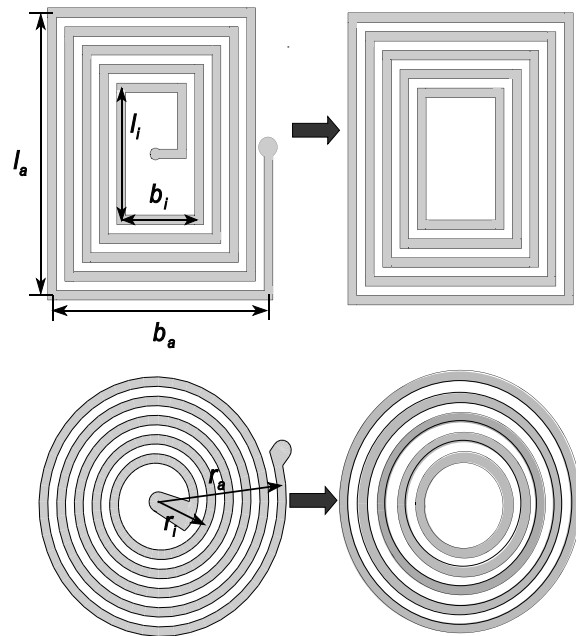


Bild 5.8: Induktivitätsberechnung durch Zerlegung der Spulen in einzelne Schleifen und Aufsummierung der Eigen- und Gegeninduktivitäten

$$L_{ages} = \frac{1}{I} \sum_{k=1}^N \Phi \left(\frac{k}{N} (r_a - r_i) + r_i, \frac{k}{N} (r_a - r_i) + r_i, d \right). \quad (5.28)$$

Dabei ist r_i der Innenradius der Spule, r_a der äußere Radius und N die Anzahl der Windungen.

Der Betrag der Gegeninduktivitätskoeffizienten berechnet sich zu:

$$M_{ges} = \frac{2}{I} \sum_{k=1}^N \sum_{j=0}^{k-1} \Phi \left(\frac{j}{N}(r_a - r_i) + r_i, \frac{k}{N}(r_a - r_i) + r_i, d \right) . \quad (5.29)$$

Für die Induktivität erhält man somit:

$$L = L_{ages} + M_{ges} . \quad (5.30)$$

Tabelle 5.2 zeigt eine Gegenüberstellung der mit obiger Methode berechneten Induktivitäten von Planarspulen und gemessener Kennwerte. Die gemessenen Induktivitäten sind um etwa 10 % größer als die berechneten Werte.

Tabelle 5.2: Vergleich zwischen gemessener und berechneter Induktivität spiralförmiger Planarspulen

Spulenparameter				
Windungen N	22	23	26	40
Außenradius r_a	4 mm	4,2 mm	10 mm	10 mm
Innenradius r_i	0,6 mm	0,6 mm	0,6 mm	0,4 mm
Leiterbahnbreite d	90 μm	80 μm	90 μm	50 μm
$L_{gemessen}$	1,64 μH	1,98 μH	3,2 μH	5,98 μH
$L_{berechnet}$	1,5 μH	1,74 μH	2,96 μH	5,4 μH
$(L_{gemessen} - L_{berechnet})/L_{berechnet}$	8 %	12 %	7 %	13 %

5.5.7 Induktivität rechteckförmiger Planarspulen

Die Vorgehensweise bei der Berechnung der Induktivität von rechteckförmigen Planarspulen folgt in Anlehnung an die von spiralförmigen. Die Spule wird wiederum in Einzelschleifen mit den Seitenlängen $\frac{k}{N}(b_a - b_i) + b_i$ und $\frac{k}{N}(l_a - l_i) + l_i$ mit $k \in [1 \dots N]$ zerlegt. Die Gesamtinduktivität ergibt sich aus der Summe der Selbstinduktionskoeffizienten L_a und der Gegeninduktivitätskoeffizienten M :

$$L_{ages} = \sum_{k=1}^N \Phi_R \left(\frac{k}{N}(b_a - b_i) + b_i, \frac{k}{N}(l_a - l_i) + l_i, z=0, \frac{k}{N}(b_a - b_i) + b_i, \frac{k}{N}(l_a - l_i) + l_i, d \right) , \quad (5.31)$$

$$M_{ges} = 2 \sum_{k=1}^N \sum_{j=0}^{k-1} \Phi_R \left(\frac{j}{N}(b_a - b_i) + b_i, \frac{j}{N}(b_a - b_i) + r_i, \frac{k}{N}(b_a - b_i) + b_i, \frac{k}{N}(b_a - b_i) + r_i, 0 \right) . \quad (5.32)$$

Tabelle 5.3 zeigt eine Gegenüberstellung von berechneten und gemessenen Induktivitätswerten an rechteckigen Planarspulen. Die gemessenen Induktivitäten sind um etwa 7 % kleiner als die berechneten Werte.

Tabelle 5.3: Vergleich zwischen berechneter und gemessener Induktivität rechteckförmiger Planarspulen

Spulenparameter					
Windungen N	18	18	16	26	29
Außenlänge l_a	25 mm	7,8 mm	19,8 mm	11 mm	12,4 mm
Innenlänge l_i	18,4 mm	1 mm	13,8 mm	1 mm	1 mm
Außenbreite b_a	7,8 mm	7,8 mm	6,8 mm	11 mm	12,4 mm
Innenbreite b_i	1 mm	1 mm	1 mm	1 mm	1 mm
Leiterbahnbreite d	0,1 mm	0,1 mm	0,1 mm	0,1 mm	0,1 mm
$L_{gemessen}$	5 μ H	1,345 μ H	3,134 μ H	3,671 μ H	4,984 μ H
$L_{berechnet}$	5,3 μ H	1,454 μ H	3,4 μ H	3,919 μ H	5,371 μ H
$(L_{gemessen} - L_{berechnet}) / L_{berechnet}$	-6 %	-8,1 %	-8,6 %	-6,7 %	-7,7 %

5.6 Bestimmung der Eigenkapazität von (Planar-)Spulen

Aufgrund des längs der Windungen bei Wechselstrombetrieb spürbar werdenden Spannungsabfalls entstehen zwischen den einzelnen Windungen und an den Spulenden elektrische Felder, die eine kapazitive Wirkung zeigen und in Ersatzschaltbildern durch Kapazitäten berücksichtigt werden können. Wird beim Erfassen des Frequenzgangs der Spulenimpedanz nur ein Serienerersatzschaltbild aus Widerstand R_S und Induktivität L_S zugrundegelegt, wie es z.B. bei HP-Impedanzmessbrücken zur Messwertdarstellung wählbar ist – Ersatzschaltbilder mit mehr als zwei Elementen wie z.B. in Bild 5.9 sind softwaremäßig nicht implementiert –, zeigt sich eine scheinbare Zunahme der Induktivität mit zunehmender Frequenz.

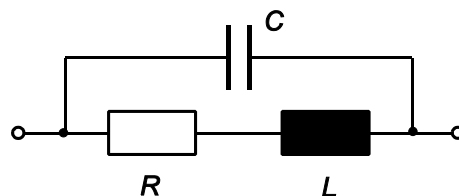


Bild 5.9: Spulenersatzschaltbild

Eine Abschätzung der Eigenkapazität durch Betrachtung der Planarspule als Wickelkondensator führt zu folgender Gleichung [12]:

$$C = 2\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{lh}{a} \quad (5.33)$$

mit	Leiterbahnlänge	l ,
	Leiterbahnhöhe	h ,
	Leiterbahnabstand	a ,
	relative Dielektrizitätszahl	ε_r ,
	Dielektrizitätszahl	ε_0 .

Eine genauere Bestimmung der Eigenkapazität kann anhand gemessener bzw. simulierter frequenzabhängiger Kurvenverläufe von Wirk- und Blindanteil der Spulenimpedanz erfolgen. Für die Planarspule wird ein Ersatzschaltbild nach Bild 5.9 [13] zugrunde gelegt mit der Impedanz \underline{Z} nach Gleichung (5.34):

$$\underline{Z}(f, R, R_{sf}, R_{sf2}, L, C) = \frac{(R + R_{sf}f + R_{sf2} f^2 + j2\pi fL) \cdot \frac{1}{j2\pi fC}}{R + R_{sf}f + R_{sf2} f^2 + j2\pi fL + \frac{1}{j2\pi fC}} \quad (5.34)$$

Die verteilten Kapazitäten zwischen den Windungen werden dabei zu einer einzigen Kapazität vereint, womit das Ersatzschaltbild die Impedanz nur bis zur ersten Grundresonanz beschreibt, und weitere auftretende Resonanzen außer acht lässt [13]. Skin- und Proximity-Effekte werden durch lineare – R_{sf} – und quadratische Abhängigkeit – R_{sf2} – des Bahnwiderstandes von der Frequenz berücksichtigt. Die Ersatzschaltbildparameter C , R und L lassen sich dann durch die bestmögliche Lösung des folgenden Gleichungssystems ermitteln:

$$\sum^n (|\underline{Z}(f_k, R, R_{sf}, R_{sf2}, L, C) - (R + jX)|)^2 = \min \quad (5.35)$$

mit	gemessenen Wirkanteil	R ,
	gemessenen Blindanteil	X ,
	Anzahl der Messpunkte	n ,
	Ersatzschaltbildimpedanz	$\underline{Z}(f_k, R, R_{sf}, R_{sf2}, L, C)$.

Bild 5.10 zeigt den gemessenen Verlauf von Wirk- und Blindanteil einer quadratischen Spule

mit 29 Windungen (Daten aus Tabelle 5.3), sowie den durch das Modell nach Gleichung (5.34) ermittelten Modellparametern sich ergebenden Verlauf der Impedanz.

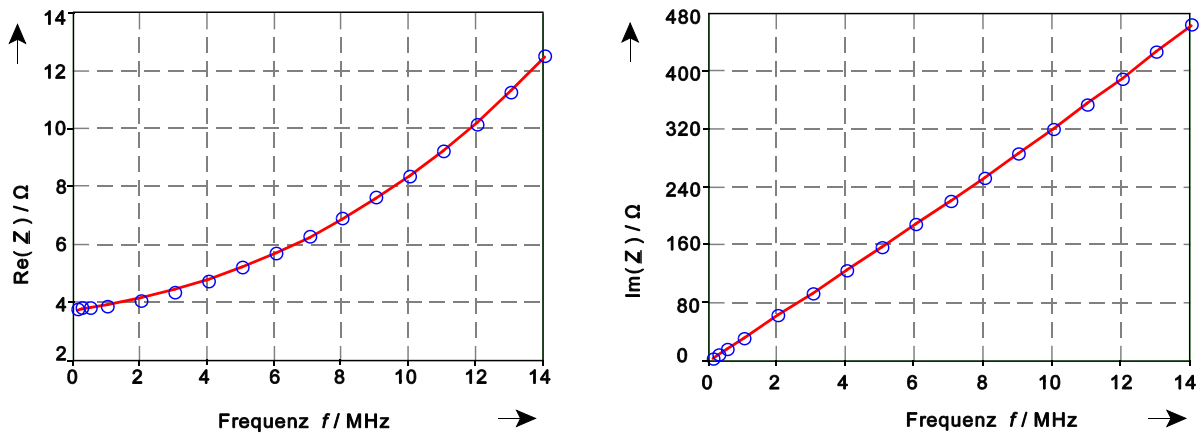


Bild 5.10: Gemessener Verlauf und durch ein Ersatzschaltbild nach Bild 5.9 approximierter Verlauf der Spulenimpedanz Z einer Planarspule mit 29 Windungen (Leiterbahnhöhe 20 μm , Leiterbreite und -abstand 100 μm , Innendurchmesser 1 mm, Außendurchmesser 12 mm)

Die Ersatzschaltbildparameter R , L und C bestimmen sich zu:

$$C = 1,7 \text{ pF},$$

$$L = 4,95 \text{ } \mu\text{H},$$

$$R = 3,78 \text{ } \Omega, R_{Sf} = 1,479 \cdot 10^{-7} \text{ } \Omega/\text{Hz}, R_{Sf2} = 2,626 \cdot 10^{-14} \text{ } \Omega/\text{Hz}^2.$$

Nach Gleichung (5.33) würde sich C zu 2,75 pF bestimmen.

Bild 5.11 zeigt das Fehlerband zwischen gemessenen und aus dem Modell abgeleiteten Werten des Wirk- und Blindanteils der Spule. Der multiple Regressionskoeffizient R^2 bestimmt sich zu 0,9999986 ; legt man ein einfaches L_S - R_S -Ersatzschaltbild zugrunde, erreicht R^2 einen Wert von nur 0,994611278.

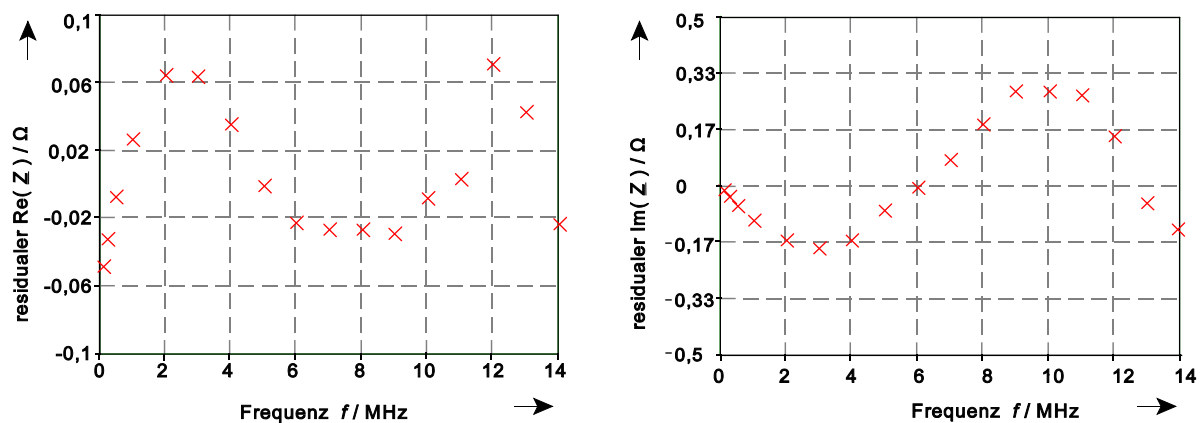


Bild 5.11: Fehlerband des Real- und Imaginärteils zwischen Messwerten und durch den aus dem Ersatzschaltbild geschätzten Werten

5.7 Temperaturabhängigkeit der Planarspulenimpedanz

Die Temperaturabhängigkeit des spezifischen Widerstands einer Kupferleitung kann im Temperaturbereich von 0 °C bis 100 °C durch folgenden Ansatz berücksichtigt werden:

$$\varrho(\vartheta) = 0,0178 (1 + 0,0039 \text{K}^{-1} \cdot (\vartheta - 20 \text{°C})) \frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}} \quad (5.34)$$

Der Einfluss der Temperatur auf die Induktivität infolge der damit verbundenen Materialausdehnung kann mit den Induktivitätsberechnungsformeln abgeschätzt werden.

Für eine Spule mit 29 Windungen ergibt sich bei einem Temperatursprung von 70 °C eine Induktivitätserhöhung von 7 nH. Die Veränderung zur Grundinduktivität beträgt 0,13 %.

5.8 Aspekte zur Wahl des Materials für die Wirbelstromdämpfungsplatte sowie der Auswertefrequenz

Um den Sensor optimal zur Winkelerfassung einzusetzen, kommt der Auswahl des Materials für die Wirbelstromplatte sowie einer passenden Wahl der Betriebsfrequenz, bei welcher der Sensor ausgewertet wird, eine entscheidene Rolle zu.

Die Bilder 5.12 bis 5.14 zeigen die relative abstandsabhängige Induktivitätsänderung einer kreisrunden Leiterschleife mit einem Radius von 1 cm, bezogen auf die Grundinduktivität im ungedämpften Fall (unendlicher Abstand zu metallischen Objekten).

Die Kurven wurden mittels einer analytischen Formel [14] berechnet. Mit diesen Graphen soll gezeigt werden, welche Wahl von Material und Betriebsfrequenz sich als vorteilhaft erweist. Die Bezeichnung von Spulen als induktive Sensoren weist darauf hin, dass primär der induktive Anteil durch die Messgröße verändert wird. In Kapitel 5.7 wurde gezeigt, dass die Grundinduktivität eine vernachlässigbare Änderung durch temperaturbedingte Materialausdehnungen erfährt.

Da durch induktive Auswerteprozesse vorrangig die relativen messgrößenbedingten Induktivitätsänderungen erfasst werden, wird in den Bildern 5.12 bis 5.14 deren Einfluss in Abhängigkeit vom Material, der Frequenz und der Temperatur dargestellt. Die Bilder 5.12 und 5.13 zeigen die relative abstandsabhängige Induktivitätsänderung gegenüber einer Kupferplatte bei den Frequenzwerten 100 kHz und 800 kHz. Die Kupferplatte hat in beiden Fällen einmal eine Temperatur von -40 °C und zum anderen eine Temperatur von 125 °C. Man erkennt, dass bei höheren Frequenzen die relative Induktivitätsänderung zunimmt und die Einflussgröße Temperatur vermindert wird.

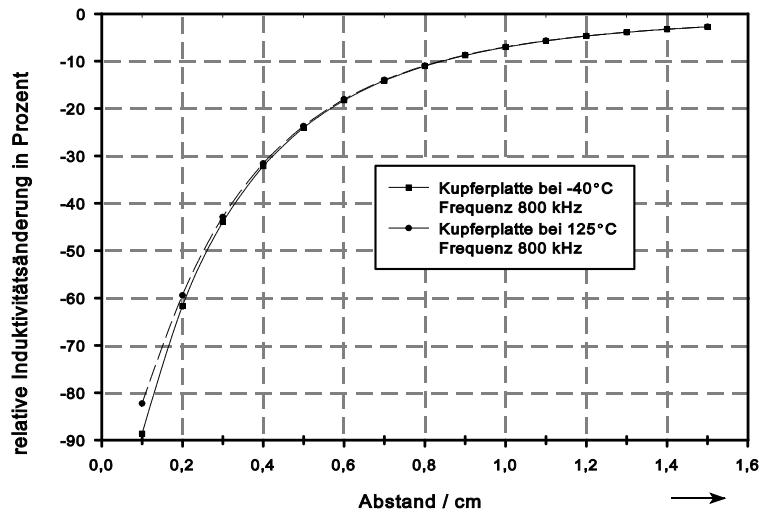


Bild 5.12: Relative Induktivitätsänderung einer Leiterschleife mit 1 cm Radius gegenüber Kupfer (-40 °C und 125 °C) bei 800 kHz (s. a. [14])

In Bild 5.15 ist nochmals die Differenz zwischen der Induktivitätsänderung bei -40 °C und 125 °C für die Fälle 100 kHz und 800 kHz dargestellt. Bei gleicher Induktivitätsänderung beträgt der Temperatureinfluss im Falle 800 kHz nur noch 2 %, bei 100 kHz jedoch 11 %.

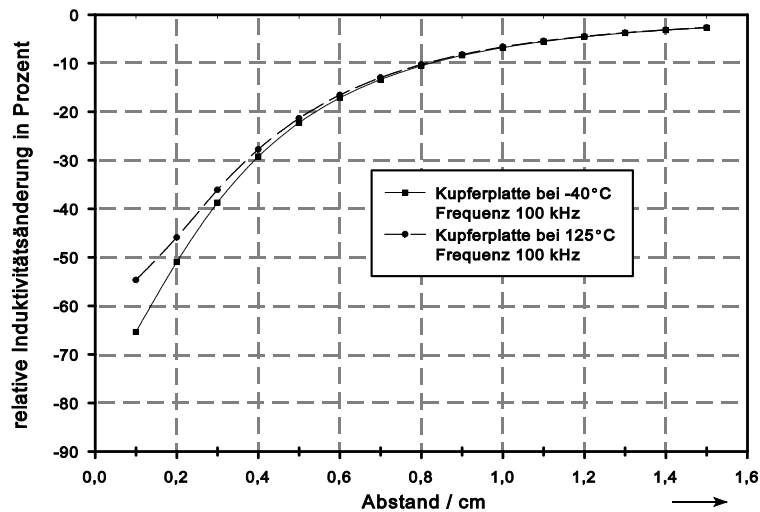


Bild 5.13: Relative Induktivitätsänderung einer Leiterschleife mit 1 cm Radius gegenüber Kupfer (-40 °C und 125 °C) bei 100 kHz

Es ist somit eine möglichst hohe Auswertefrequenz wünschenswert, die nach oben hin durch das kapazitive Verhalten der Spule – ein Vorteil von Planar- gegenüber gewickelten Spulen liegt in der kleineren Eigenkapazität, bedingt durch den größeren Abstand zwischen den Windungen – und eine aufwändigere und stärker rauschende Auswerteelektronik begrenzt wird. Bild 5.14 zeigt die relative Induktivitätsänderung beim Metall *Zinn*. Zinn mit einer spezifischen

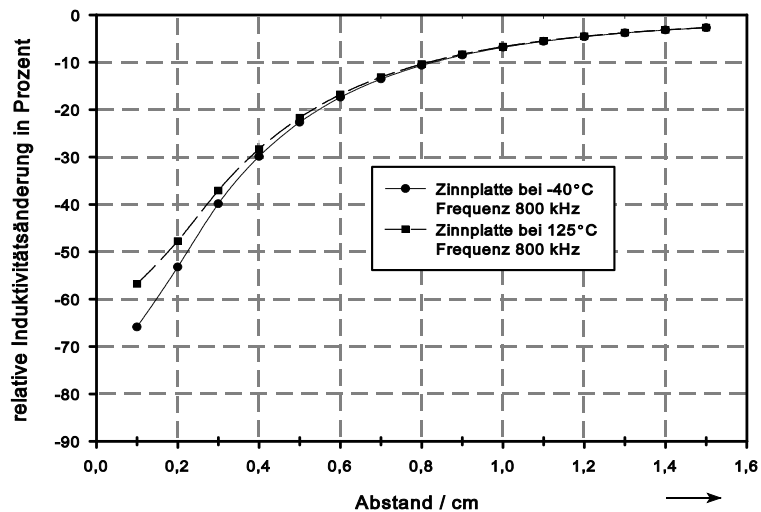


Bild 5.14: Relative Induktivitätsänderung einer Leiterschleife mit 1 cm Radius gegenüber Zinn (-40 °C und 125 °C) bei 800 kHz

Leitfähigkeit von 9090 S/cm ruft einen wesentlich geringeren Einfluss auf die Induktivitätsänderung hervor als Kupfer.

Durch die geringere Leitfähigkeit nimmt der Einfluss der Temperatur wieder zu. Schlechte (Oberflächen)-Leitfähigkeit wird auch durch eine raue Oberfläche erzeugt. Daher ist bei der Anwendung der Wirbelstromdämpfungsplatte darauf zu achten, dass neben einem niedrigen spezifischen Widerstand auch eine glatte Oberfläche verwendet wird. Einen hervorragenden Wert für die spezifische Leitfähigkeit besitzt Kupfer ($\sigma = 58139 \text{ S/cm}$); alternativ lässt sich auch vergleichsweise billiges, leicht verarbeitbares Aluminium ($\sigma = 37037 \text{ S/cm}$) einsetzen.

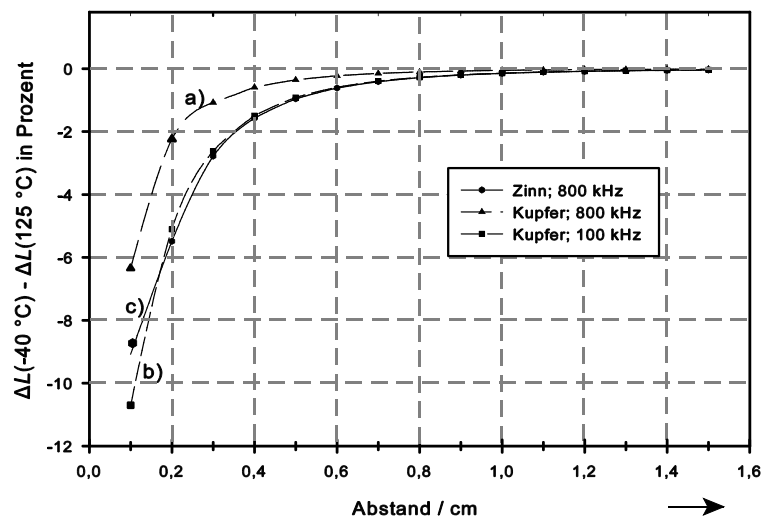


Bild 5.15: Differenz der relativen Induktivitätsänderung bei -40 °C und 125 °C für die Fälle a) Kupfer mit $f = 800 \text{ kHz}$, b) Kupfer mit $f = 100 \text{ kHz}$, und c) Zinn mit $f = 800 \text{ kHz}$

5.9 Exemplarische Messungen des Temperatureinflusses an einem RL-Oszillator in Verbindung mit Planarspule

Die Eignung eines induktiven Positionserfassungssystems hängt wesentlich von seiner Temperaturabhängigkeit ab. Im Abschnitt 5.9.1 werden Messkurven des RL-Oszillators mit einem OpAmp (Bild 4.12) mit Planarspulen in Abhängigkeit von der Temperatur gezeigt. Bild 5.16 stellt die Kennlinienschar einer LC-Oszillatorschaltung mit induktiven Sensor dar, die ein ungünstiges Temperaturverhalten aufweist. Auch mit digitaler Korrektur der Einflussgröße Temperatur – z.B. durch das Grundfunktionsverfahren (s. a. Kapitel 6.2.1) – kann man die temperaturbedingten Fehler nicht ausreichend verringern.

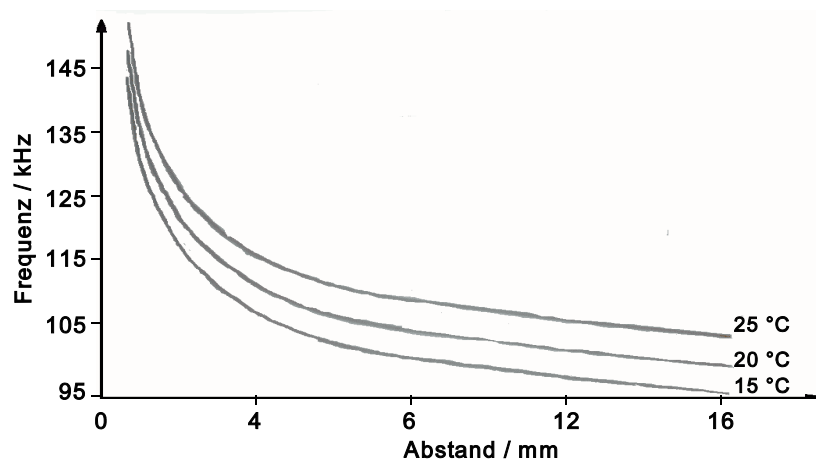


Bild 5.16. Induktives Messsystem mit starker Temperaturabhängigkeit

5.9.1 Weichferritische Werkstoffe

■ Erläuterung zu Weichferriten [15]

Weichferrite sind Keramikmaterialien. Sie sind hart und splintern leicht. Eine Abgrenzung zu den magnetisch harten und halbharten Werkstoffen erfolgt anhand der magnetischen Koerzitivfeldstärke (notwendige Feldstärke, um einen unmagnetischen Materialzustand zu erreichen, daher die Restinduktion (Remanenz) zu neutralisieren). Die Koerzitivfeldstärke liegt für weichferritische Werkstoffe zwischen 0,1 A/m und 1000 A/m [16]. Die häufigste Zusammensetzung ist eine chemische Verbindung aus [Metall]Fe₂O₄. Für das Metall werden Mischungen aus Mangan und Zink oder Nickel und Zink herangezogen.

Weichferrite besitzen eine sehr hohe Permeabilität unterhalb der Curietemperatur. Außerdem weisen sie einen sehr hohen spezifischen Widerstand von 1 Ωm bis 10⁷ Ωm auf. Zum Vergleich: Kupfer hat einen spezifischen Widerstand von 10⁻⁸ Ωm und Teflon 10¹³ Ωm. Daher kann

man sie bis zu sehr hohen Frequenzen einsetzen, ohne dass störende Wirbelstromverluste auftreten. Jedoch entstehen bei zu hohen Frequenzen magnetische Verluste, die für Anwendungen mit den vorher genannten RL-Oszillatoren vermieden werden sollten. Die aufwändige Laminierung eines Kerns aus Eisen, wie es beispielhaft in Transformatoren oder LVDT's in abnehmenden Maße noch vorkommt, um Wirbelstromverluste zu vermeiden, wird durch Verwendung von Ferriten umgangen. Durch Pressen in Formen können kundenspezifische Ausführungen hergestellt werden. Alternativ besteht auch die Möglichkeit, durch Schneiden und Schleifen aus vorhandenen Ferritkernen angepasste Geometrien zu erzeugen.

■ Anfangspermeabilität

Die Anfangspermeabilität μ_i ist eine den Ferrit kennzeichnende Materialeigenschaft. Man versteht darunter das Verhältnis der Induktions- zur Feldstärkeänderung an einem homogenen Ringkern mit bestimmten festgelegten Abmessungen. Die Messfeldstärke muss so klein sein, dass die Induktion im Werkstoff höchstens 0,25 mT erreicht. Wegen der Frequenzabhängigkeit der Permeabilität soll die Messfrequenz niedrig liegen:

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad \text{für } H \rightarrow 0 \quad . \quad (5.35)$$

Bild 5.17 zeigt den temperaturabhängigen Verlauf von μ_i eines ferritischen Werkstoffes, der in nachrichtentechnischen Geräten Verwendung findet. Es ist zu beachten, dass Ferrite für andere

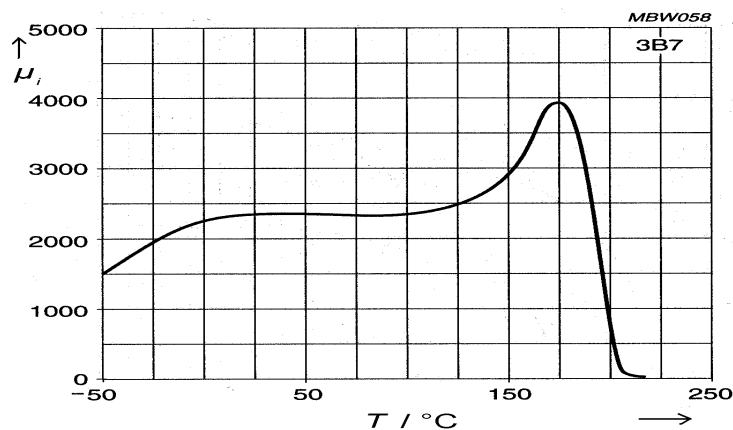


Bild 5.17: Temperaturverlauf von μ_i eines ferritischen Werkstoffes der in Telekommunikationsfiltern, Signal- bzw. Pulstransformatoren und Verzögerungsleitungen eingesetzt wird [17]

Anwendungsfelder – z.B. bei Entstör- und Entkopplungsschaltungen – nicht notwendigerweise diesen konstanten Verlauf von μ_i im Bereich von 0 °C bis 125 °C besitzen.

- Wirksame Permeabilität μ_w (engl. μ_{app} = apparent permeability)

Ein magnetisierbarer Kern bewirkt einen Anstieg der Induktivität L_a einer Spule. Der Faktor, um den sich die Induktivität erhöht, ist die wirksame Permeabilität μ_w :

$$L = \mu_w \cdot L_a \quad (5.22)$$

Bild 5.18 zeigt den Induktivitätsverlauf einer Spule, aufgebaut aus einem 10 mm langen Ferritkern (\varnothing 4 mm), der mit 63 Windungen bewickelt ist.

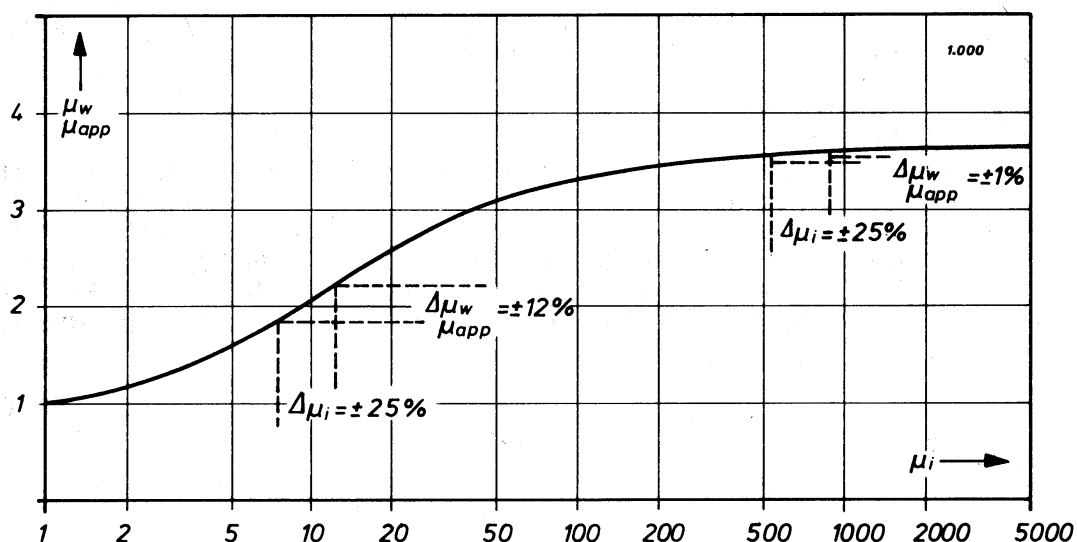


Bild 5.18: Wirksame Permeabilität in Abhängigkeit von der Werkstoffpermeabilität. Spule nach DIN 41276; 63 Windungen, 0,16 mm dicken Kupferdraht, $L_a = 18 \mu\text{H}$ [15]

Die resultierende Induktivität behält ab μ_i -Werten größer 1000 einen fast konstanten Wert. Temperaturbedingte Schwankungen von μ_i haben damit auf die messbare Induktivität einen vernachlässigbaren Einfluss, falls μ_i größer 1000 bleibt.

5.9.2 RL-Oszillator mit einem OpAmp und einer Planarspule

Die Bilder 5.19, 5.20, 5.21, 5.22 und 5.23 zeigen Messungen des Temperaturverhaltens eines RL-Oszillators (Bild 4.12) mit einer Planarspule ($R_S = 12 \Omega$, $L_S = 27 \mu\text{H}$). In Bild 5.19 ist die Temperaturabhängigkeit des Frequenzgangsignals dargestellt ohne Temperaturkorrektur. Das Signal weist einen linearen Temperaturkoeffizienten von $-156,2 \text{ Hz/K}$ auf. Verwendet man für den Widerstand R_3 einen temperaturabhängigen Widerstand mit positiven Temperaturkoeffizienten (in Serie zu einem 39Ω Widerstand werden $13,1 \Omega$ bifiliar gewickelter Kupferdraht

geschaltet), ergibt sich ein Temperaturkoeffizient des Frequenzsignals von 4,3 Hz/K (ohne Sensorkurzschlussplatte).

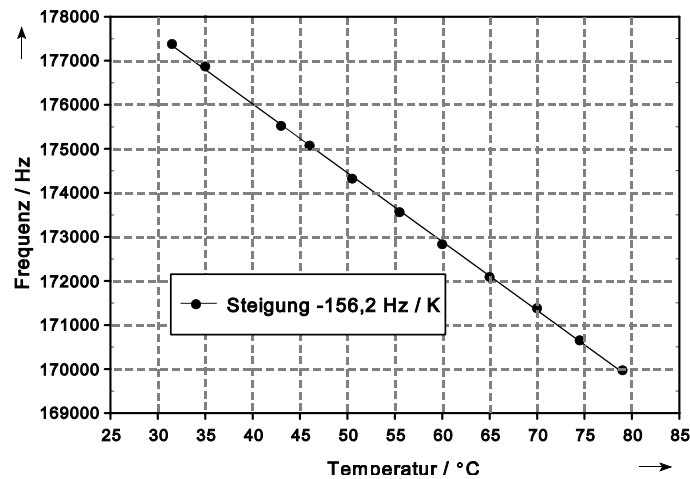


Bild 5.19: Frequenzsignal des RL-Oszillators ohne analoge Temperaturkorrektur

Bild 5.20 zeigt die Temperaturabhängigkeit ohne Sensorplatte mit analoger Temperaturkorrektur.

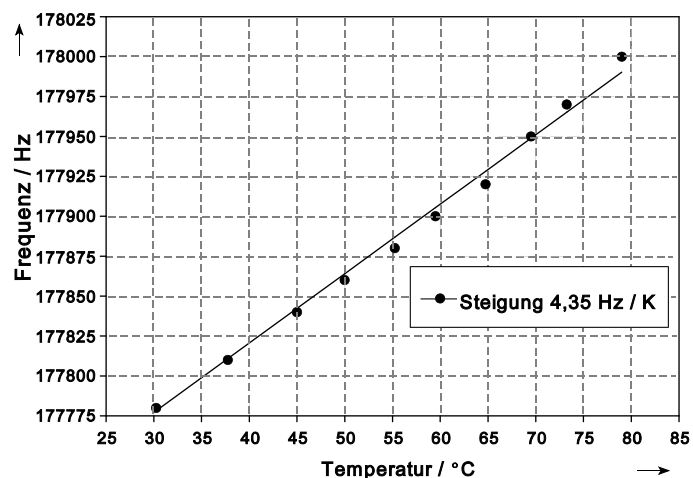


Bild 5.20: Frequenzsignal des RL-Oszillators mit Temperaturkorrektur

Zum Vergleich sind in Bild 5.21 nochmals beide Frequenzsignale in einem Graphen gegenübergestellt. Bild 5.22 zeigt das Frequenzsignal, wenn sich im Abstand von 0,5 mm zur Planarspule eine Ferritkernplatte befindet, Bild 5.23 bei einem Abstand von 0 mm. Der Temperaturkoeffizient nimmt von sechs auf 8 Hz/K zu. Im Temperaturintervall von 50 °C beträgt die auf den Messfrequenzhub (23000 Hz) bezogene maximale Frequenzabweichung 1,7 %. Eine weitere Verbesserung der Temperaturstabilität wird erreicht, wenn der Widerstand R_3 so eingestellt wird, dass das Frequenzgangssignal einen negativen Temperaturkoeffizienten von etwa - 4 Hz/K hat und somit beim Annähern des Ferriten ein gegenläufiger Temperatureffekt auftritt.

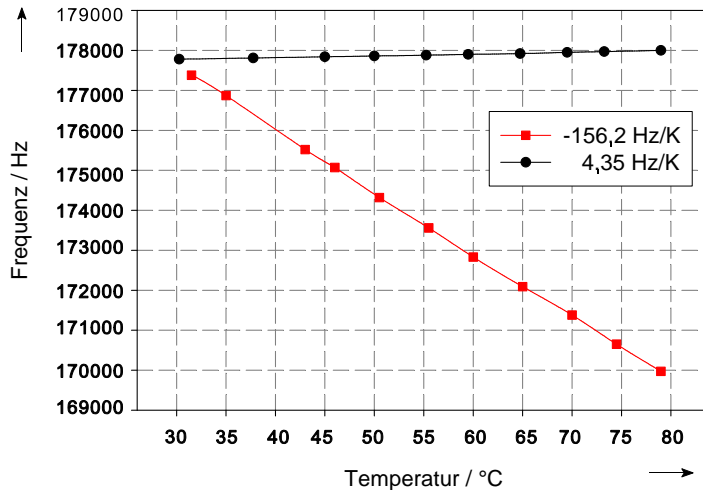


Bild 5.21: Gegenüberstellung der Frequenzsignale des RL-Oszillators mit und ohne Temperaturkorrektur

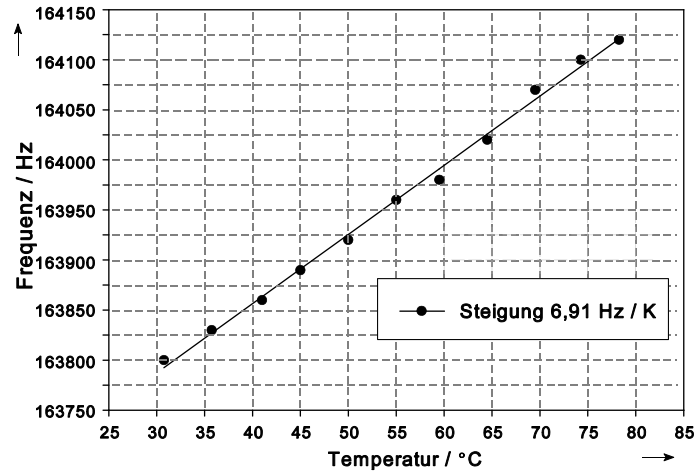


Bild 5.22: RL-Oszillator mit Temperaturkorrektur; Abstand 0,5 mm zu Ferritkernplatte

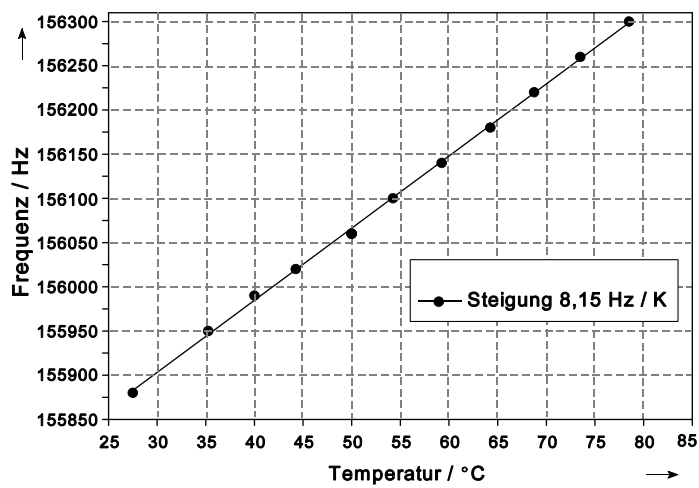


Bild 5.23: RL-Oszillator mit Temperaturkorrektur; Abstand 0 mm zu Ferritkernplatte

5.9.3 RL-Oszillator mit Differenzprinzip

Die folgenden Bilder 5.24 und 5.25 zeigen Messungen an einem RL-Oszillator nach Bild 4.46 mit zwei identischen Planarspulen. Für das Experiment wurden für die Bauteile folgende Werte verwendet. Als Operationsverstärker wurde der Typ THS4001, für den Analogschalter der Typ Max4602 (Durchgangswiderstand $R_{ON} = 2,5 \Omega$) verwendet, und der Widerstand $R_3 = 240 \Omega$ gewählt. In Serie zu den Planarspulen wurde eine Festinduktivität von $270 \mu\text{H}$ geschaltet.

Einer der beiden Planarspulensensoren (Fläche $20 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$, Gleichstromwiderstand $7,5 \Omega$) wurde mit einer weichferritischen Platte ($\mu_i = 8000$) bedeckt. Die Anfangsinduktivität von $11,5 \mu\text{H}$ stieg bei kompletter Bedeckung auf den Endwert von $19,2 \mu\text{H}$ an. In Positioniersystemen wird durch konstruktive Maßnahmen der zu erfassende Weg/Winkel in die entsprechende Induktivitätsänderung umgesetzt, welche dann zum positionsabhängigen Ausgangsfrequenzsignal führt. Es ergibt sich in diesem Fall eine maximale Frequenzdifferenz von 5500 Hz . Werden die zwei Planarspulen gegensinnig angesteuert, erreicht man einen Frequenzhub von 11000 Hz (da an dem Analogschalter bis zu 4 Sensoren betrieben werden können, kann eine Wegänderung auf einen Frequenzhub von maximal 22000 Hz abgebildet werden).

In Bild 5.24 ist die Differenzfrequenz der beiden Aufnehmer dargestellt. Bei einem Temperatursprung von 10 K ergibt sich eine Frequenzverschiebung von 8 Hz . Bezogen auf den Messbereich ergibt sich ein maximaler Temperaturfehler von $0,007 \text{ \%}/\text{K}$! Die Erfahrung zeigt, dass der größtmögliche Temperaturfehler bei maximaler Unsymmetrie des Systems auftritt, d.h. wenn eine der Spuleninduktivitäten maximal erhöht oder erniedrigt wird.

Bild 5.25 zeigt das ratiometrische Verhältnis der beiden Frequenzsignale. Die temperaturbedingte Signaldrift beträgt hier $0,02 \text{ \%}/\text{K}$. Überraschend ist, dass die Differenz der zwei Frequenzsignale eine geringere Drift zeigt als das ratiometrische Verhältnis. Dass die Differenzbildung zu guten Ergebnissen führt, liegt daran, dass $R_3 \gg R_5$ ist (s. Bild 4.36).

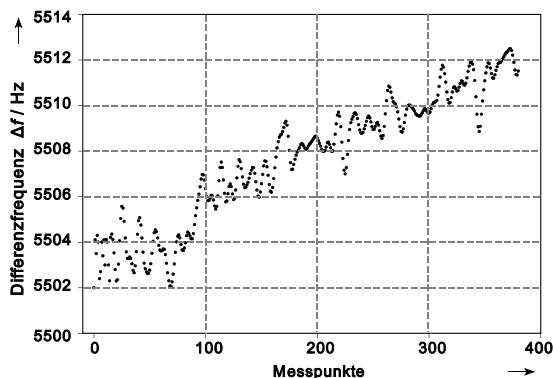


Bild 5.24: Veränderung der Differenzfrequenz bei Erhöhung der Temperatur um 10 K

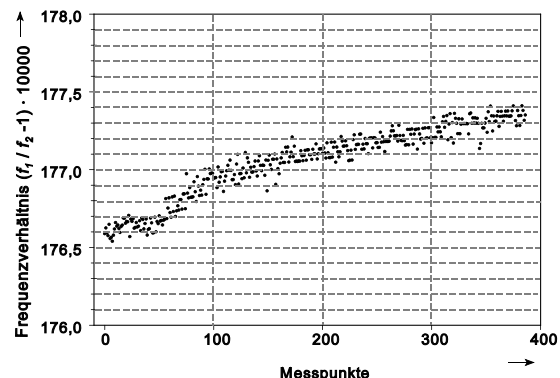


Bild 5.25: Veränderung des ratiometrischen Verhältnisses bei 10 K Temperaturerhöhung

Die magnetischen Verluste im Ferrit scheinen hier ebenfalls die ratiometrische Auswertung im Vergleich zur Differenzbildung ungünstig zu beeinflussen.

Durch die Differentialanordnungen kann der temperaturbedingte Fehler weitestgehend unterdrückt werden, so dass die Schaltung für viele Anwendungen ohne digitale Temperaturkorrektur eingesetzt werden kann, bzw. dieser minimale Temperaturfehler einfach korrigierbar ist. Außerdem kann durch einen Sensor mit größerem Induktivitätshub der Störabstand (nutzbares Signal zu Temperaturfehler) noch wesentlich verbessert werden.

Bild 5.26 zeigt das Driftverhalten des Frequenzsignals eines Planarspulsensors in der Oszillatorschaltung für sich allein betrachtet, sowie das Differenzsignal zweier identischer Planarspulsensoren nach Einschalten der Spannungsversorgung. Das Differenzsignal erreicht augenblicklich einen stabilen Endwert, das Einschwingverhalten einer Planarspule, allein betrachtet, erreicht erst nach mehreren Minuten seinen eingeschwungenen Zustand.

Das für viele Bereiche (z.B. Automobil) inakzeptable lange Einschwingverhalten kann somit durch den Einsatz eines Planarspulenarrays mit gemeinsamen Oszillatorkreis umgangen werden.

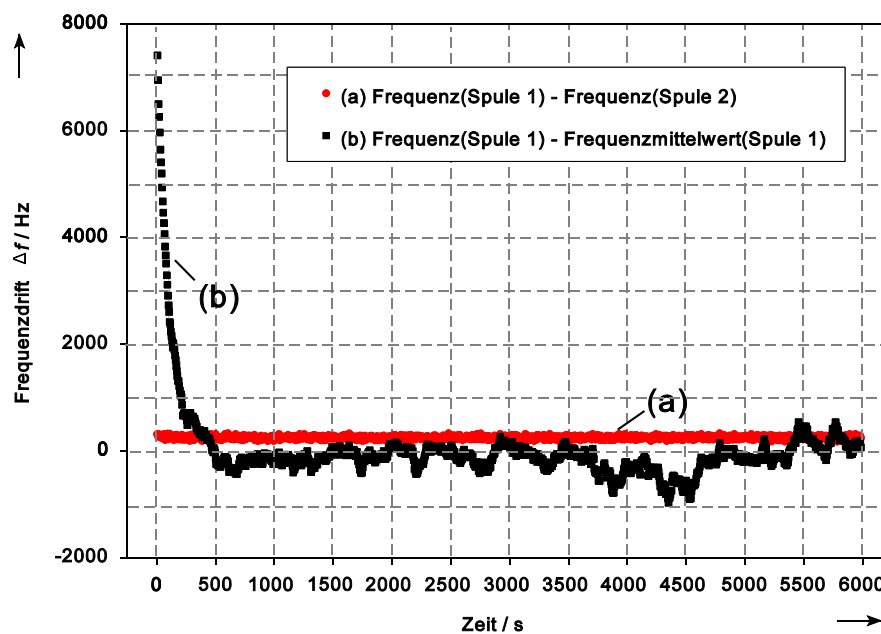


Bild 5.26: Zeitlicher Signalverlauf des Einschwingverhaltens einer Planarspule sowie der Differenz zweier identischer Planarspulen nach Zuführung des Spannungsversorgung

6 Drehwinkelsensor zur Erfassung eines 160°-Winkelbereichs

In diesem Kapitel wird ein erster Prototyp eines neuartigen Drehwinkelsensors unter Verwendung der Messschaltung nach Kapitel 4.4 (Bild 4.47) untersucht. Die wesentlich störende Einflussgröße bei induktiven Messsystemen ist die Temperatur. Daher werden weitere (numerische) Maßnahmen aufgezeigt, die Wirkung dieser Einflussgröße zu minimieren. In Kapitel 6.1 wird ein Temperaturmessverfahren erläutert, das zum einem geeignet ist, die Temperatur zu erfassen, und dessen grundlegende Messstruktur auch im darauf folgenden Winkelsensor Anwendung findet – ein ratiometrisches Messprinzip.

6.1 Messung der Einflussgröße Temperatur

Der mit OpAmp realisierte RL-Oszillator nach Kapitel 4.2.4 besitzt ein frequenzanaloges Ausgangssignal, das temperaturabhängig ist. Will man das Frequenzsignal bezüglich des Temperatureinflusses numerisch korrigieren, muss diese gemessen werden.

Zur Erfassung der Einflussgröße Temperatur wird die in Bild 6.1 dargestellte Messanordnung gewählt [1]. Sie besteht aus vier Bauteilen: Mikrocontroller mit Tristate-Ausgängen und internem Komparator (z.B. PIC16C73), Kondensator C , Referenzwiderstand R_{Ref} und einem KTY-Widerstandstempersensor (Spreading Resistance [2]). Die Temperatur wird indirekt über die Anstiegsdauer der Spannung am Kondensator eines RC-Gliedes bestimmt. Diese ist abhängig vom ohmschen Wert des Widerstandstempersensors, der den Platz des Widerstands am RC-Glied einnimmt. Um unabhängig von der Höhe der Schaltschwelle des Komparators, des Zeitnormals und der Bauteiltoleranz des Kondensators sowie dessen zeitlicher Instabilität zu sein, wird außerdem die Anstiegsgeschwindigkeit an einem Referenzwiderstand ermittelt und diese zur temperaturbedingten Anstiegszeit ins Verhältnis gesetzt (ratiometrisches Messverfahren). Die Messung läuft in folgenden Schritten ab (siehe Bild 6.1):

- Schalten der Mikrocontrollerausgänge 2, 3, und 4 in den hochohmigen Zustand (Tristate-Ausgänge)
- Konfigurieren des Ausgangs 1 als Komparator mit der Schaltschwelle U_{th}
- Entladen des Kondensators C über Pin 2 und anschließendes Setzen in den hochohmigen Zustand
- Schalten des Pins 4 als Ausgang mit der Spannung U_0 , und gleichzeitiges Starten eines internen Zählers zur Zeitmessung; Pin 3 bleibt hochohmig

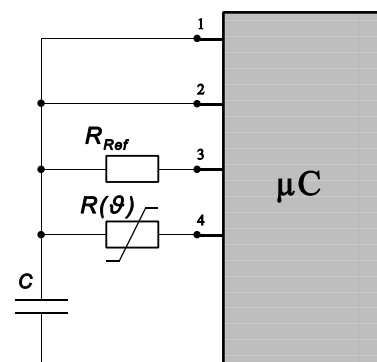


Bild 6.1: Messanordnung zur Temperaturmessung

- Erfassung der Zeit, bis die Spannung der Schaltschwelle U_{th} am Komparator erreicht wird
- Wiederholen der Messung der Anstiegszeit mit Referenzwiderstand R_{Ref} ; Pin 4 bleibt hochohmig; Entladen von C über Pin 2; anschließend Schalten eines Spannungssprungs an Pin 3

Der zeitliche Spannungsverlauf am Kondensator bei Anlegen eines Spannungssprungs U_0 ergibt sich zu

$$u_C(t) = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad . \quad (6.1)$$

Bei Erreichen der Schaltschwelle U_{th} des Komparators wird die nach dem Anlegen des Spannungssprung gestartete Zeitmessung gestoppt.

Der temperaturabhängige Widerstand errechnet sich aus den Zählerständen N_ϑ (Anstiegszeit mit temperaturabhängigen Widerstand), N_{Ref} (Anstiegszeit bei Messung mit Referenzwiderstand) und dem Referenzwiderstand R_{Ref} zu

$$R(\vartheta) = \frac{N_\vartheta}{N_{Ref}} R_{Ref} \quad . \quad (6.2)$$

Als Temperaturnaheher wird ein Silizium-Widerstandstemperatursensor, basierend auf den "spreading resistance"-Effekt, verwendet [2]. Seine leicht gekrümmte Kennlinie kann im Temperaturbereich -30 °C bis $+130\text{ °C}$ durch die folgende Regressionsparabel beschrieben werden [3]:

$$R(\vartheta) = R_{25} [1 + \alpha_{25}(\vartheta - 25\text{ °C}) + \beta_{25}(\vartheta - 25\text{ °C})^2] \quad , \quad (6.3)$$

mit den linearen und quadratischen Temperaturkoeffizienten

$$\alpha_{25} = 7,68 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1} \quad , \quad \beta_{25} = 1,88 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-2} \quad .$$

Setzt man Gl. (6.3) in Gl. (6.2) ein, erhält man die Temperatur zu

$$\vartheta = \frac{-\alpha_{25} + \sqrt{\alpha_{25}^2 + 4\beta_{25} \left(\frac{R_{Ref}}{R_{25}} \frac{N_\vartheta}{N_{Ref}} - 1 \right)}}{2\beta_{25}} + 25\text{ °C} \quad . \quad (6.4)$$

Bei dem hier verwendeten Mikrocontroller liegt der Schaltpegel des Komparators in etwa bei der Hälfte der Versorgungsspannung; die Ausgangsspannung U_0 ist gleich der Versorgungsspannung. Die Zeitdauer bis zum Erreichen der Schaltschwelle des Komparators beträgt somit

$$t = RC \ln \frac{U_0}{U_0 - U_{th}} \approx RC \ln 2 \quad . \quad (6.5)$$

Die Vorteile dieser Art der Temperaturmessung sind die geringe Anzahl von Bauelementen, geringer Leistungsverbrauch, vernachlässigbare Temperaturverfälschung durch Eigenerwärmung und gute Langzeitstabilität. Durch das ratiometrische Messprinzip kann die an sich schlechte Langzeitstabilität von Kondensatoren aufgehoben werden. Zur Inbetriebnahme genügt eine Ein-Punkt-Kalibration; dadurch wird der Grundwiderstand R_{25} des Temperatursensors bestimmt, der fertigungsbedingt um $\pm 10\%$ (abhängig von der Genauigkeitsklasse) streut. Bild 6.2 zeigt ein Low-Cost-Temperaturmesssystem, das nach obigem Messprinzip arbeitet. Über die serielle Schnittstelle eines PC's erfolgt die Kalibration.

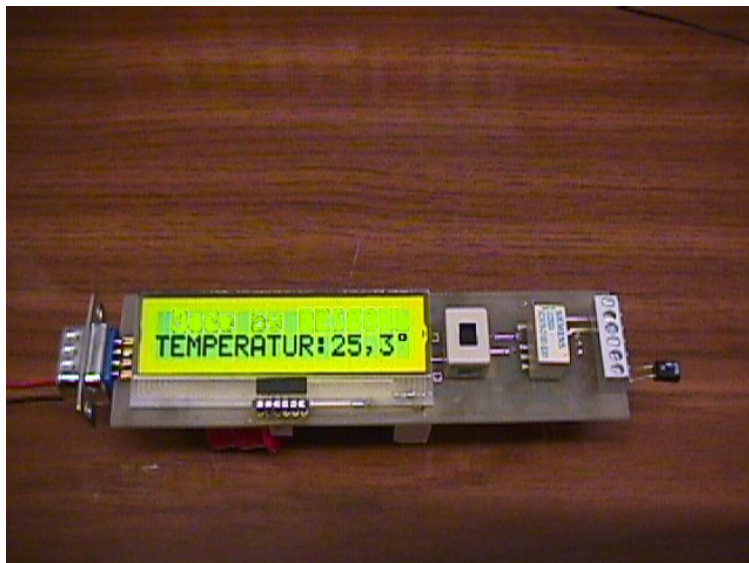


Bild 6.2: Temperaturmessgerät; Ratiometrisches Messprinzip

Bild 6.3 zeigt eine Messreihe mit 100 Messwerten mit der Schaltung nach Bild 6.2. Anstatt eines Temperatursensors wird ein Widerstand von 2186Ω eingesetzt. Die nicht gemittelten Messwerte schwanken um maximal $\pm 3 \Omega$ um den Mittelwert. Beim KTY-Sensor entspricht diese Schwankung von 3Ω etwa $\pm 0,33 \text{ } ^\circ\text{C}$. Der verwendete Pic-Mikrocontroller mit einer Befehlsausführungszeit für ein Zählerinkrement von 250 ns bei 16 MHz Taktfrequenz benötigt bei Verwendung einer Kapazität C von $4,7 \mu\text{F}$ eine Messzeit von etwa 15 ms .

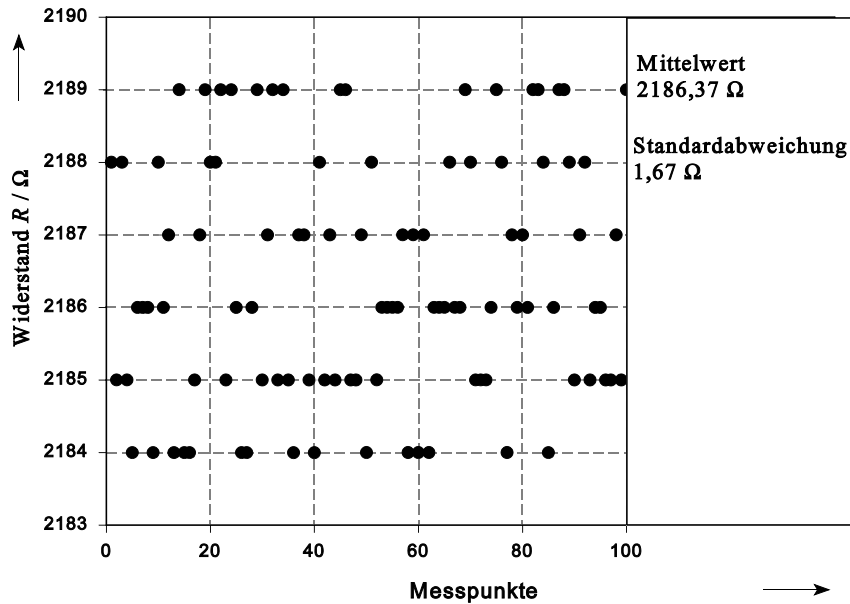


Bild 6.3: Messreihe an einem Festwiderstand von 2186 Ω mit dem Messverfahren nach Kap. 6.1

Der alternative Weg, die Temperatur mittels RC-Oszillatoren zu messen [4, 5] – der Temperatursensor wird an die Stelle des Widerstands R gesetzt –, ist aufgrund der zeitlichen Instabilität von herkömmlichen Kondensatoren zu vermeiden; langzeitstabile Kondensatoren auf Siliziumbasis sind nur im Pikofaradbereich erhältlich, für die Temperaturmessung nach [4, 5] werden aber Kondensatoren im Mikrofaradbereich benötigt.

6.2 Linearisierung und Temperaturkorrektur der statischen Sensorkennlinie

Bei der Approximation des im allgemeinen nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Weg/Winkel und Sensorsignal durch eine polynomiale Anpassfunktion (Fitfunktion) wird häufig das Gaußsche Verfahren des Minimums der Fehlerquadrate angewandt.

Dieses Verfahren minimiert die Summe der quadratischen Abweichungen zwischen den bekannten wahren Weg-/Winkel-Werten x und den aus dem für die Approximation gewählten Polynom sich ergebenden Schätzwerten $\hat{x}(f)$. Bei derzeit verfügbaren Sensoren wird jedoch häufig der maximale Fehler angegeben und bestimmt damit die Genauigkeit des Messaufnehmers. Mit einer Approximation soll der absolute Fehler minimiert werden. Dieser Aspekt nach minimaler Abweichung wird aber am besten mit der Tschebyscheff-Approximation erreicht [13]. Da sich aber die mathematische Handhabung der Kennlinienapproximation nach Gauß für Polynomfunktionen besonders einfach gestaltet, wird häufig die Minimierungsbedingung nach Gleichung (6.6) angewandt:

$$\sum_{i=1}^N w_i [x_i - \hat{x}(f)]^2 = \text{Minimum} ! \quad (6.6)$$

Die Koeffizienten w_i in Gleichung (6.6) dienen der Gewichtung; damit kann zwischen Positionswert x_i und Schätzwert \hat{x} an der Stelle x_i eine minimale Abweichung erzwungen werden. Sind $N+1$ Messwertpaare (Weg/Winkel, Sensorsignal) bekannt, so kann durch diese ein Polynom mit maximal N Termen gelegt werden:

$$\hat{x}(f) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i f^i \quad (6.7)$$

Für die Koeffizienten a_i der Fitfunktion $\hat{x}(f)$ resultiert aus Gleichung (6.6) die Bedingung in Gleichung (6.8), dass die partiellen Ableitungen nach den Koeffizienten verschwinden müssen:

$$\frac{\partial \sum_{i=0}^{N-1} w_i (x_i - \hat{x}(f_i))^2}{\partial a_i} = 0 \quad (6.8)$$

Für ein Polynom nach Gleichung (6.9) mit den unbekanntenen Koeffizienten $a_0 \dots a_n$

$$\hat{x}(f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n \quad (6.9)$$

folgt das lineare Gleichungssystem (6.10), aus dem die unbekanntenen Koeffizienten bestimmt werden können:

$$\begin{pmatrix} \sum_{i=0}^N w_i & \sum_{i=0}^N w_i f_i & \sum_{i=0}^N w_i f_i^2 & \dots & \dots & \sum_{i=0}^N w_i f_i^n \\ \sum_{i=0}^N w_i f_i & \sum_{i=0}^N w_i f_i^2 & \sum_{i=0}^N w_i f_i^3 & \dots & \dots & \sum_{i=0}^N w_i f_i^{n+1} \\ \sum_{i=0}^N w_i f_i^2 & \sum_{i=0}^N w_i f_i^3 & \sum_{i=0}^N w_i f_i^4 & \dots & \dots & \sum_{i=0}^N w_i f_i^{n+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \sum_{i=0}^N w_i f_i^n & \sum_{i=0}^N w_i f_i^{n+1} & \sum_{i=0}^N w_i f_i^{n+2} & \dots & \dots & \sum_{i=0}^N w_i f_i^{2n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^N w_i x_i \\ \sum_{i=0}^N w_i x_i f_i \\ \sum_{i=0}^N w_i x_i f_i^2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^N w_i x_i f_i^n \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

Die Funktionsterme der Fitfunktion sind nicht nur auf positive Potenzen des Sensorausgangssignals beschränkt. Inverse Potenzfunktionen sowie komplexere Funktionen – $\sin(f)$, $\ln(f)$, $\exp(f)$ – dürfen gleichfalls verwendet werden; es ergibt sich mit Gleichung (6.8) wiederum ein lineares Gleichungssystem.

Die Bestimmung des Lösungsvektors \underline{a} des linearen Gleichungssystems aus Gl. (6.10) kann mit dem Gauß-Jordan-Algorithmus geschehen [6].

Ein anderer Weg zur Ermittlung der Lösung eines Gleichungssystems kann mit der Cramer-Regel (G. Cramer, 1704 - 1752) erfolgen. Danach können die einzelnen unbekanntes Koeffizienten a_i des Gleichungssystems $\tilde{F}\underline{a} = \underline{x}$ nach Gleichung (6.11) [7]:

$$a_i = \frac{1}{\det \tilde{F}} \det(f_1, \dots, f_{i-1}, \underline{x}, f_{i+1}, \dots, f_n) \quad , \quad (6.11)$$

mit $f_i =$ Spaltenvektor der Matrix \tilde{F} $i \in [1..n]$,

berechnet werden. Für eine Koeffizientenzahl kleiner 6 ist diese Methode sehr gut geeignet.

6.2.1 Rechnergestützte Korrektur des Temperatureinflusses

Falls die Temperaturabhängigkeit des Sensors trotz Differentialprinzip und Kompensationsverfahren nicht vernachlässigbar ist, kann diese numerisch korrigiert werden. Dazu sind zwei Vorgehensweisen möglich.

▪ Direkte Modellierung des Einflussgrößenverhaltens

Für die Korrektur des Sensorsignals wird eine mathematisch analytische Funktion verwendet, deren Modellparameter $a_i(\vartheta)$ allein von der Einflussgröße und deren Funktionsterme vom Sensorausgangssignal abhängig sind. Sind die Funktionsterme Potenzen, so kann eine Modellfunktion eine Struktur wie Gleichung (6.12) aufweisen:

$$\hat{x} = a_0(\vartheta) + a_1(\vartheta)f + a_2(\vartheta)f^2 + a_3(\vartheta)f^3 \quad . \quad (6.12)$$

Die Modellkoeffizienten können ebenfalls als temperaturabhängige Polynome folgender Form angesetzt werden:

$$a_i(\vartheta) = b_{i0} + b_{i1}\vartheta + b_{i2}\vartheta^2 + \dots \quad . \quad (6.13)$$

Zur Bestimmung der temperaturabhängigen Parameterfunktionen $a_i(\vartheta)$ werden bei verschiede-

nen Temperaturwerten aufgenommene Positions-/Sensorausgangssignal-Kennlinien mit dem Korrekturmodell nach Gl. (6.12) gefittet. Die daraus sich ergebenden absoluten temperaturabhängigen Modellkoeffizienten werden dann mit den Funktionen nach Gleichung (6.13) approximiert.

■ Indirekte Modellierung – Grundfunktionsverfahren [8, 9]

Das Grundfunktionsverfahren geht davon aus, dass sich das durch die Messgröße bestimmte Sensorausgangssignal in Abhängigkeit von der Einflussgröße Temperatur nur geringfügig ändert und sich diese Änderung beschreiben lässt durch eine Offsetverschiebung, Änderung der Steigung sowie Änderung der Krümmung. Die temperaturabhängigen Sensorsignalkennlinien werden durch einen analytischen Ansatz auf eine Nennkennlinie abgebildet und die unbestimmten Parameter mittels Regression bestimmt. Anschließend wird die Nennkennlinie linearisiert. Ein Ansatz, der die Schar von Sensorkennlinien auf die Nennkennlinie abbildet, kann zum Beispiel lauten:

$$f_n = f + a_0(\vartheta - \vartheta_n) + a_1(\vartheta - \vartheta_n)f + a_2(\vartheta - \vartheta_n)f^2 + a_3(\vartheta - \vartheta_n)^2f \dots \quad (6.14)$$

Durch Probieren ähnlicher Ansätze kann rasch eine praktikable Lösung gefunden werden.

6.2.2 Korrektur des Sensorsignals mit einer zweidimensionalen Kennfeld-Tabelle

Neben der Beschreibung der Sensorcharakteristik und deren Korrektur durch mathematisch analytische Funktionen, wie in Abschnitt 6.2 und 6.2.1 dargelegt, kann eine Linearisierung und Temperaturkorrektur auch durch Kalibrierwerte eines exemplarischen Mustersensors an äquidistanten Stützstellen erfolgen, die in einem (E)EPROM-Speicher abgelegt sind und die Modellparameter des Korrekturmodells bilden. Dazu werden zu einem gemessenen Sensor-

signalwertepaar (Frequenz f , Temperatur ϑ) bei der 4-Punkt-Interpolation (s. Bild 6.4) [10] die betreffenden Positionswerte x_{00} , x_{10} , x_{01} , x_{11} an der Stelle $f_0 < f < f_0 + \Delta f$, $\vartheta_0 < \vartheta < \vartheta_0 + \Delta \vartheta$ aus dem Speicher geholt und der zu ermittelnde Positionswert mit dem folgendem Korrekturmodell nach Gleichung (6.15) – nach dem linearen Glied abgebrochene Taylorreihenentwicklung an der Stützstelle x_0 – berechnet.

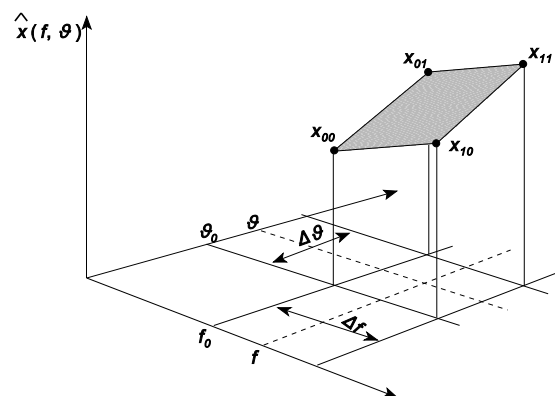


Bild 6.4: Prinzip einer 4-Punkt-Interpolation [10]

$$\hat{x} = x_0 + (x_{10} - x_{00})(f - f_0) / \Delta f + (x_{01} - x_{00})(\vartheta - \vartheta_0) / \Delta \vartheta + (x_{11} + x_{00} - x_{10} - x_{01})(f - f_0)(\vartheta - \vartheta_0) / \Delta f \Delta \vartheta \quad (6.15)$$

Der Vorteil der Sensorsignalkorrektur mit einer zweidimensionalen Tabelle liegt in der größeren Geschwindigkeit der Messwertausgabe, da weniger komplexe Rechenoperationen durchgeführt werden müssen und in der höheren erreichbaren Genauigkeit bei entsprechend großer Zahl von Modellparametern.

Nachteilig ist der größere Speicherplatzbedarf für die Modellparameter. Möglich sind auch gemischte Ansätze, welche Tabellenverfahren und analytische Funktionen kombinieren und den Bedarf an Speicherplatz wieder reduzieren. Jedoch spielt der Programmspeicher nach den neuesten Entwicklungen in der Halbleitertechnologie eine zunehmend untergeordnete Rolle, wohingegen in den 80er und 90er Jahren extensiver Programmspeicher noch recht kostspielig war und analytische Korrekturmodelle mit wenigen Modellkoeffizienten eine berechtigte Rolle hatten. Andererseits kann der Kalibrieraufwand für eine Kennfeld-Tabelle sehr groß werden, wenn Weg-/Winkel-Messwerte bei verschiedenen Temperaturpunkten aufgenommen werden müssen, da die Einschwingzeiten sehr groß sind. Weg-/Winkel-Messwerte bei konstanter Temperatur hingegen können mit einem schrittmotorbasierten Kalibriermessplatz schnell erfasst werden. Falls es notwendig ist, für jeden einzelnen Sensor eine Kalibrierkurve ermitteln zu müssen, können durch Ausgleichsfunktionen die Kalibrierdauer und Kosten reduziert werden.

6.3 Planarspulenbasierter Drehwinkelsensor für 160°-Winkelbereich

Die funktionale Struktur des unter Verwendung von Planarspulen realisierten Drehwinkelsensorprototypen ist in Bild 6.5 dargestellt.

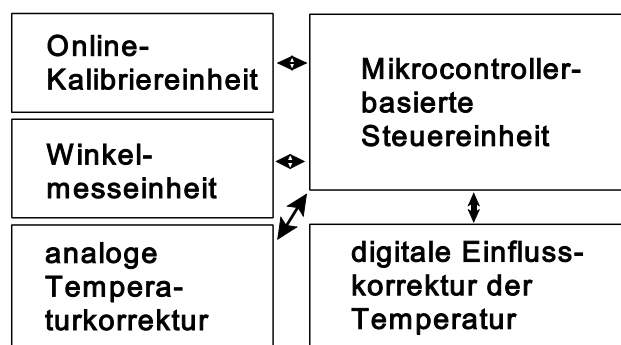


Bild 6.5: Blockschaltbild des planarspulenbasierten Drehwinkelsensors

Dieser Sensor besteht aus einer Winkelmesseinheit, einer Spule zur analogen Temperaturkorrektur, einem Temperatursensor zur digitalen Einflussgrößenkorrektur, einer Online-Kalibrier-

einheit und einer mikrocontrollerbasierten Steuereinheit, welche die verschiedenen Komponenten ansteuert – z.B. Schalten der verschiedenen Spulen in den Oszillatorkreis, Auswertung des Temperatursensors – und die Verarbeitung der Signale durchführt. Bild 6.6 zeigt die mechanische Ausführung des Sensors.

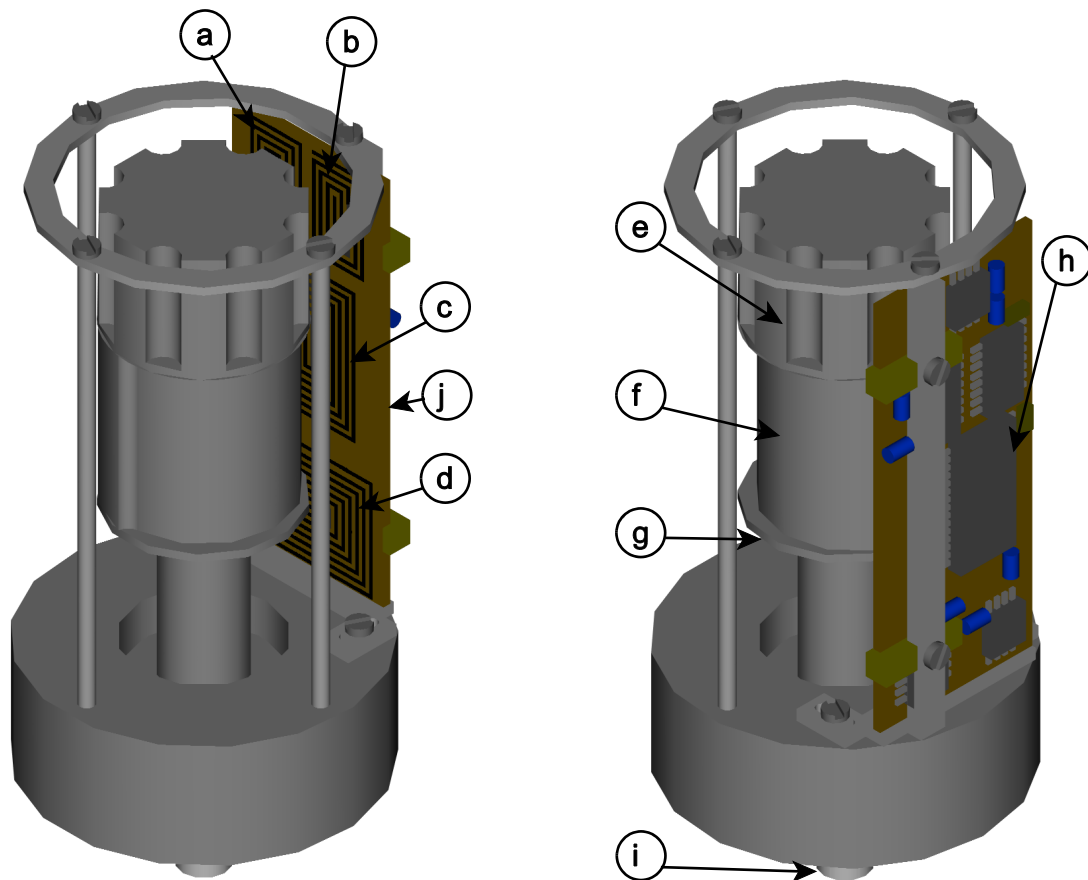


Bild 6.6: Ausführung des Drehwinkelsensors; Spule (a) und (b) dienen zur Winkelreferenzpunkterkennung; (c) Spule zur Winkelmessung (Abstand zur Aluminium-Nocke ändert sich winkelabhängig), (d) Temperaturkorrekturspule, (e) Aluminium-Zahnradkranz, (f) Nocke, (g) Aluminiumschirmring, (h) Auswerteelektronik, (i) Welle

Die Winkelmesseinheit wird durch die Spule (c) und die Aluminium-Nocke (f) gebildet. Dreht sich diese, ändert sich winkelabhängig der mittlere Abstand zur Messspule. Obwohl Kupfer aufgrund der besseren Leitfähigkeit einen größeren Frequenzsignalhub hervorruft – die Induktivität variiert stärker im Vergleich zu Aluminium bei gleicher Abstandsänderung – sowie weniger Wirbelstromverluste dabei entstehen und dem ratiometrischen Messprinzip besser entgegenkommt (der Nenner von Gleichung (4.28) ändert sich weniger), wird darauf verzichtet, da die mechanische Bearbeitung wegen der Spröde von Kupfer für die mechanische Ausführung in Bild 6.6 schwierig ist. Ebenso wird auf Ferrite verzichtet, da die Kosten für das

Anfertigen spezieller Ferritformen für den Drehwinkelsensor sehr hoch und damit keine kundenspezifische Anpassungen möglich sind. Die analoge Unterdrückung der Einflussgröße Temperatur erfolgt mit der Spule (d), welche durch den Schirmring (g) von der Drehung der Nocke unabhängig wird. Bild 6.7 zeigt den temperaturabhängigen Signalverlauf der Messspule (c).

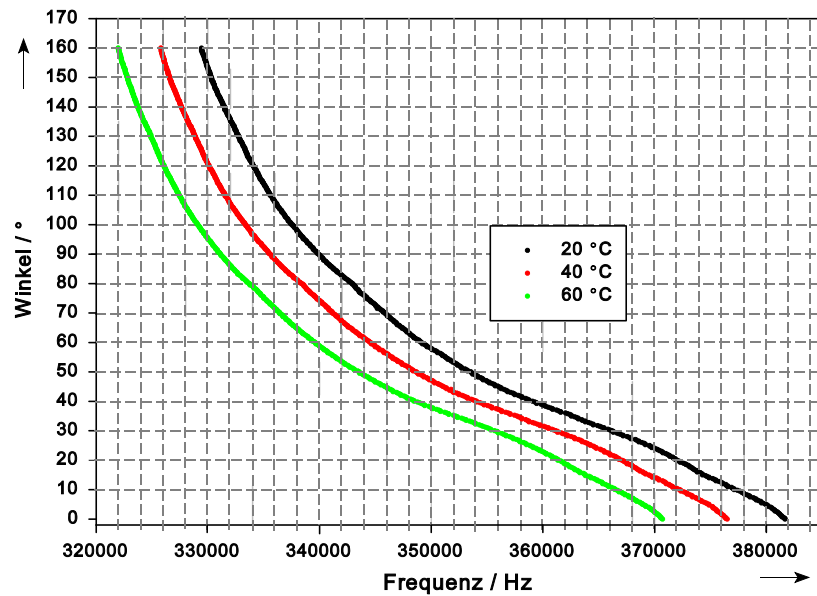


Bild 6.7: Temperaturabhängiges Frequenzsignal der Messspule (c) in Abhängigkeit vom Drehwinkel der Nockenstellung

Bildet man das normierte und skalierte Verhältnis der Frequenzsignale der Spulen (c) und (d), ergibt sich der Signalverlauf in Bild 6.9.

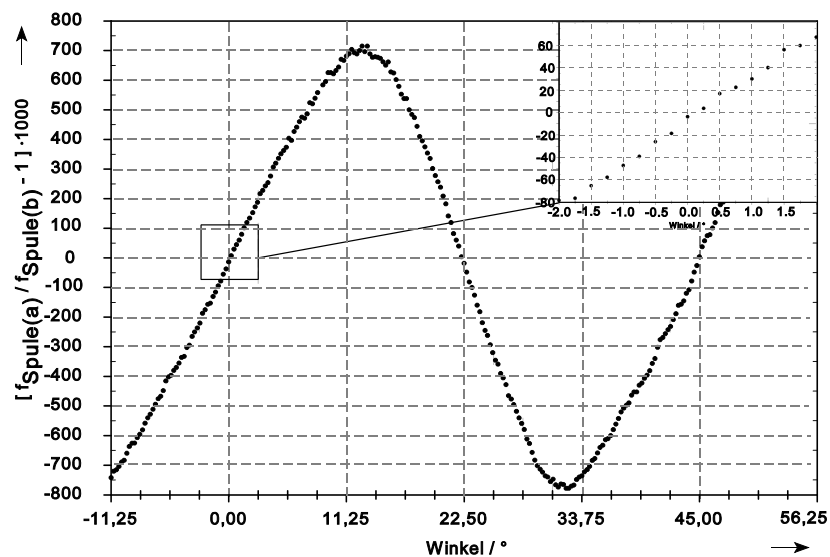


Bild 6.8: Signalverlauf der Spulen (a) und (b) in Abhängigkeit von der Winkelstellung

Der Zahnkranz (e) bildet die Online-Kalibriereinheit. An den Stellen, wo ein Zahnradzahn oder eine Zahnradlücke sich mittig zwischen den Spulen (a) und (b) befindet, erhält man eine temperaturstabile Winkelreferenzposition (Nullpunktstabilität der Frequenzsignale von Spule (a) und (b)). Diese Referenzpositionen befinden sich an den Stellen

$$0^\circ + k \cdot 22,5^\circ, \quad k \in [0 \dots 16] \quad . \quad (6.23)$$

Bild 6.8 zeigt den Signalverlauf des Verhältnis der Spulen (a) und (b) in Abhängigkeit von der Winkelstellung des Zahnradkranzes. Die Messpunkte, die im Winkelabstand von $0,25^\circ$ liegen, werden eindeutig voneinander unterschieden.

Anhand dieser Referenzpunkte können durch Regressionsanalyse die Koeffizienten zur Approximation und Linearisierung der Sensorsignalkennlinie (Gleichung (6.25)) bestimmt werden.

Bedeutungsvoll ist diese Online-Kalibriereinheit bei der Winkelbestimmung von sich drehenden Teilen, wo z.B. für einen Sensor mit Gehäuse kein Platz oder die Ankopplung an die Messstelle schwierig ist (z.B. an drehenden Teilen in komplexen Maschinen). Dabei ist es nicht immer möglich, die Sensorkennlinie einer fertig montierten Maschineneinheit an einem Kalibrierplatz zu bestimmen. Soll z.B. die Drehstellung einer Welle in einer Maschine bestimmt werden, kann über diese ein Aluminiumzylinder wie in Abbildung 6.6 geschoben und die Sensorelektronik dazu ins Maschinengehäuse integriert werden. Die Sensorkennlinie wird dann vor Ort mittels der Online-Kalibriereinheit aufgenommen.

Zur Durchführung der digitalen Korrektur der Einflussgröße Temperatur wird diese mit dem

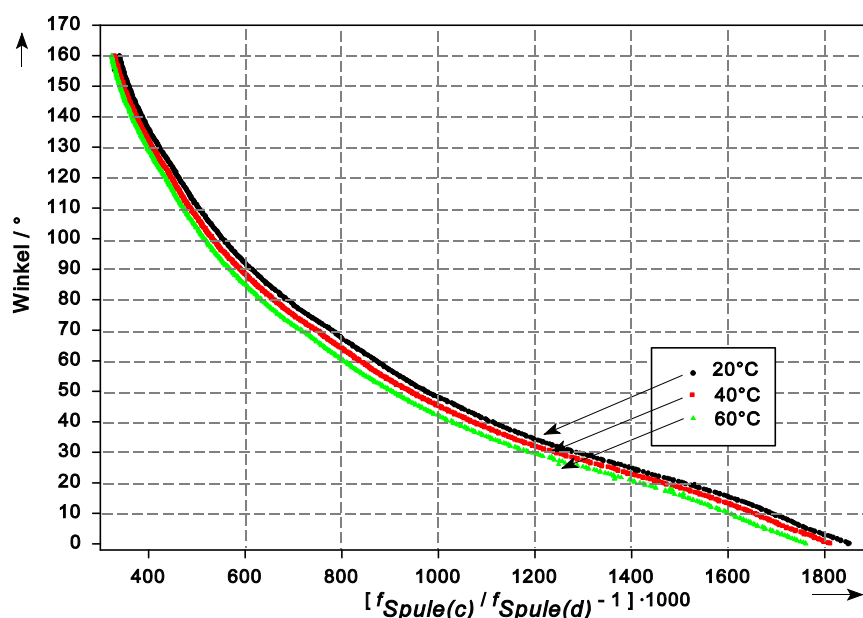


Bild 6.9: Sensorkennlinien des Signalverhältnisses der Spulen (c) und (d) bei den Temperaturwerten 20 °C, 40 °C und 60 °C

Sensor nach Abschnitt 6.1 erfasst. Bild 6.9 zeigt den Signalverlauf f des normiert skalierten Frequenzverhältnisses der Spulen (c) und (d) bei den Temperaturwerten 20 °C, 40 °C und 60 °C in Abhängigkeit vom Winkel der Nockenstellung zur Spule (c). Mit der Abbildungsvorschrift $f_n(f, \vartheta)$ – es wird das Grundfunktionsverfahren angewandt (Kapitel 6.2.1), das natürlich voraussetzt, dass das System langzeitstabil ist – werden die Kurvenscharen auf die Sensorkennlinie bei 40 °C abgebildet.

$$f_n(f, \vartheta) = f_{n_0} + f + a(\vartheta - 40^\circ\text{C}) + b(\vartheta - 40^\circ\text{C})f + c(\vartheta - 40^\circ\text{C})f^2 + d(\vartheta - 40^\circ\text{C})^2f^3, \quad (6.24)$$

mit

$$\begin{aligned} f_{n_0} &= -4.253e-1, \\ a &= -4.253e-1, \\ b &= 4.621e-3, \\ c &= 1.597e-6, \\ d &= 4.028e-12. \end{aligned}$$

Bild 6.10 zeigt die Nennkennlinie, auf welche die Sensorkennliniescharen von Bild 6.9 abgebildet werden.

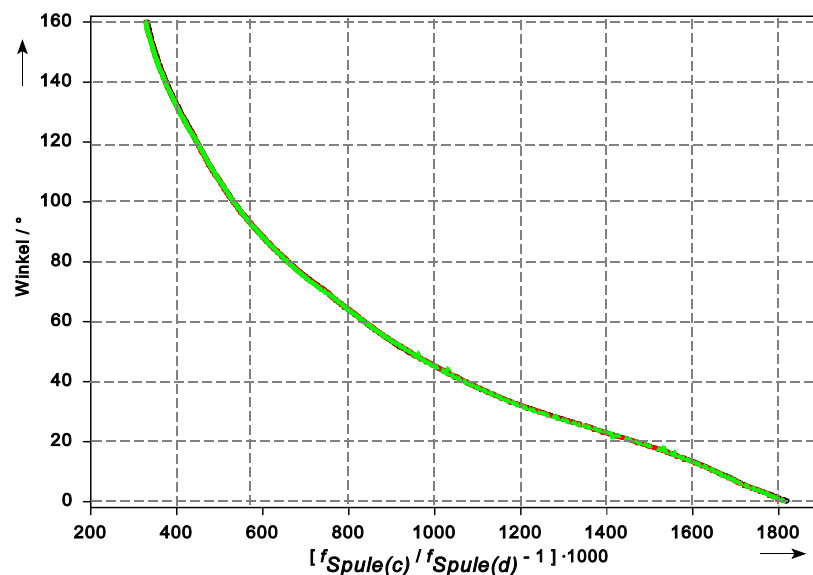


Bild 6.10: Nennkennlinie, auf welche die Kennliniescharen aus Bild 6.9 durch das Grundfunktionsverfahren abgebildet werden.

Mit dem mathematischen Modell nach Gleichung (6.25) wird der Kurvenverlauf der Nennkennlinie approximiert und linearisiert. Bild 6.11 zeigt das Fehlerband, das sich ergibt, wenn man die Messwerte der Kurvenscharen aus Bild 6.9 in die Gleichungen (6.24) und (6.25) einsetzt. Der Fehler zwischen Messwert und wahren Wert liegt bei maximal $\pm 0,9^\circ$. Wird die Sensorplatine bei der Endmontage in den Sensor eingesetzt, können Montageteranzen ausgeglichen werden. Dazu werden die Koeffizienten des Modells der Nennkennlinie in

Gleichung (6.25) anhand der Referenzpunkte bestimmt. Die Berechnung kann dabei im Mikrocontroller vorgenommen werden.

$$\hat{x}(f_n(f, \vartheta)) = i + jf_n(f, \vartheta) + kf_n(f, \vartheta)^{2.5} + mf_n(f, \vartheta)^3 + \frac{n}{f_n(f, \vartheta)^2} ,$$

mit

$$\begin{aligned} i &= 169.69329 , \\ j &= -0.199941 , \\ k &= 4.6931e-6 , \\ m &= -7.829e-8 , \\ n &= 5158015.2 . \end{aligned} \quad (6.25)$$

Mit dem implementierten Kramer-Algorithmus kann der Sensor auch nach langjährigem Betrieb vor Ort neu kalibriert werden, falls es durch äußere Einflüsse zu einer Dejustierung von Sensorplatine und Aluminiumnocke gekommen ist.

Der Algorithmus zur Berechnung des Winkels wird mit dem in Anhang A entwickelten Programmiergerätes im Mikrocontroller auf der Sensorplatine programmiert.

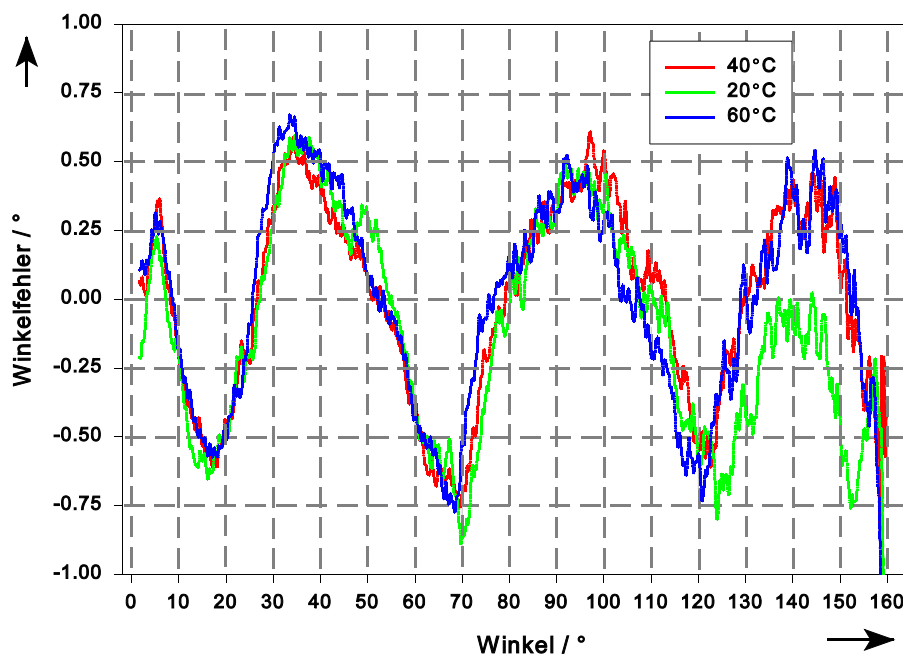


Bild 6.11: Fehlerband des Sensors

6.3.1 Dynamische Kalibrierung anhand systemimmanenter Winkelreferenzpunkte

Bild 6.12 zeigt das Fehlerband, wenn das System zum einen an den Winkelreferenzpunkten bei 0° , 22.5° , 45° , 67.5° , 90° , 112.5° , 135° und 157.5° mit dem mathematischen Modell nach

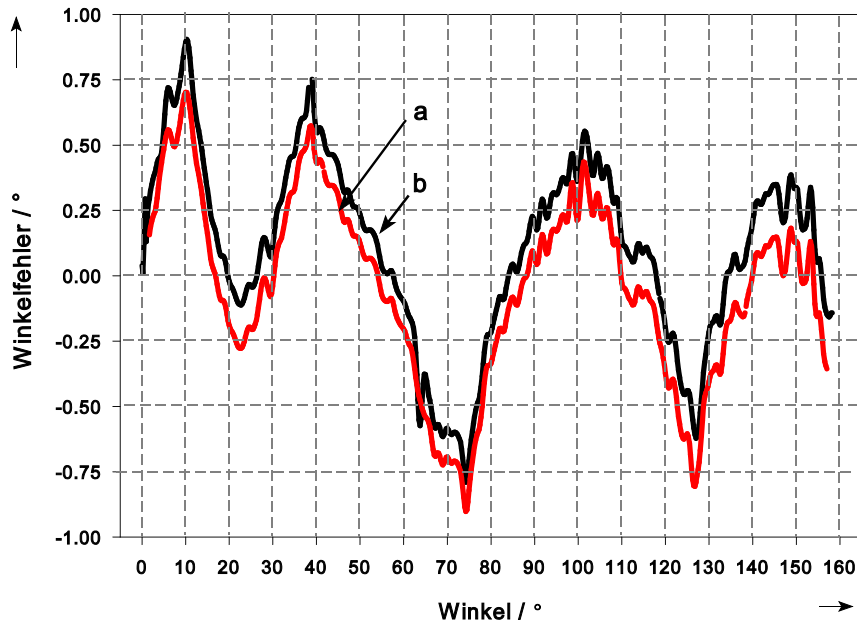


Bild 6.12 Kalibrierung der Kennlinie (Gleichung (6.25)) des Drehwinkelsensors mit den transformierten und normierten Werten an den Winkelreferenzpunkten (Kurve a) und mit den um $0,25^\circ$ versetzten Werten (Kurve b).

Gleichung (6.25) seine bereits temperaturkorrigierte Kennlinie bestimmt (Kennlinie a), zum anderen bei den um $0,25^\circ$ zu den Winkelreferenzpunkten versetzten Werten – damit bei $0,25^\circ$, $22,75^\circ$, $45,25^\circ$, $67,75^\circ$, $90,25^\circ$, $112,75^\circ$, $135,25^\circ$ und $157,75^\circ$, wobei bei Verwendung von Gleichung (6.25) angenommen wird, dass man sich genau an den Winkelreferenzpunkten befindet (Kennlinie b). Toleriert man bei der Detektion der Winkelreferenzpunkte eine Unschärfe von $0,25^\circ$, vergrößert sich das Fehlerband nur geringfügig (s. Bild 6.12). Bei einer Messdauer von 20 ms zur Erkennung der Winkelreferenzpunkte kann somit bis zu einer Winkelgeschwindigkeit von $12,5^\circ/\text{s}$ eine dynamische Online-Kennlinien-Kalibrierung durchgeführt werden.

6.4 Schlussfolgerung

Die in Kapitel 6.3 dargestellte Sensorausführung ist als Drehwinkelsensor geeignet. Die Untersuchungen und die daraus erlangten Erkenntnisse zeigen, dass unter Berücksichtigung positiver Eigenheiten der Sensor konstruktion aus Kapitel 6.3 (Bild 6.6) eine wesentliche Erhöhung der Genauigkeit durch eine Modifikation des vorhergehenden Drehwinkelsensors erreicht werden kann. Im folgenden Ausblick werden drei Sensor konzepte dargestellt, welche ähnlich gute Genauigkeitswerte erreichen wie die im Automobilbereich eingesetzten Drehwinkelsensoren. Der auf den Messbereich bezogene maximale Fehler liegt bei etwa 1 % im Temperaturintervall von -40 °C bis $+125\text{ °C}$ [12].

■ Sensorvariante 1

Die in Kapitel 6.3 dargestellte Sensorausführung weist folgende Schwachstellen auf. Zum einen ist es durch unterschiedliche Spuleninduktivitätswerte – gegeben durch die unterschiedlichen Spulengrößen – nicht möglich, alle Spulen am gleichen Oszillatorkreis im optimalen Arbeitspunkt bezüglich geringstmöglichem Temperatureinfluss auf das Frequenzsignal zu betreiben. Es zeigt sich, dass das Frequenzverhältnis der Spulen (a) und (b) (s. Bild 6.6) – das Frequenzsignal einer kleinen Spule liegt um 200 kHz höher als das der beiden großen Spulen – keinem nennenswerten Temperatureinfluss unterliegt (digitale Korrektur der Einflussgröße Temperatur nicht notwendig; s.a. Kapitel 4.2.6). Die großen Spulen weisen jedoch eine Temperaturabhängigkeit auf, die für einen Sensoreinsatz korrigiert werden muss. Des weiteren erweist sich die Abbildung des zu erfassenden Winkelbereichs auf das Spulensystem der Sensoranordnung in Kapitel 6.3 als ungünstig, da der Winkelbereich mit einer einzigen Spule gemessen wird und somit die anderen drei Spulen für die Winkelmessung keinen effektiven Beitrag leisten. Die querliegende Spule (d) (Bild 6.6) dient nur zur Korrektur des Temperatureinflusses, die zwei kleinen Spulen (a) und (b) werden zur Erkennung der Winkelreferenzpunkte eingesetzt.

Günstiger ist es, einen zu messenden Weg- bzw. Winkelbereich in Teilintervalle aufzuspalten, und diese Bereiche mit kleinerem Fehler zu messen, als dies mit dem gleichen Sensor für den ganzen Bereich zu erreichen wäre [12]. Die einzelnen Intervalle werden dann durch logische Verknüpfung mehrerer Sensorsignale unterschieden.

Bild 6.13 zeigt eine Sensor konzeptstudie für einen Winkelbereich von 360° . Auf der Sensorplatte befinden sich in Reihe vier zweilagige Planarspulen (auf der Ober- und Unterseite der Platine, auf der sich auch die Sensorelektronik befindet). Planarspulen mit mehr als zwei Lagen erhöhen die Kosten erheblich, deshalb ist davon trotz verbesserter Sensoreigenschaften abzusehen.

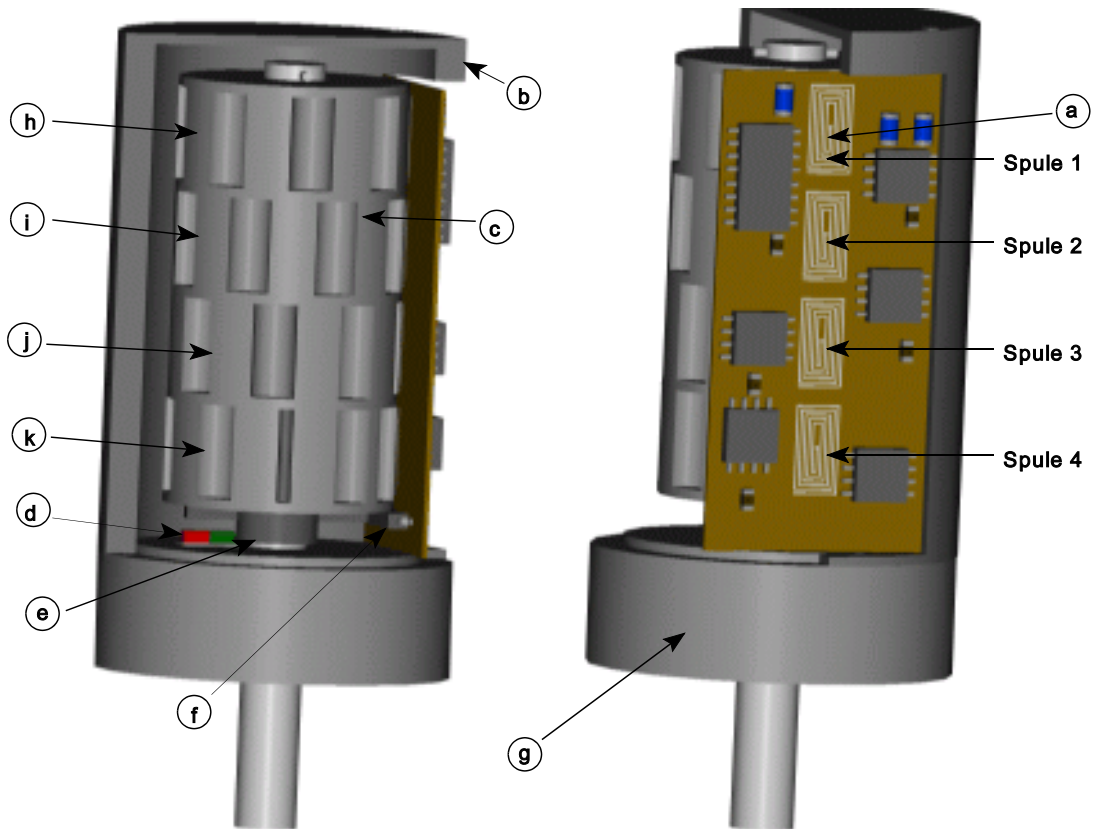


Bild 6.13: Studie eines Drehwinkelsensors für 360°-Messbereich. (a) zweilagige Planarspule, (b) Gehäuse, (c) Aluminiumzylinder, der abhängig von der Winkelstellung die Planarspulenimpedanzen variiert, (d) Magnet, (e) Eisenhalbscheibe, (f) Reedschalter, (g) Sensorgehäusesockel, (h) (i) (j) (k) Zahnkränze

Die drei oberen Planarspulen – Spule 1, 2 und 3 in Bild 6.13 – tasten je einen Zahnkranz ab. Die Zahnkränze (h), (i) und (j) besitzen alle 45° einen Zahn. Die Breite eines Zahns entspricht der des Zahnzwischenraums sowie der Spulenbreite. Die drei oberen Zahnkränze (h), (i) und (j) weisen zueinander einen Winkelversatz von je 7,5° auf. Bild 6.14 zeigt das Zahnkranzgebilde und dessen Lage zum Spulensystem bei verschiedenen Winkelstellungen.

Durch Verhältnisbildung der Spulensignale bekommt man alle 7,5° eine temperaturstabile Winkelposition (zwei der drei Planarspulen haben dabei eine identische Impedanz). Der untere Zahnkranz (k) geht nach bestimmten Winkelbereichen in die Kurvenform eines der drei oberen Zahnkränze (h), (i) und (j) über. Mit diesem von der Spule 4 erhaltenen Frequenzsignal kann unterschieden werden, in welchem Winkelsegment man sich im 0°- bis 180°-Intervall befindet. Mit dem Reedschalter, an dem sich winkelabhängig eine über einen Magneten magnetisierte ferromagnetische Halbscheibe vorbei dreht, können dann die Winkelbereiche 0° bis 180° bzw. 180° bis 360° unterschieden werden. Anstatt eines Reedschalters kann auch ein kontaktloser Schalter auf Basis des Halleffekts benutzt werden. Bild 6.15 zeigt den zu erwartenden Signal-

verlauf – in Anlehnung an den Signalverlauf in Bild 6.8 zur Erkennung der Referenzposition aus Kapitel 6.3 – der einzelnen Frequenzverhältnisse im Bereich 0° bis 180° .

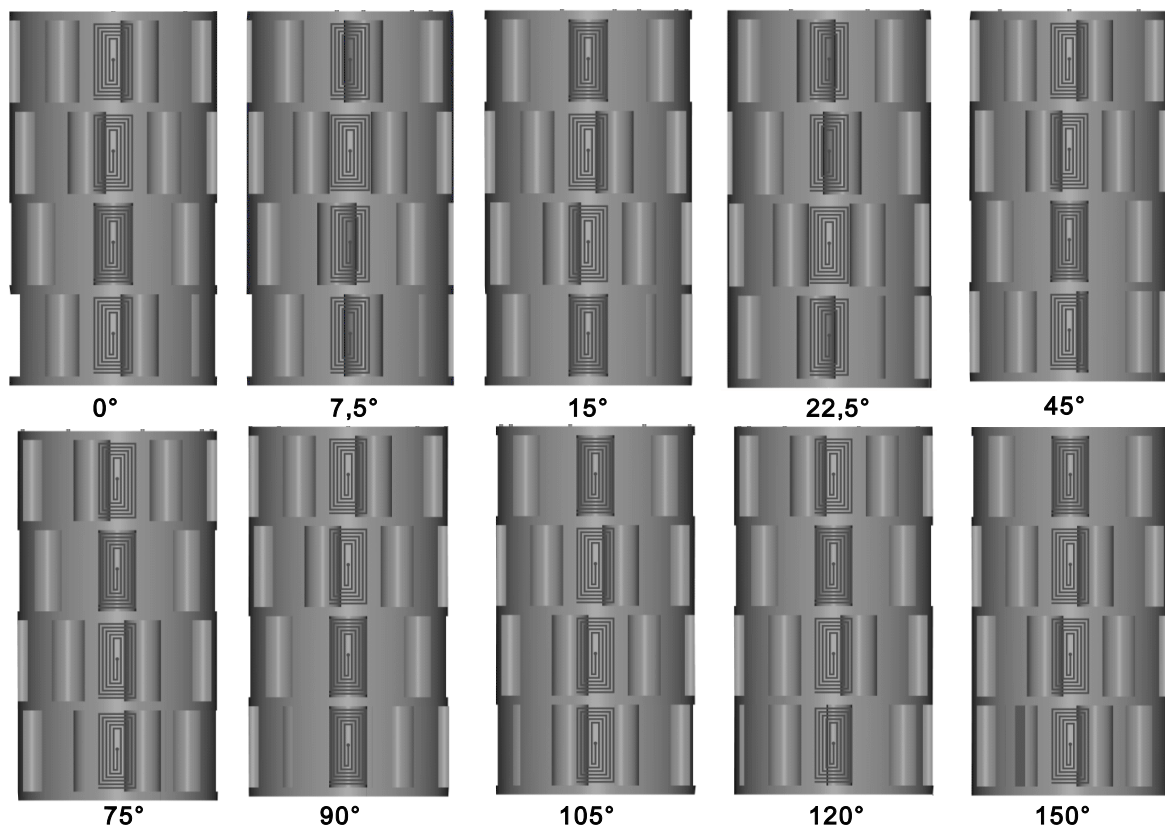


Bild 6.14: Zahnkranzgebilde der Sensorstudie aus Bild 6.13 und dessen Lage zum Planarspulensystem bei verschiedenen Winkelstellungen

Betrachtet man nur die mit einer Periode von $7,5^\circ$ temperaturstabilen Winkelpunkte – bedingt durch den sich an diesen Stellen für jeweils zwei Spulen ergebenden ideal symmetrischen Aufbau – so erhält man, bezogen auf einen Messbereich von 360° , einen maximalen Fehler von 2 %. Da das Frequenzverhältnissignal der beiden Spulen (a) und (b) der Anordnung nach Kapitel 6.3 eine Genauigkeit von $0,25^\circ$ im Temperaturintervall von 0°C bis 60°C ergab, kann davon ausgegangen werden, dass bei -40°C bis 125°C der maximale Winkelfehler sicherlich einem Fehler von $3,6^\circ$ (entspricht 1 % Messfehler bei 360° Messbereich) nicht überschreiten wird.

Die Aufgabe der Justierung der Sensorelektronik zur Zahnkranzanordnung wird durch Einbettung der Elektronik ins Sensorgehäuse gelöst. Das Gehäuse kann passgenau auf den Sensorgehäusesockel montiert werden. Fertigungsbedingte Abstandstoleranzen des Planarspulensystems zum Zahnkranzgebilde liegen dann im Toleranzbereich von $10\ \mu\text{m}$. Stoßstabilität ist ebenfalls gegeben, da die Sensorkonzeptstudie eine robuste Einheit bildet. Hier soll nochmals erwähnt werden, dass diese geringe Justagetoleranz notwendig ist, falls Korrekturmodelle für die Einflussgröße Temperatur verwendet werden müssten. Diese Korrekturmodelle, ermittelt

anhand eines Referenzensors, werden dann für alle gleichaufgebauten Sensoren verwendet.

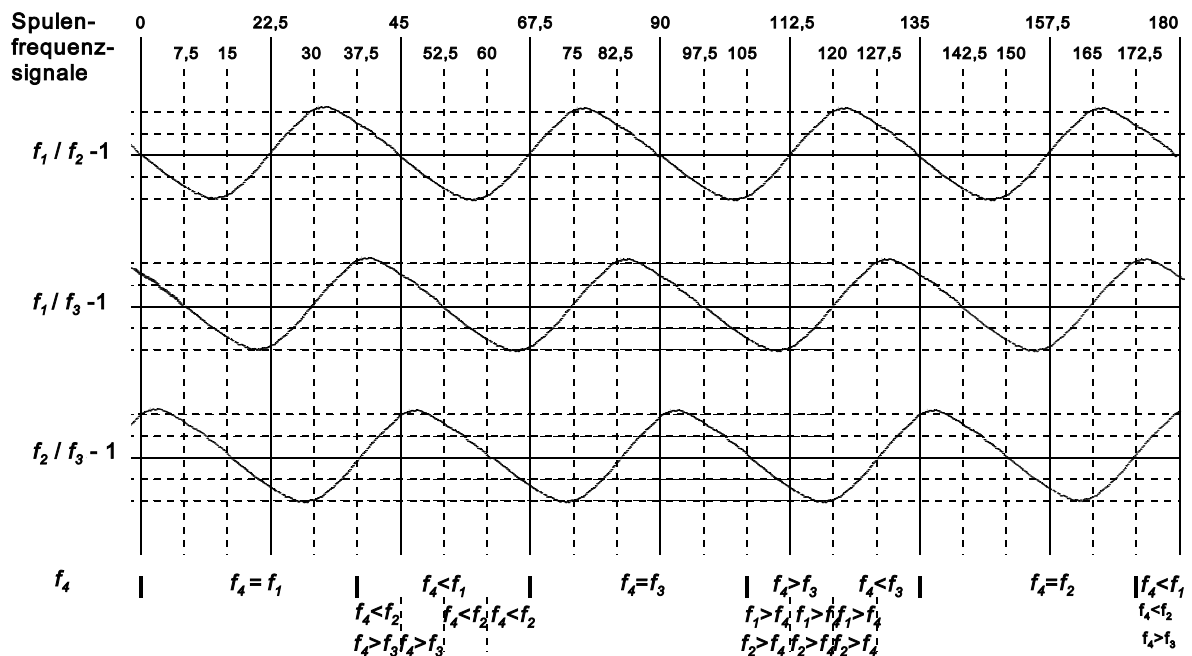


Bild 6.15: Zu erwartende Signalverläufe der Sensorstudie nach Bild 6.13. Die Bezeichnungen f_1, f_2, f_3 und f_4 stehen für das Frequenzsignal, das man erhält, wenn eine der vier Spulen (Bild 6.13) in den gemeinsamen Oszillatorkreis geschaltet wird.

Auch hier ist eine Online-Kalibrierung wie in Kapitel 6.3 möglich; z.B. kann der Signalverlauf $f_1/f_2 - 1$ (Bild 6.15) im Bereich 15° bis 30° durch eine sinusförmige Funktion approximiert werden – Kalibrierpunkte sind Nulldurchgänge bei $15^\circ, 22,5^\circ$ und 30° .

■ Sensorvariante 2

Eine weitere Sensorkonzeptstudie eines 360° -Drehwinkelsensors zeigt Bild 6.16. Hierbei wird mittels eines Planarspulenarrays, bestehend aus 10 Spulen, eine binär kodierte Impulsscheibe abgetastet (s. Bild 6.17). Die Auswertung des Planarspulenarrays zur Bestimmung der Drehwinkelposition erfolgt auch hier mit einem einzigen Oszillatorkreis, in welchen die Planarspulen abwechselnd geschaltet werden und das zur jeweiligen Spule zugehörige Frequenzsignal erfasst wird. Die binär kodierte Impulsscheibe (Bild 6.17) besteht aus 6 Kupferspuren, die ätztechnisch auf kupferkaschierten Platinenmaterial realisiert werden.

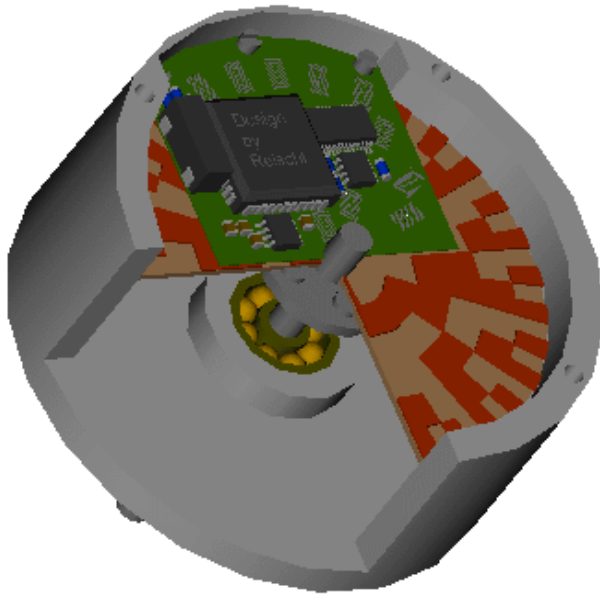


Bild 6.16: Studie eines Drehwinkelsensors für einen 360°-Winkelbereich (Schnittdarstellung)

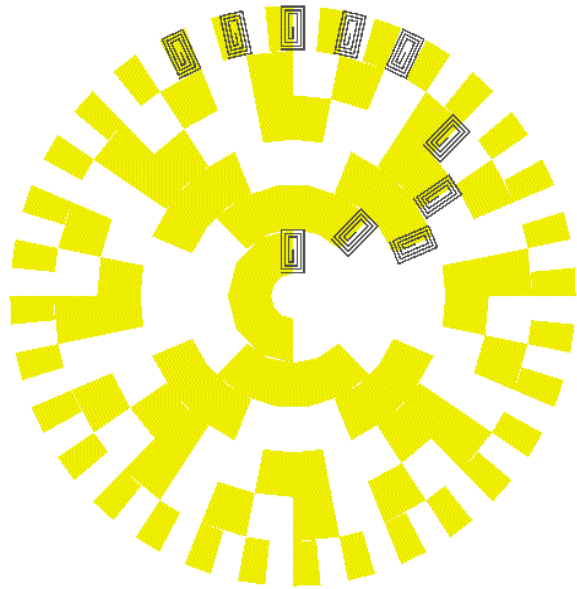


Bild 6.17: Kodierte Impulsscheibe des Drehwinkelsensors nach Bild 6.27 mit Anordnung der Planarspulen

Um dennoch eine Genauigkeit von 1,4° bezüglich 360°-Messbereich zu erreichen – entspricht einer Messgenauigkeit von 8 Bit –, werden am äußeren Rand der kodierte Impulsscheibe 5 Planarspulen um definierte Winkel versetzt angeordnet (siehe Bild 6.18), so dass bei einer Drehung von 1,4° sich eine Überlappung der Spulen nach Tabelle 6.1 ergibt.

Dadurch kann die radiale Dimension verringert werden, im Vergleich zu 8 Spuren, die für eine

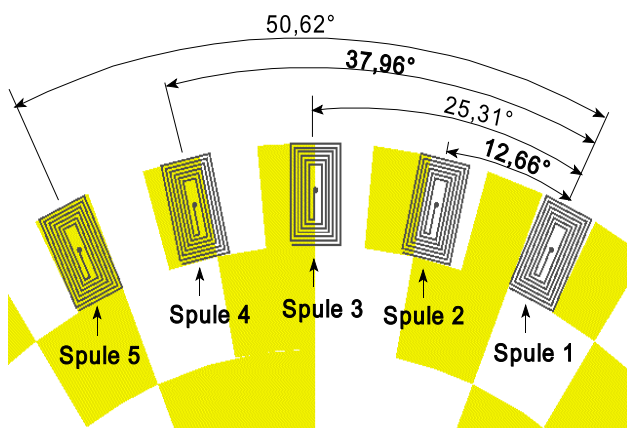


Bild 6.18: Anordnung der äußeren Planarspulen in definierten Winkelabständen zueinander

Winkel	Spule 1	Spule 2	Spule 3	Spule 4	Spule 5
0	0	¼	½	¾	1
1,4	¼	½	¾	1	¾
2,8	½	¾	1	¾	½
4,2	¾	1	¾	½	¼
5,6	1	¾	½	¼	0
7	¾	½	¼	0	¼
8,4	½	¼	0	¼	½
9,8	¼	0	¼	½	¾
11,25	0	¼	½	¾	1

Tabelle 6.1: Drehwinkelabhängiges Muster des Überlappungsgrades der 5 Spulen durch die Kupferspur nach Bild 6.18; 0 = keine Bedeckung, 1 = volle Bedeckung

Genauigkeit von 8 bit gebraucht werden würden. Tabelle 6.1 zeigt den Überdeckungsgrad der 5 Planarspulen in Abhängigkeit von der Winkelstellung. Die Spulen sind derart angeordnet, dass sich bei einer Drehung um $1,4^\circ$ ein Muster ergibt, bei dem eine der Spulen durch die Kupferspur ganz bedeckt, eine zu $3/4$, eine zur Hälfte, eine zu $1/4$ und eine nicht bedeckt ist. Aufgrund der hohen Auflösung, die mit den verwendeten Oszillatoren erreicht wird, ist eine Unterscheidung der verschiedenen Überdeckungsgrade der Spulen durch die Kupferspur eindeutig möglich.

■ Sensorvariante 3

Bild 6.19 zeigt die letzte Studie der drei Drehwinkelsensoren. Zehn auf einer Leiterplatte platzierte Planarspulen sind ringförmig um eine Welle angeordnet. Auf der Welle befindet sich eine kreisförmige Leiterplattenscheibe (Rotor) mit drei geätzten Kupfersegmenten. Die Winkelbogenbreite eines Kupfersegments beträgt 36° ; eine Planarspule ist damit deckungsgleich zu einem Kupfersegment des Rotors.

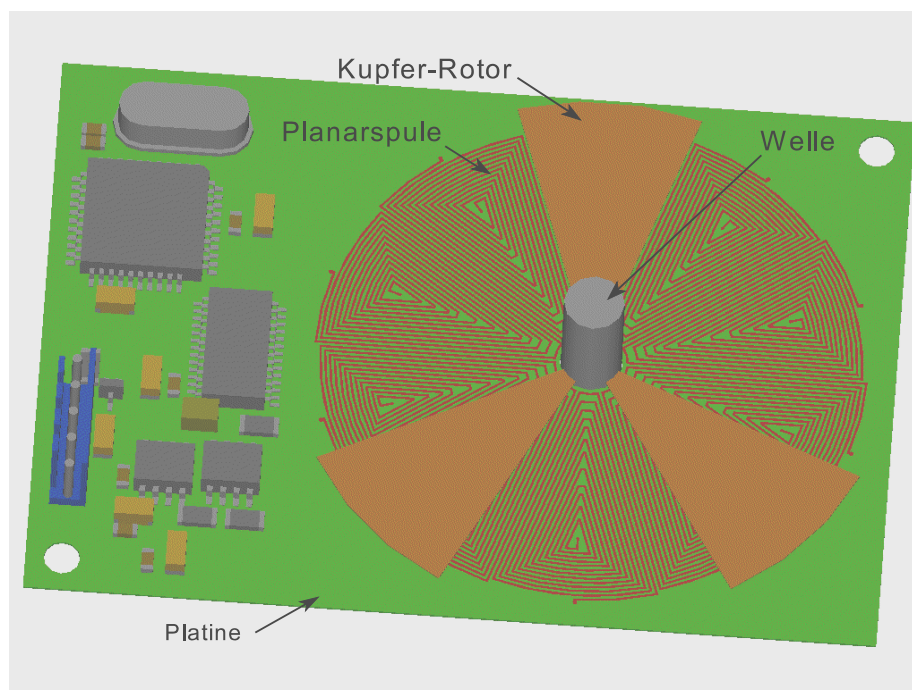


Bild 6.19: Studie eines Low-Cost Drehwinkelsensor für 360° -Winkelbereich. An einem Oszillatorkreis werden sequentiell 10 Planarspulen ausgewertet.

In Bild 6.20 ist das 10fach-Planarspulenarray in Draufsicht dargestellt, zusammen mit dem Rotor in 18° -Winkelstellung. Die drei Kupfersegmente des Rotors weisen die in Bild 6.20 dargelegte Winkelstellung zueinander auf. Damit kann die Stellung des Rotors zum Planarspulenarray eindeutig identifiziert werden; zwischen Kupfersegment 2 und 3 ist maximal eine

Spule nicht bedeckt, zwischen Segment 1 und 3 oder 1 und 2 sind immer 2 Spulen nicht bedeckt.

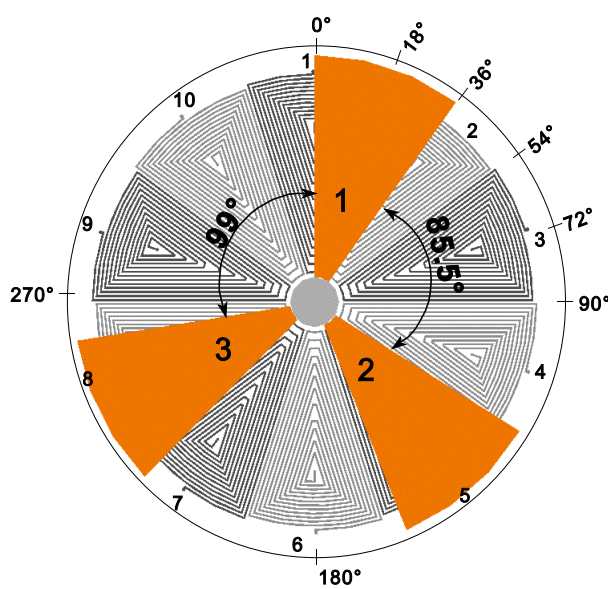


Bild 6.20: Sensorelement und Rotor des Winkelsensors aus Bild 6.19

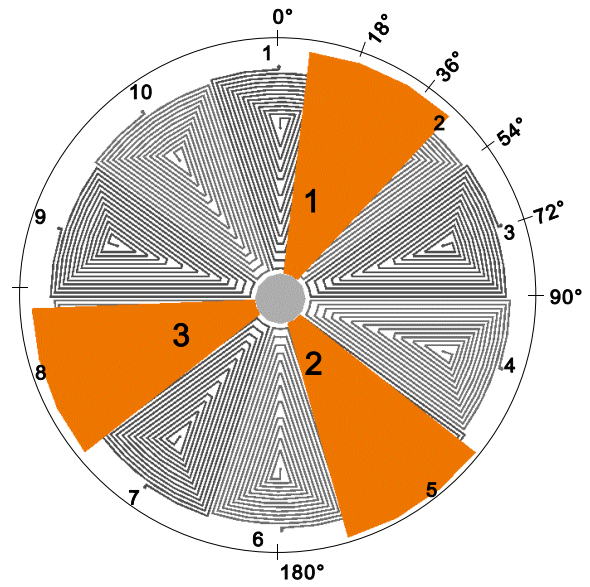


Bild 6.21: Rotor in 24,75°-Stellung

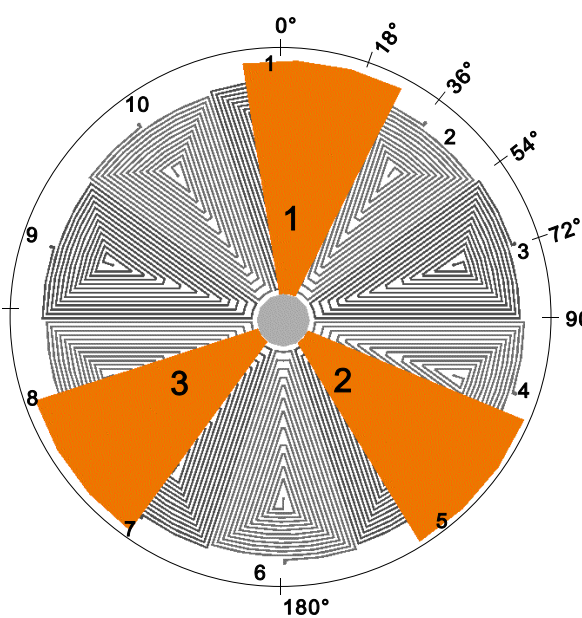


Bild 6.22: Rotor in 9°-Stellung

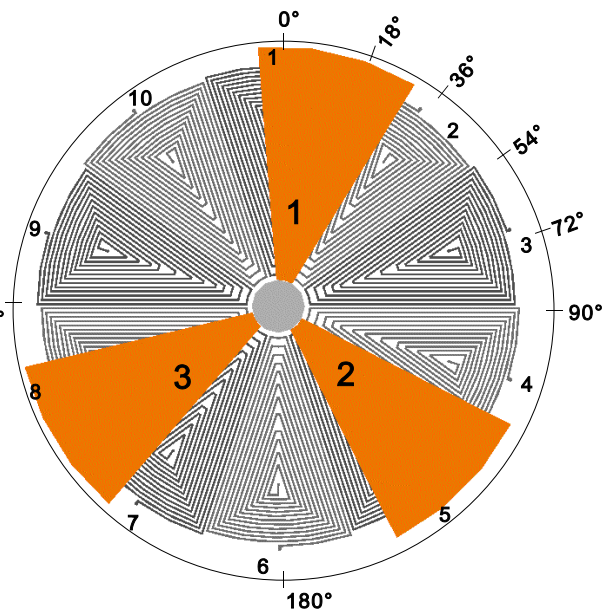


Bild 6.23: Rotor in 13,5°-Stellung

Durch den Winkelabstand zwischen den Kupfersegmenten werden zwei direkt benachbarte Spulen immer nur durch ein einzelnes Kupfersegment beeinflusst.

Eine mechanische Simulation – siehe Bilder 6.20 bis 6.23 – im Bereich 0° bis 36° ergibt die in Tabelle 6.2 dargelegten temperaturstabilen Winkelreferenzpunkte.

Tabelle 6.2: Winkelreferenzpunkte an denen Nullpunktstabilität erreicht wird im Winkelbereich 0° bis 36°

Winkel	durch Kupfersegment gleichmäßig beeinflusste Spulensignale	Winkel	durch Kupfersegment gleichmäßig beeinflusste Spulensignale
0°	$f_2 = f_{10}$	$22,5^\circ$	$f_4 = f_6$
$4,5^\circ$	$f_4 = f_5$	$24,75^\circ$	$f_5 = f_8$
$6,75^\circ$	$f_5 = f_7$	27°	$f_7 = f_9$
9°	$f_7 = f_8$	$29,25^\circ$	$f_2 = f_5$
$11,25^\circ$	$f_1 = f_5$	$31,5^\circ$	$f_2 = f_8$
$13,5^\circ$	$f_1 = f_8$	36°	$f_1 = f_3$
18°	$f_1 = f_2$		

Durch die mechanische Konstruktion bedingt, werden jeweils zwei Spulen durch die Kupfersegmente identisch beeinflusst. Die Bezeichnungen $f_1 \dots f_{10}$ sind die Frequenzsignale, die man erhält, wenn eine der zehn Planarspulen mittels Analogschalter in den Oszillatorkreis geschaltet wird.

Bild 6.24 zeigt den zu erwartenden Signalverlauf des Frequenzverhältnisses der Spulensignale f_1 und f_2 , wenn sich das Kupfersegment 1 zwischen 0° und 36° bewegt.

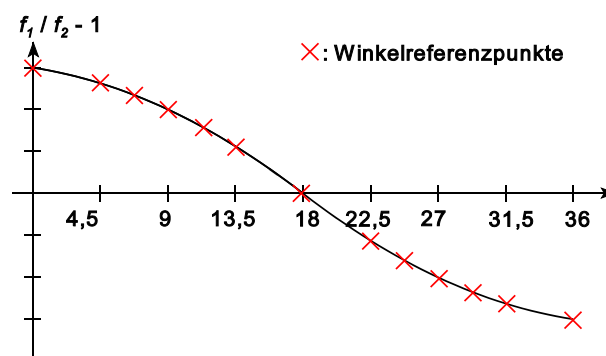


Bild 6.24: zu erwartender Signalverlauf

Anhand der Winkelreferenzpunkte kann das System (siehe Kapitel 6.3) seine Kennlinie mittels Regression eigenständig bestimmen; dazu wird der Rotor langsam gedreht. Im Vergleich zur Sensorkonzeptstudie 2 sind mit dieser Variante kleinere radiale Abmessungen erreichbar.

Anhang A: Programmiergerät zur “In-Circuit“-Programmierung von PIC-Mikrocontrollern

Da ein Sensor der dritten Integrationsstufe [1] an der Messstelle Sensorelement, analoge Signalaufbereitung und Mikrocomputer vereinigt, muss ein Weg geschaffen werden, den Signalverarbeitungs- und Steuerungsalgorithmus des “intelligenten Sensors” dort zu plazieren. Es stellt sich daher die Aufgabe, den Controller zu programmieren, und zwar in der hybriden bzw. monolithischen Sensorelektronik (“In-Circuit”).

Die Forderung nach Programmierung des Controllers in der Schaltung ergibt sich dadurch, dass das mechanische System nach dem Endabgleich (Korrektur der Fertigungstoleranzen beim Einsetzen der Sensorelektronik ins Sensorgehäuse) nicht mehr verändert werden darf. Diese Gefahr besteht jedoch, wenn der Controller extern programmiert und anschließend ins System gesetzt wird. Außerdem wird die Sensorentwicklung durch die In-Circuit-Programmierung wesentlich vereinfacht, da das Gesamtsystem unter realen Umgebungsbedingungen getestet, und die Software des Controllers schnell variiert und neu programmiert werden kann.

Zur Programmierung wurde für den im Drehwinkelsensor eingesetzten PIC-Mikrocontroller – Hersteller ist die Firma Microchip Arizona – ein Programmiergerät entwickelt, das es ermöglicht, den Controller in der Schaltung zu programmieren.

Nachfolgend eine Beschreibung des verwendeten Programmierdatenformats, dessen Umsetzung ins Befehlscodeformat sowie die verwendete Hard- und Software, mit der alle Typen der Microchip-Controller Familie programmiert werden können.

■ Das Intel-HEX-Datei-Format

Das Intel-Hex-Datei Format ist das gebräuchlichste Datenformat, das Programmiergeräte zum Programmieren von 8-bit-Mikrocontrollern verwenden.

Es wird aus Quellprogrammen (Assembler oder C-Programm) durch Übersetzen mit Compilern erstellt.

Die nachfolgende Tabelle erklärt die Reihenfolge und den Inhalt der Bytes in einem Hexadezimal-Record (mit Record wird eine einzelne Zeile einer Intel-Hex-Datei bezeichnet). Jeder Record enthält eine Prüfsumme (modulo 256), die aus Null minus der Summe aller informationstragenden Bytes berechnet wird. Eine komplette Intel-HEX-Datei enthält einen oder mehrere Hexadezimal-Records. Die Datei endet mit einem End-of-File-Record [2].

Der Aufbau eines Daten-Records erfolgt nach dem Muster in Bild A.1:

: 1 1 a a a t t d d d d d d d d d d d d d d d d cc

Bild A.1: Aufbau eines Hexadezimal-Daten-Record

Tabelle A.1 erläutert die Bedeutung der einzelnen Bytes repräsentiert durch Buchstaben.

Tabelle A.1: Hexadezimal-Record-Inhalte

Symbol	Beschreibung
ll	Record-Länge: Anzahl der Daten Bytes
aaaa	Lade-Adresse: 16 bit Start Adresse
tt	Record-Typ: 00 = Daten-Record, 01 = EOF-Record
dd	Daten-Bytes: 8 bit Werte für den Code Bereich
cc	Prüfsumme: 0 - <Summe aller Record Bytes> MOD 256

Bild A.2 zeigt einen beispielhaften Auszug aus einer Intel-Hex-Datei zum Programmieren von PIC-Mikrocontrollern.

```

:10000000830100308A001D28A00003088301CF006F
:100010000408D0000A08D1008A0183128C1E14281B
:100020008A11B6238A1183125008840051088A006D
:100030004F088300A00E200E0900213084004330B9
:100040002B20A1308400B9302B2083018A118D2C04
.
.
.
.
.
.
:1000500004068001840A0406031D28280034D20007
:10006000D31B392853088A005208D20A0319D30A2D
:1000700082008313531883175208D20A84000008A1
:1000800008006F346E3400346F34663466340034E4
:1000900066347234653400345A343A3420342534AA
:10073400831208008312C700C70AC70303190034D1
:100744000310C30DC40DC50DC60D9F2B8312C3002A
:1007540083120030441843070310C30D0310C40C64
:10076400C408031DAC2B080083121A088316A100C9
:100774008312C201C52B8C1EBD2BC20A4208A13EA6
:00000001FF

```

Bild A.2: Beispielhafter Auszug aus einer Intel-Hex-Datei

Der erste Daten-Record obigen Auszugs sei hier nochmals zur Erläuterung (Bild A.3) wiedergegeben.

:10000000830100308A001D28A00003088301CF006F

Bild A.3: Einzelner Daten-Record einer Intel-Hex-Datei

Er enthält 16 Datenbytes, beginnend an der Adresse 0. Die Prüfsumme 6F errechnet sich aus der Summe der Informationsbytes: 10, 00, 00, 00, 83, 01, 00, 30, 8A, 00, 1D, 28, A0, 00, 03, 08, 83, 01, CF, 00. Die Datenbytes lauten 83, 01, 00, 30, 8A, 00, 1D, 28, A0, 00, 03, 08, 83, 01, CF, 00.

Die PIC-Mikrocontrollerfamilie verwendet einen 14-bit breiten Befehlscode.

Die Speicherung des ersten Daten-Records (Bild A.3) im CODE-Speicher des Controllers erfolgt in der folgenden Form (Bild A.4).

Adresse	14-bit-Befehl
0000	0183
0001	3000
0002	008A
0003	281D
0004	00A0
0005	0803
0006	0183
0007	00CF
:	:
:	:

Bild A.4: Speicherbelegung des ersten Datenrecords aus Bild A.2 im Code-Speicher

■ Hardware-Realisierung des In-Circuit-Programmiergerätes

Die Funktionsweise und Hardware-Realisierung des Programmiergerätes kann aus Bild A.5 ersehen werden. Alle PIC-Controller besitzen einen seriellen Programmierzugang über die beiden Portpins *RB6* (Clockeingang) und *RB7* (Datenein- und Ausgang). Durch Anlegen einer

12 V-Spannung an den \overline{MCLR} -Pin wird der Controller in den Programmiermodus versetzt. Über die parallele Schnittstelle (Centronics) eines IBM-kompatiblen Rechners wird der Ein-

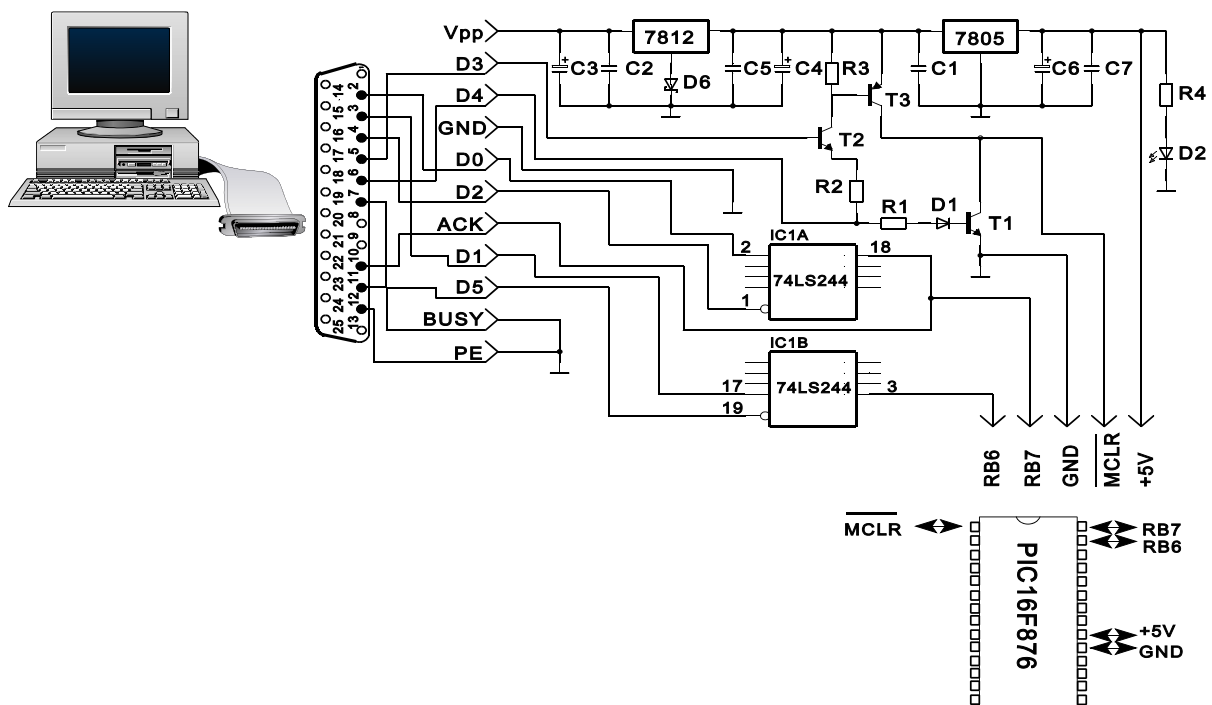


Bild A.5: Struktur des Programmiergerätes zur InCircuit-Programmierung

gang der Hardware (in Bild A.5 als Schaltplan ausgeführt) derart angesteuert, dass das vorgeschriebene Bitmuster für eine Programmierung des ROM- oder Flashspeichers an den Pins $RB6$ und $RB7$ anliegt. Da die parallele Schnittstelle neben 8 Ausgängen (Data0 ... Data7) auch vier Eingänge (ACK, BUSY, PE und ONLINE) besitzt, kann über diese der Speicherinhalt wieder ausgelesen werden. Das Auslesen ist erforderlich, um zu verifizieren, ob der Speicher korrekt beschrieben wurde. In der hier beschriebenen Applikation wird der ACK-Pin zum Auslesen benützt. Die für die Programmierung notwendige 12 V-Versorgungsspannung wird gleichfalls zugeführt und bei Beendigung des Programmiervorgangs wieder abgeschaltet. Die erforderlichen Zeitabläufe und Programmierbefehle sind in [3] erläutert. Da am \overline{MCLR} -Pin – ein LOW-Pegel führt zum Zurücksetzen des Controllers – des Mikrocontrollers im Normalbetrieb ein HIGH-Pegel anliegt (häufig durch Zuführen der 5 V-Versorgungsspannung), muss beim Schaltungsdesign darauf geachtet werden, dass diese über eine Diode zugeführt wird. Dadurch wird beim Anlegen der 12 V-Programmierspannung verhindert, dass die periphere Elektronik beschädigt wird, da die Diode die 12 V von der restlichen Schaltung abblockt. Der Spannungsabfall von etwa 0,2 V über der als Schalter fungierenden Transistoranordnung (T_3) führt dazu, dass die geforderte Programmierspannung von 12 V unterschritten wird. Dies kann

dadurch ausgeglichen werden, dass der 12 V-Spannungsregler über eine Schottky-Diode (Durchlassspannung $\approx 0,2$ V) an Masse gelegt wird.

■ Software des In-Circuit-Programmiergerätes

Mit dem Software-Entwicklungspaket Borland C++5.0 wurde die erforderliche Software unter 16 bit für die PC-basierte Programmierung des Controllers realisiert. Bild A.6 zeigt das Bildschirm-Layout des unter dem Betriebssystem Windows laufenden Programmiertools. Mit den Software-Anweisungen `inport()` und `outport()` aus einer vorhandenen Bibliothek (`dos.h`) des Borland-Compilers kann auf die parallele Schnittstelle des Personalcomputers zugegriffen werden. Die für die Software-Anweisungen benötigte Geräteadresse der Schnittstelle ist unter **Start | Einstellungen | Systemsteuerung | System | Geräte-Manager | Anschlüsse** der Windows-Startleiste zu finden (häufig `0x379` für die `outport()`-Anweisung und `0x37A` für die `inport()`-Anweisung). Über die Schnittstelle des PC wird das aufbereitete Intel-Hex-File an das Programmiergerät geleitet und letztlich an den an das Programmiergerät angeschlossenen Controller.

Eine Umsetzung auf 32-bit unter Windows95, -98, und -2000 wird durch Ersetzen der oben genannten Funktionen `inport()` und `outport()` durch folgende Funktionen mit entsprechenden Inline-Assembler-Anweisungen im Quellcode erreicht.

```
void outportb( unsigned short int port, unsigned char value ) {  
        __emit__( 0x8b, 0x95, &port );  
        __emit__( 0x8a, 0x85, &value );  
        __emit__( 0x66, 0xee );  
    }
```

```
char inportb( unsigned short int port ){  
        unsigned char value;  
        __emit__( 0x8b, 0x95, &port );  
        __emit__( 0x66, 0xec );  
        __emit__( 0x88, 0x85, &value );  
        return value;  
    }
```

Für ein Timing mit Mikrosekundenauflösung sind die Standard-Windows-Timer (kleinste Auflösung liegt bei einer Millisekunde) nicht geeignet. Folgende C-Routine, die auf WinAPI-Funktionen zurückgreift, bietet eine Auflösung im μ s-Bereich.


```

void wait(unsigned long time){
    BOOL flag = TRUE;
    LARGE_INTEGER frequenz, start, aktuell;
    QueryPerformanceCounter(&start);
    QueryPerformanceFrequency(&frequenz);
    while(flag) {
        QueryPerformanceCounter(&aktuell);
        if( labs((aktuell.QuadPart-start.QuadPart)*
                10e5/frequenz.QuadPart) > time)
            flag = FALSE;
    }
}

```

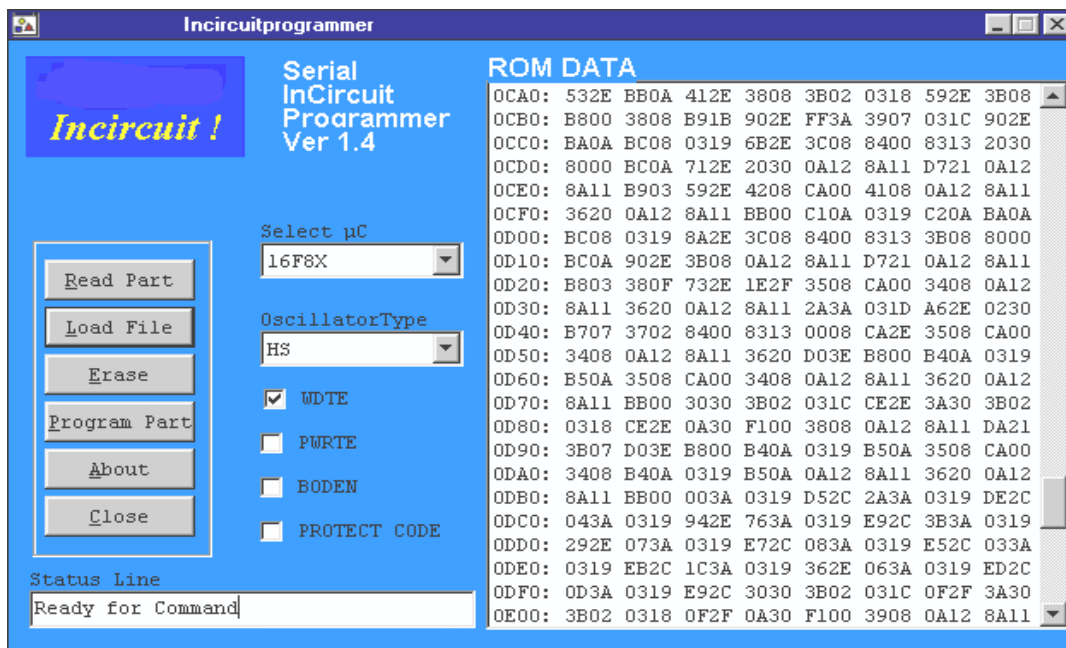


Bild A.6: Bildschirmlayout der Bediensoftware zum In-Circuit-Programmer

Um eine vollständige Isolation von der PC-Schnittstelle zu erreichen – und somit von deren Massepotential, welche eine Schaltung negativ beeinflussen kann –, werden die Portpins der Centronics in Bild A.7 durch Optokoppler entkoppelt (z.B. PC817). Die nachgeschalteten Schmitt-Trigger sorgen dafür, dass die Mindestanstiegsgeschwindigkeit für nachfolgende TTL- bzw. CMOS-Logik nicht unterschritten wird, was letztlich zu deren Fehlfunktion führen würde. Die Spannungsversorgung für den Widerstand am Open-Collector-Ausgang, der zum ACK-Eingang führt, wird dem STROBE-PIN entnommen (s. Bild A.8).

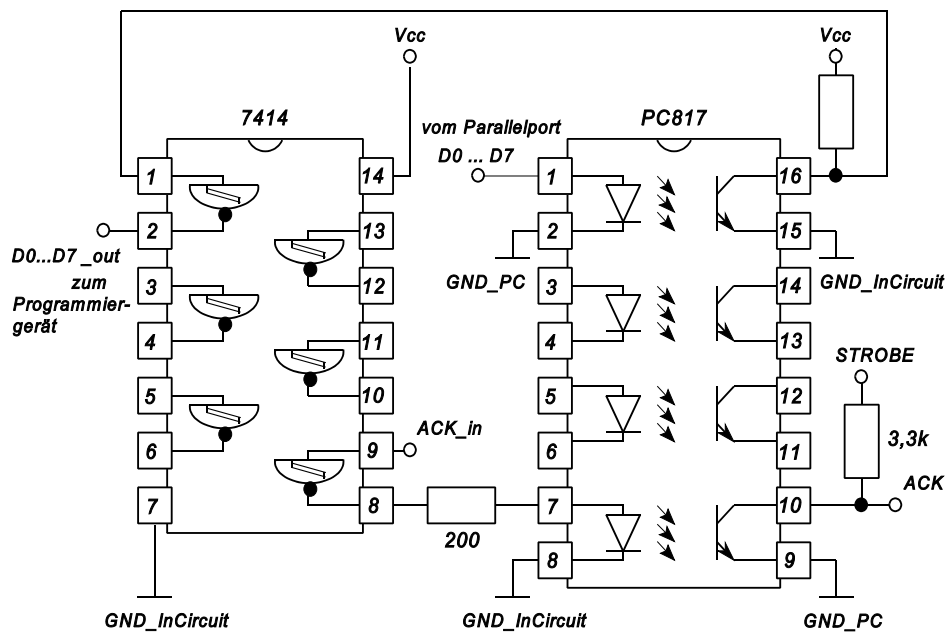


Bild A.8: Galvanische Trennung des Parallelports mittels Optokoppler und Benutzung des STROBE-Spannungspiegels als Spannungsversorgung für den Open-Collector-Ausgang des Optokopplers beim Einlesen von Daten in den Parallelport

Anhang B: Das Gerberdatenformat

Dieses ASCII-Datei-Format enthält Informationen über die Vektoren und Koordinaten eines PCB(printed circuit board)-Layouts. Das Gerberformat ist ein Standard-File, das den Datenaustausch zwischen CAD und CAM ermöglicht. Zu jedem Gerberdatensatz gehört eine D-Code-Liste, in der die Blendenzuordnung definiert ist. Die D-Codes D0 .. D9 sind reserviert (Tabelle B.1), die D-Codes D10 ... D999 stehen für eine frei wählbare Belichtungsblende zur Verfügung.

Tabelle B.1: Erläuterung zu den einzelnen D-Codes

D-Code	Funktion	Beschreibung
D0	Steuerung	reserviert
D1	Steuerung	Licht aus
D2	Steuerung	Licht an
D3	Steuerung	Blitzen
D4	Steuerung	reserviert
D5	Steuerung	reserviert
D6	Steuerung	reserviert
D7	Steuerung	reserviert
D8	Steuerung	reserviert
D9	Steuerung	reserviert
D10 ... D999	Blende	wählbare Blendengröße und Form

Sind Datensatz und D-Code-Liste getrennt, spricht man von einem Standard-Gerber-File; ist die D-Code-Liste im Datensatz enthalten, wird dies als Extended-Gerber-Datenfile bezeichnet. Bild B.1 zeigt einen beispielhaften Auszug eines Gerberfiles zur Darstellung des entsprechenden Leiterbahnzugs. Weiterhin muss dem Hersteller noch das m.n-Format – Zahl der Integer und Dezimals – mit der zugehörigen Maßeinheit (Inch oder Millimeter) angegeben werden. Es gibt Auskunft, wie die absoluten Koordinaten, die als Zahl mit der durch das Format festgelegten Zifferanzahl vorliegen (die Summe $m + n$ ergibt die Zifferanzahl), zu bewerten sind. Bei einem 2.2-Millimeter-Format wird der Datensatz X3000Y2000D2 als X-Koordinate 30,00 mm und Y-Koordinate 20,00 mm mit Steuerfunktion „Licht an“ interpretiert.

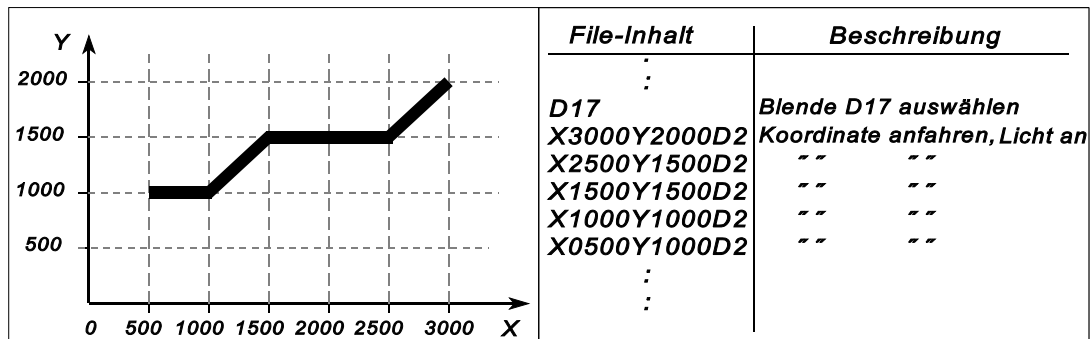


Bild B.1: Darstellung eines Leiterbahnzugs mit Hilfe eines Gerberfileinhalts

Sind die Strukturen der Leiterbahnen in ihrer Größenordnung um ca. 100 μm oder kleiner, ist ein 2.3-Format – Auflösung beträgt 1 μm – notwendig, um eine korrekte Abbildung der Vorlage in die zu realisierende Spulenform zu ermöglichen. Redundante Werte für m und n führen zu großen unhandlichen Datenmengen.

Anhang C: Differenzieller Schraubenfedersensor

Mit den in Kapitel 4.2 dargelegten RL-Oszillatoren lassen sich weitere induktive Sensoren vorteilhaft auswerten. Bild C.1 zeigt die Konzeptstudie eines differentiellen Schraubenfedersensors zur Wegmessung.

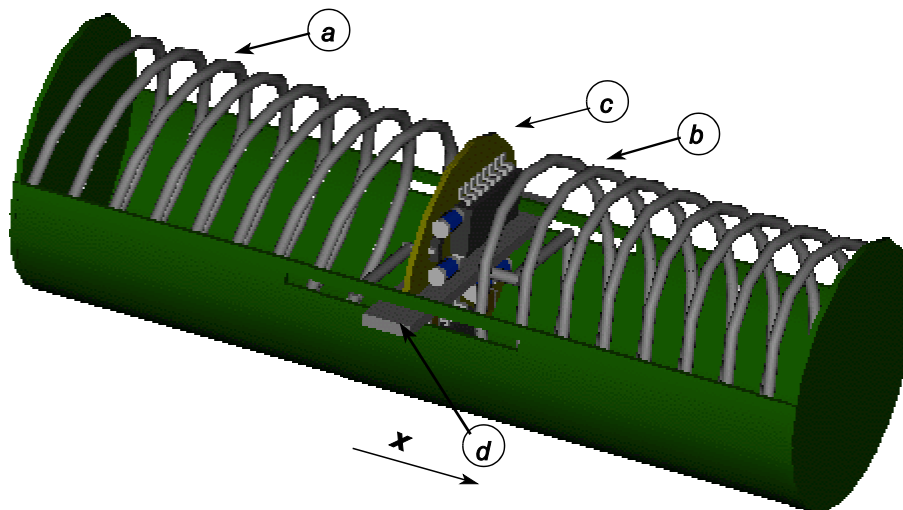


Bild C.1: Differenzieller Schraubenfedersensor; (a) Feder, (b) Feder, (c) Elektronik, (d) Mittenabgriff

Durch Auslenkung des Mittenabgriffs der Federn (s. Bild C.1) um die Wegstrecke x wird eine der beiden Federn gestaucht und die andere gedehnt.

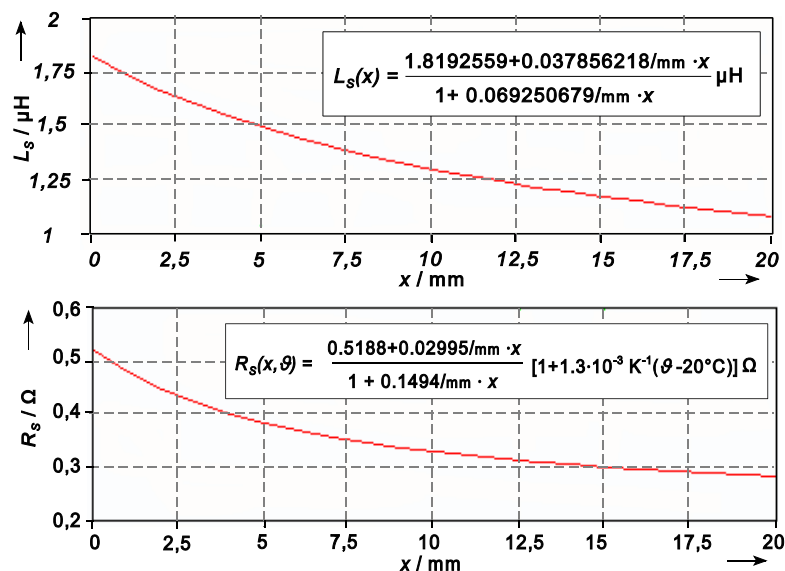


Bild C.2: Von der Auslenkung x abhängige Spulenimpedanz einer Feder mit den Daten: 8 Windungen, Durchmesser 22,5 mm, Drahtdicke 1 mm, Material CuBe_2

Für die Auswerteelektronik wird ein RL-Oszillator nach Kapitel 4.2 verwendet, der über einen Analogschalter abwechselnd eine der beiden Spulen (Federn) in den Oszillatorkreis schaltet. Die sich ergebenden, von der Federform abhängigen, Frequenzsignale werden ratiometrisch ausgewertet. Die wegabhängige Spulenimpedanz der Feder nach [1] mit den Kenndaten 8 Windungen, Federdurchmesser 22,5 mm, Drahtdicke 1 mm, Material CuBe₂ mit den Temperaturkoeffizienten $\alpha_{20} = 1,3 \cdot 10^{-3}/\text{K}$ bei 20 °C, ist aus Bild C.2 ersichtlich.

Die Zunahme des Ersatzwiderstands $R_S(x, \vartheta)$ bei kurzem Weg x ist durch Proximity-Effekte zwischen den Windungen bedingt. Um diesen für das ratiometrische Messprinzip störenden Effekt zu reduzieren, werden im differentiellen Schraubenfedersensor durch die Konstruktion die Federn um 10 mm vorab ausgelenkt. Bildet man das normierte und skalierte Verhältnis $V(x, \vartheta)$ der beiden erhaltenen Spulenfrequenzsignale, kommt man zu Gleichung (C.1):

$$V(x, \vartheta) = \left(\frac{\frac{L_v + L_S(x+10 \text{ mm})}{R_3 + R_S(x+10 \text{ mm}, \vartheta) + R_{ON}} \ln \frac{3R_3 + R_S(x+10 \text{ mm}, \vartheta) + R_{ON}}{R_3 - R_S(x+10 \text{ mm}, \vartheta) - R_{ON}} + 2 \frac{U_{Sat}}{S}}{\frac{L_v + L_S(-x+10 \text{ mm})}{R_3 + R_S(-x+10 \text{ mm}, \vartheta) + R_{ON}} \ln \frac{3R_3 + R_S(-x+10 \text{ mm}, \vartheta) + R_{ON}}{R_3 - R_S(-x+10 \text{ mm}, \vartheta) - R_{ON}} + 2 \frac{U_{Sat}}{S}} - 1 \right) \cdot 10^6 \quad . \quad (\text{C.1})$$

Die Induktivität L (s. Gleichung (4.28) und Bild 4.12) setzt sich dabei aus einer Vorschaltinduktivität L_v (damit die Slew-Rate S vernachlässigbar bleibt; s. Bild 4.30) und der Induktivität

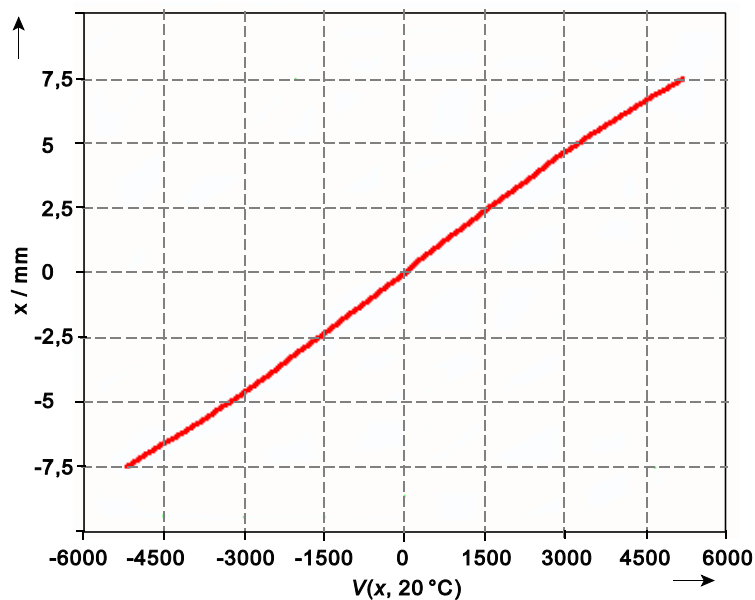


Bild C.3: Signal-Weg-Zusammenhang des differentiellen Schraubenfedersensors für obige Zahlenwerte bei 20 °C.

$L_S(x)$ des Schraubenfedersensors zusammen. Neben den Widerständen R_3 und $R_S(x, \vartheta)$ tritt noch

der Widerstand R_{ON} des Schalters auf, über den die Spulen abwechselnd an den gemeinsamen Oszillatorkreis geschaltet werden. Die Widerstände R_1 und R_2 sind gleich und besitzen einen vernachlässigbaren Temperaturkoeffizienten.

Für die nachfolgende mathematische Simulation wird zum Sensor eine Induktivität L_v von $100 \mu\text{H}$ in Serie geschaltet und R_3 zu 150Ω gewählt. Für den Operationsverstärker wird der Typ THS4275 verwendet und mit einer Versorgungsspannung von 5 V (U_{Sat} folgt damit zu $2,5 \text{ V}$) betrieben. Er besitzt eine Slew-Rate von $970 \text{ V}/\mu\text{s}$. Für den Analogschalter wird der Typ Max4678 herangezogen mit einem Widerstand R_{ON} gleich $1,2 \Omega$. Schaltet man zwei der vier Schalter parallel, verringert sich R_{ON} auf $0,6 \Omega$. Der Temperaturkoeffizient α_{20} des Schalters beträgt $3,1 \cdot 10^{-3}/\text{K}$. Bild C.3 zeigt den sich ergebenden Signal-/Weg-Verlauf bei einer Temperatur von $20 \text{ }^\circ\text{C}$.

Der Signal-/Weg-Zusammenhang lässt sich durch ein rationales Polynom nach Gleichung (C.2) approximieren:

$$\hat{x}(V(x, 20^\circ\text{C})) = \frac{-2.6472484 \cdot 10^{-9} + 0.0015951026 V(x, 20^\circ\text{C}) + 8.4487636 \cdot 10^{-10} V(x, 20^\circ\text{C})^2}{1 + 1.0320711 \cdot 10^{-6} V(x, 20^\circ\text{C}) + 3.9283378 \cdot 10^{-9} V(x, 20^\circ\text{C})^2} \quad (\text{C.2})$$

Setzt man die Variable $V(x, \vartheta)$ für verschiedene Temperaturwerte in Gleichung (C.2) ein und zieht die sich ergebende Schätzgröße $\hat{x}(x, \vartheta)$ vom wahren Auslenkungswert x ab, erhält man das Fehlerband nach Bild C.4.

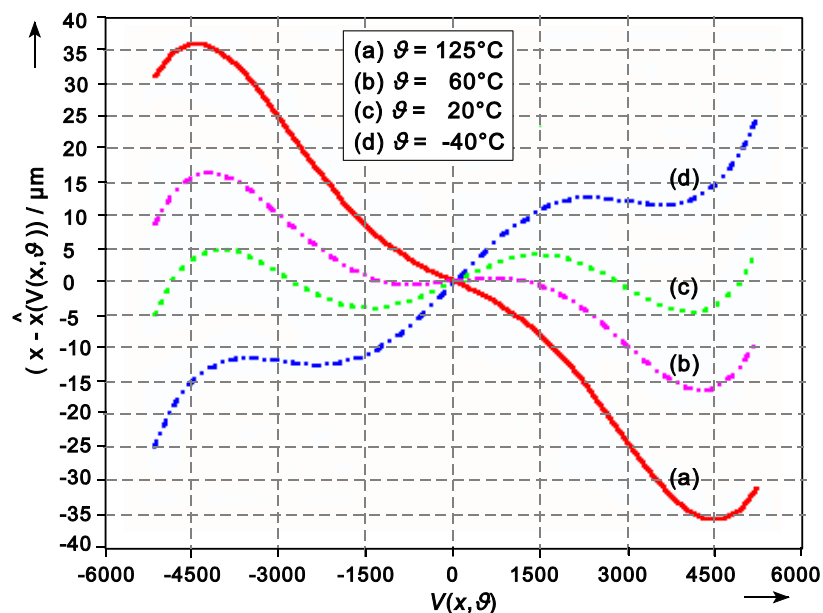


Bild C.4: Fehlerband des differentiellen Schraubenfeder-sensors im Temperaturintervall $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ bis $125 \text{ }^\circ\text{C}$.

Auf den Messweg von -7,5 mm bis 7,5 mm bezogen, erhält man eine Genauigkeit von 0,46 % im Temperaturintervall -40 °C bis 125 °C.

Nimmt man für R_3 einen Widerstand mit der Temperaturabhängigkeit

$$R_3 = 150(1 + 1,17 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}(\vartheta - 20^\circ\text{C}))\Omega \quad ,$$

ergibt sich das Fehlerband nach Bild C.5.

Realisieren lässt sich ein solcher Widerstand, indem man in Serie zu einem 105 Ohm Festwiderstand einen 82 cm langen und 20 µm dicken Kupferdraht (Kupfer: $\rho = 0,0178 \text{ }\Omega\text{mm}^2/\text{m}$, $\alpha_{20} = 3,9 \cdot 10^{-3}/\text{K}$) bifilar wickelt. Verwendet man Wolframdraht (Wolfram: $\rho = 0,055 \text{ }\Omega\text{mm}^2/\text{m}$, $\alpha_{20} = 4,5 \cdot 10^{-3}/\text{K}$), kann die Länge des Drahtes auf 22,3 cm verkürzt werden (Festwiderstand wird zu 111 Ω gesetzt). Alternativ kann auch durch Widerstandsdruck der gewünschte Widerstand realisiert werden. Die Genauigkeit verbessert sich durch obige Maßnahme auf 0,06% im Temperaturintervall, der für den Automobilssektor spezifiziert ist.

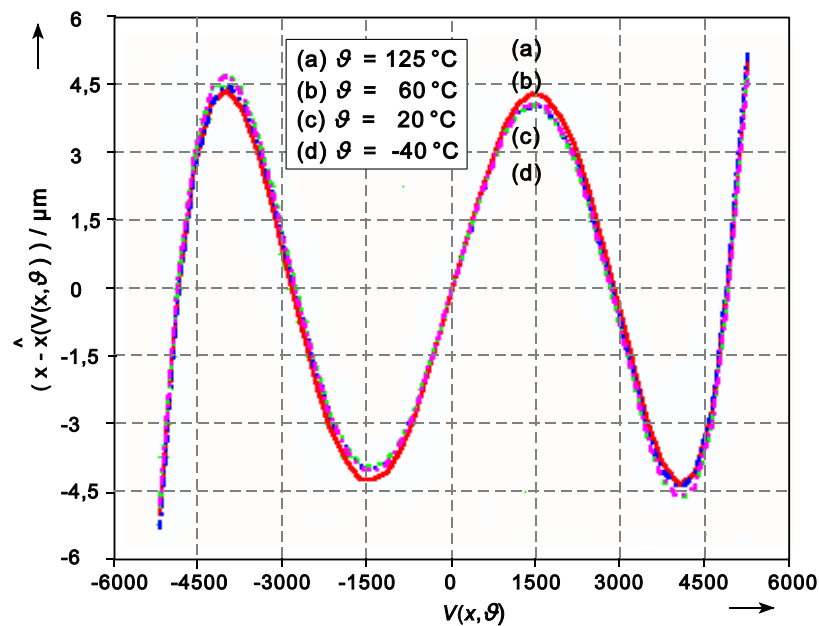


Bild C.5: Fehlerband des differentiellen Schraubenfeder-sensors im Temperaturintervall -40 °C bis 125 °C; Verwenden eines Widerstands R_3 mit folgender Charakteristik; $R_3 = 150(1 + 1,17 \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}(\vartheta - 20^\circ\text{C}))\Omega$

Literaturverzeichnis

Kapitel: 1 Einleitung

- [1] Schröder N.: Sensormärkte 2004. Intechno Consulting AG, Basel, 1994.
- [2] Tränkler H.-R., Reischl M.: Sensorsysteme für die Raumluftüberwachung im Intelligenten Haus. Tagungsband Sensor 97, Band 3, ACS Organisations GmbH, Wunsdorf, 1997, S. 331-336.
- [3] Brüsewitz M., Reischl M.: Aktorik für die Heizungs- und Lüftungsregelung. Intelligente Hausinstrumentierung. Tagungsband zum 2. Statusseminar im Projekt "Iwobay", 2000.
- [4] Frost&Sullivan: Studie zum Wachstum bei Positionssensoren, 2000.
- [5] Bauer H.: Bosch Kraftfahrtechnisches Taschenbuch. Vieweg Verlag, 2002.
- [6] Hulsenberg D., Harnisch A., Jakob C.: High aspect ratio structures obtained by electroforming in microstructured glass. Microsystem Technologies, VOL. 2, NO. 3, August 1996, pp. 109-121.
- [7] Soliton: Mikromaterialbearbeitung mit Lasern. Broschüre der Fa. Soliton GmbH, 1997.

Kapitel: 2 Drehwinkelsensoren und deren Funktionsprinzip – Stand der Technik

- [1] Ernst A.: Digitale Längen- und Winkelmeßtechnik. Verlag moderne Industrie, 1991.
- [2] Baumerelectric: Winkel- und Positionsmesssysteme. Produktkatalog, 2000.
- [3] Tränkler H.-R., Obermeier E.: Sensortechnik. Springer Verlag, Berlin, 1998.
- [4] Midori: Greenpot-Plasticfilm, Präzisions-Potentiometern. Informationsbroschüre, 1999.
- [5] Lemme H.: Magnetfeld-Sensoren – vielseitige Helfer. Elektronik, Heft 3, 1998, S. 40-51.
- [6] Heidenhain: Positions-Meßsysteme für elektrische Antriebe. Produktkatalog, 4/1997.
- [7] Pewatron: Potentiometrische Sensoren. Produktkatalog, 1999.
- [8] Siemens: Bauelemente Technische Erläuterungen und Kenndaten für Studierende, 4. Auflage, 1984, S. 102-115.
- [9] Infineon technologies AG: Semiconductor Sensors Data Book 04.99. 1999.
- [10] Treutler C.: Magnetic sensors for automotive applications. Sensors and Actuators, A 91, 2001, pp. 2-6.
- [11] TWK: Winkel- und Wegaufnehmer induktiv • potentiometrisch • magnetostruktiv. Informationsbroschüre, 1999.
- [12] Zabler E., Heintz F.: Kurzschlußring-Sensoren als vielseitiger verwendbare Weg- und Winkelsensoren im Kraftfahrzeug. NTG-Fachberichte, Band 79, 1982, S. 213-221.

Kapitel: 3 Auswerteverfahren für induktive Sensoren – Stand der Technik

- [1] Göpel W., Hesse J., Zemel J.: Sensors: A Comprehensive Survey. VCH-Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1989.
- [2] Schollmeyer H.: Digitale Brückenschaltung für passive Sensoren zur Impedanz-Frequenz-Umsetzung. Technisches Messen tm, 53. Jahrgang, Heft 6, 1986, S. 220-228.
- [3] Trenkler G.: Digitalmeßbrücke zum Vergleich von Wirk- und Blindwiderständen. Technisches Messen tm, 45. Jahrgang, Heft 9, 1978, S. 313-322.
- [4] Honda M.: The Impedance Measurement Handbook, A Guide to Measurement Technology and Techniques. Yokogawa-Hewlett-Packard LTD., USA, 1990.
- [5] Hock A.: Hochfrequenzmeßtechnik Teil 2. Expert Verlag, 1980.
- [6] Zimmer M.: Neues DDS-Verfahren: Höchsthfrequenz präzise erzeugt. Elektronik, Heft 11, 2000, S. 66 - 72.
- [8] ME-Meßsysteme: New Strain Gauge. Technology News International, Dezember 1996.
- [9] Heimlicher P.: Condet-Näherungsschalter. Publikation Fa. Contrinex, 1999.
- [10] Schaevitz H.: The linear variable differential transformer. Proc. SASE, VOL. 4, NO. 2, 1946, pp. 79-88.
- [11] De Coulon Y., Bourgeois C.: Microcoil speed and position sensor for automotive applications. Microsystem Technologies, VOL. 3, NO. 2, 1997, pp. 61-63.
- [12] Velten Th., Stefan D., Obermeier E.: Micro Coil with Movable Core for the Application in an Inductive Displacement Sensor. Proc. of the MME '98, Bergen, Norway, 3-5 June 1998, pp.214-215.
- [13] Gupta V., Neikirk D.: Design of an Eddy-Current Proximity Sensor using a Two-Coil-Planar Transformer. Proc. SPIE 2642, Austin, Texas, USA, 23-24 October 1995, pp. 173-182.
- [14] Szczyrbak J., Ernest D., Schmidt D.: LVDT Signal Conditioning Techniques. To be published in Measurements & Control, June 1997.
- [15] Vogt electronic AG: Drehzahlsensor auf Wirbelstrombasis. Produktbeschreibung 1998.
- [16] Lage C.: Positionserfassung von Fenster und Türen. Jahresbericht Intelligente Hausinstrumentierung, 2000.
- [17] Rohr G.: Ein neuer induktiver Sensor mit integrierter Sensorelektronik. Kongressband I, Sensor 93, ACS Organisations GmbH, Wunsdorf, 1997, S. 9-16.
- [18] Bauer H.: Bosch Kraftfahrtechnisches Taschenbuch. Vieweg Verlag, 2002.
- [19] Shah R.: Sensoren 86 /86. Sonderpublikation VDI Verlag, Düsseldorf,1986/87.
- [20] Microepsilon: Verfahren zur Kompensation von temperaturbedingten Messfehlern bei Wechselstrom-Messschaltungen, insbesondere Abstandsmessgeräten sowie Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens. Patentschrift EP0000049304A1, 7.10.1980.

- [21] Salzberger J.: Vergleich von hochgenauen berührungslosen Wegsensoren. Messen Prüfen Automatisieren, Heft 6, 1999, S. 47-50.
- [22] Tian G., Chang N., Liao J., Zhao Z.: The research of a frequency-modulated displacement sensor. Sensors and Actuators, A 55, 1996, pp. 153-156.
- [23] Tian G., Zhao Z., Baines R.: The research of inhomogeneity in eddy current sensors. Sensors and Actuators, A 69, 1998, pp. 148-151.
- [24] Bitsindou P., Guillaume P., Delaunay G.: Detection of Holes, Rivets or Screws Fixed on a Metal Sheet Using a Flat Magnetic Sensor. Sensors and Actuators, A 24, 1990, pp. 181-186.
- [25] Becker W.-J.: Induktiver Wirbelstrom-Aufnehmer mit temperaturkompensiertem Spulensystem. Archiv für Elektrotechnik 73, Heft 3, 1990, S.181-192.
- [26] Tränkler H.-R.: Ein linearer harmonischer Oszillator. etz-b, Band 25, Heft 9, 1973, S. 220.
- [27] Zinke O., Brunswig H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, 1987.
- [28] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, 1986.
- [29] Schmidt G.: Grundlagen der Regelungstechnik. Springer Verlag, 1991.
- [30] Middlebrook R.: International Journal of Electronics. VOL. 38, NO. 4, 1975, pp. 485-512.
- [31] Tuinenga P.: SPICE, A Guide to Circuit Simulation & Analysis. Prentice Hall, 1995.
- [32] Nielinger H.: Loop Gain mit PSpice analysieren. Elektronik, Heft 10, 1999, S. 120-126.
- [33] Herzog W.: Oszillatoren mit Schwingkristallen. Springer Verlag, 1958.
- [34] Mancini R., Palmer R.: Sine-Wave Oscillator. Application Report, SLOA060, Texas Instruments, March 2001.
- [35] Parzen B.: Design of Crystal and other Harmonic Oscillators. John Wiley & Sons, 1983.
- [36] Price T.: Analog Electronics, an integrated PSpice approach. Prentice Hall, 1997.
- [37] Parzhuber O.: Untersuchung und Optimierung von Meßoszillatoren für kapazitive Sensoren. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1991.
- [38] Baumerelectric: Induktive Näherungsinitiatoren, kapazitive Näherungsinitiatoren, Peripheriegeräte. Produktkatalog, 1999.
- [39] Becker W.-J., Wendt Th.: Vorrichtung zum Messen der Impedanz von Sensoren mit doppelt rückgekoppelter Phasenregelschleife. Gebrauchsmuster G 9312517.8, AT 20.08.93.
- [40] Bartoletti C., Buonanni R., Fantasia L. G., Frulla R., Gaggioli W.: The design of a proximity inductive sensor. Measurement Science and Technology, VOL. 9, NO. 8, August 1998, pp. 1180-1190.
- [41] Analog Device: Designer's Reference Manual, 1996, pp. 3-29.
- [42] Hilhorst M. A., Balendonck J., Kampers W.H.: A Broad-Bandwidth Mixed Analog/Digital Integrated Circuit for the Measurement of Complex Impedances. IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 28, NO. 7, July 1993, pp. 764-769.

Kapitel: 4 Nichtlineare Oszillatorschaltungen zur Auswertung induktiver Sensoren

- [1] Meinke, Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, 1986.
- [2] British Steel Corporation: Surface Defect Probe and Dual Channel Apparatus With LiftOff Compensation. U.S. Patent 3974442, 10.08.1976.
- [3] Tietze U., Schenk Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer Verlag, 11.Auflage, 1999.
- [4] Schrüfer E.: Elektrische Meßtechnik. Carl Hanser Verlag München, Wien, 1988.
- [5] Zabler E., Heintz F.: Shading-Ring Sensors as Versatile Position and Angle Sensors in Motor Vehicles. Sensors and Actuators, VOL. 3, 1982/83, pp. 315-326.
- [6] Rosenthal L.: Inductively Tuned Astable Multivibrator. IEEE Transactions on Circuit and Systems, VOL. 27, NO. 10, October 1980, pp. 963-964.
- [7] Chua L., Desoer C. A., Kuh E.: Linear and Nonlinear Circuits. McGraw-Hill, 1987.
- [8] MicroSim Corporation: Simulationsbeispiel im Softwareprogramm PSpice 9.1.
- [9] Groszkowski J.: Frequency of self-oscillations. Pergamon Press LTD., London, 1964.
- [10] Pehl E.: Mikrowellendioden, Handbuch für Hochfrequenz-und Elektro-Techniker. Hüthig Verlag, 1981.
- [11] Bazhenov S.: Asymmetrical transistorized multivibrator with inductive timing circuit. U.S. Patent 4019158, 19.04.1977.
- [12] Müller R.: Bauelemente der Halbleiter-Elektronik. Springer Verlag, 1991.
- [13] Zabler E., Heintz F., Dietz R., Gerlach G.: Mechatronic sensors in integrated vehicle architecture. Sensors and Actuators, A 31, 1992. pp. 54-62.
- [14] Freiburger NE-Metall: Technologie für dünnste Drähte. Markt&Technik, NR. 27, 1995, S. 29.
- [15] Klaus M.: Widerstandsdruck. Eine Technologie für hochwertige Leiterplatten. Produkt-information, Fa. Heidenhain, 2000.
- [16] BLH: Abgleichanleitung für Folienwiderstände RAE-,RBAE-Serie. Dokument-Nr. 104B.
- [17] Karki J.: Understanding Operational Amplifier Specifications. Application Report, SLOA011, Texas Instruments, April 1998.
- [18] Carter B.: OpAmps for Everyone. Application Report, SLOD006A, Texas Instruments, 1995.
- [19] Maxim: Elektronisch programmierbarer Kondensator. Datenblatt zum Baustein MAX1474.
- [20] Müller R.: Rauschen. Springer Verlag, 1990.
- [21] Barnes J. A.: Characterization of Frequency Stability. Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. IM-20, NO. 2, May 1971, pp. 105-120.
- [22] Allan D.W.: Time and Frequency (Time-Domain) Characterization, Estimation, and Prediction of Precision Clocks and Oszillators. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, VOL. UFFC-34, NO. 6, November 1987, pp 647-654.

- [23] Kohn D.: Untersuchung eines induktiven Spiralsensors als Wegaufnehmer und Anwendung des Sensorelementes in Mikroelektronik-Systemen. Dissertation, Universität der Bundeswehr, VDI Verlag, Reihe 8, NR.120, 1986.
- [24] Böttcher J.: Intelligentes Sensorsystem zur Online-Überwachung der Dehnungen und Spannungen in Beton-Bauwerken. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 277, Düsseldorf, 1992.
- [25] Parzen B.: Design of Crystal and other Harmonic Oscillators. John Wiley & Sons, 1983.
- [26] Zinke O., Brunswig H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Springer Verlag, 1987.

Kapitel: 5 Eigenschaften und Charakterisierung des Planarspulsensors

- [1] Löscherger C.: Modelle zur digitalen Einflußgrößenkorrektur an Sensoren. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 279, Düsseldorf, 1992.
- [2] Binder J.: Einsatz hybrider Schaltungen bei Sensoren. Technisches Messen tm, 53. Jahrgang, Heft 2, 1986, S. 55-59.
- [3] ISOLA: FR4-Basismaterial. Datenblatt der Firma ISOLA, 1998.
- [4] Kuchling H.: Taschenbuch der Physik. Fachbuchverlag Leipzig-Köln, 15. Auflage, 1995.
- [5] Gatzert H., Andreeva E., Iswahjudi H.: Eddy-Current Microsensor Based on Thin-Film Technology. IEEE Transactions on Magnetics, VOL. 38, NO. 5, September 2002, pp. 3368-3370.
- [6] Bronstein I. N., Semendjajew K. A.: Taschenbuch der Mathematik. Verlag Harri Deutsch, 24. Auflage, Frankfurt/Main 1989.
- [7] Paul R.: Elektrische Erscheinungen und Felder. Springer Verlag, Band 1, 1985.
- [8] Kröger R., Unbehauen R.: Elektrodynamik. Einführung für Physiker und Ingenieure. Teubner Verlag, Stuttgart, 1990.
- [9] Maxwell J. C.: A Treatise on Electricity and Magnetism. Oxford Clarendon Press, 1873.
- [10] Rosa E. B., Grover F. W.: Bulletin of the Bureau of Standards. VOL. 8, 1912, pp. 1-237.
- [11] Hurley W. G., Duffy M. C.: Calculation of Self and Mutual Impedances in Planar Magnetic Structures. IEEE Transactions on Magnetics, VOL. 31, NO. 4, July 1995, pp. 2416-2442.
- [12] Kohn D.: Untersuchung eines induktiven Spiralsensors als Wegaufnehmer und Anwendung des Sensorelementes in Mikroelektronik-Systemen. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 120, Düsseldorf, 1986.
- [13] Zinke O., Seither H.: Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe. Springer Verlag, 1982.
- [14] Vine J.: Impedance of a Coil Placed Near to a Conducting Sheet. Journal of Electronics and Control, 1964, pp. 569-577.
- [15] Neosid: Elektronische Bauelemente Teil 1: Ferritbauteile. Datenbuch 2000.

- [16] Hering E., Martin R., Stohrer M.: Physik für Ingenieure. VDI Verlag, Düsseldorf, 1989.
- [17] Philips: Soft Ferrites and Accessories. Datenbuch, 2000

Kapitel: 6 Drehwinkelsensor zur Erfassung eines 160°-Winkelbereichs

- [1] Cox D.: Implementing Ohmeter/ Temperature Sensor. Embedded Control Handbook Microchip, 1994/95, pp. 2-65.
- [2] Infineon Technologies AG: Semiconductor Sensors. Data Book 04.99, 1999, pp. 65-70.
- [3] Siemens: Silizium-Temperatur- und Drucksensoren. Datenbuch 1990/91.
- [4] Kohn D.: Untersuchung eines induktiven Spiralsensors als Wegaufnehmer und Anwendung des Sensorelements in Mikroelektronik-Systemen. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 120, Düsseldorf, 1986.
- [5] Böttcher J.: Intelligentes Sensorsystem zur Online-Überwachung der Dehnungen und Spannungen in Beton-Bauwerken. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 277, Düsseldorf, 1992.
- [6] Press W. H., Flannery B. P., Teukolsky S. A., Vetterling W. T.: Numerical Recipes in C. Cambridge University Press, 1988.
- [7] Meyberg K., Vachenauer P.: Höhere Mathematik 2. Springer Verlag, 1991.
- [8] Tränkler H.-R.: Taschenbuch der Meßtechnik. Oldenbourg Verlag, 4. Auflage, München, 1996.
- [9] Tränkler H.-R.: Sensorspezifische Meßsignalverarbeitung. Sensoren - Technologie und Anwendungen, Bad Nauheim, NTG-Fachberichte, NR. 93, VDE-Verlag, Berlin 1986, S. 301-317.
- [10] Dietz R., Zabler E., Heintz F.: An Efficient Correction Method for Smart Sensor Applications in the Motor Vehicle. SAE Technical Paper Series 930357, 1993, pp. 105-110.
- [11] Positek: Datenblatt zum Drehwinkelsensor RIPS 501.
- [12] Reischl M.: Sondenabstandsverstelleinheit im Rotiersystem RS35HS. Produktbeschreibung der Fa. Prüftechnik, Ismaning, 2002.
- [13] Löscherger C.: Modelle zur digitalen Einflußgrößenkorrektur an Sensoren. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 279, Düsseldorf, 1992.

Kapitel: Anhang A: Programmiergerät zur “In-Circuit” Programmierung von PIC-Mikrocontrollern

- [1] Bauer H.: Bosch Kraftfahrtechnisches Taschenbuch. Vieweg Verlag, 2002.
- [2] Keil: C51-Compiler, Bedienungsanleitung. Keil Elektronik GmbH, 1990.
- [3] Microchip: In-Circuit Serial Programming Guide. Microchip Technology, 1997.

Kapitel: Anhang C: Differentieller Schraubenfedersensor

- [1] Schillinger J.: Frequenzanaloge Auswertung der Induktivität eines beim Wägevorgang verformten Schraubenfedersensors und Untersuchung der mit adaptiver Mittelwertbildung erreichbaren dynamischen Eigenschaften. Dissertation, Universität der Bundeswehr München, VDI Verlag, Reihe 8, NR. 92, Düsseldorf, 1986.