

Berührungslose Messung schnell veränderlicher Ströme

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik der
Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktors der
Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Boris Hudoffsky
aus Elmshorn

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow
Mitberichter: Prof. Dr. techn. Wolfgang M. Rucker

Tag der mündlichen Prüfung: 22.07.2014

Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Stuttgart

2014

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Formelzeichen	V
Zusammenfassung	XXI
Abstract	XXIV
1 Einleitung	1
1.1 Strommessung in der Leistungselektronik	1
1.1.1 Kontinuierliche Stromverläufe	3
1.1.2 Gepulste Stromverläufe	3
1.1.3 Signalformen und Stromsensoren	4
1.2 Motivation und Zielsetzung	9
1.3 Struktur dieser Ausarbeitung	10
2 Anforderungen an einen Stromsensor	12
2.1 Impuls	13
2.2 Puls	15
2.3 Anwendungsbeispiel	17
3 Strommessgeräte für den Laboreinsatz	21
3.1 Messprinzipien	21
3.1.1 Potentialgebundene Strommessung	21
3.1.2 Berührungslose Strommessung	22
3.2 Sensoren für die magnetische Induktion	22
3.2.1 Eigenschaften bewegter elektrischer Ladungen	22
3.2.1.1 Hall-Effekt-Generatoren	22
3.2.1.2 Magnetoresistive Sensoren	24
3.2.1.3 AMR-Sensoren	25
3.2.1.4 GMR-Sensoren	28
3.2.2 Weichmagnetische Eigenschaften	30

3.3	Stromsensoren – Stand der Technik	32
3.3.1	Strommessung mit Widerständen	32
3.3.2	Transformatorische Strommessung	35
3.3.2.1	Stromtransformatoren	37
3.3.2.2	Impulsübertrager	37
3.3.2.3	Rogowski-Spule (Der magnetische Spannungsmesser) . . .	40
3.3.3	Strommessung mit Induktionssensoren	42
3.3.4	Kompensierende Strommessgeräte	44
3.3.4.1	Kompensation mit elektrisch angeregten Induktionssensoren und weichmagnetischem Kern	45
3.3.4.2	Nullflusswandler	46
4	Realisierung eines Strommessgerätes	48
4.1	Konzept einer innovativen Strommesszange	50
4.2	Erfassung des Gleichanteils	51
4.2.1	Grundlegende Überlegungen	51
4.2.1.1	Anforderungen an den Magnetfeldsensor	52
4.2.1.2	Auswahl des Magnetfeldsensors	52
4.2.1.3	Anordnung des Sensors mit Spule	54
4.2.1.4	Ansteuerung der Sensor-Spule-Kombination	55
4.2.1.5	Auswertung der Sensor-Signale für den Kompensationsregler	58
4.2.1.6	Sensor-Spule-Kombinationen ringförmig angeordnet	60
4.2.2	Praktische Umsetzung der Gleichstromerfassung	63
4.2.2.1	Sinus-Generator	63
4.2.2.2	Bias-Spule	63
4.2.2.3	Bias-Stromquelle	65
4.2.2.4	u_{Diff} -Generator	68
4.2.2.5	Kompensationsregler	70
4.2.2.6	Richtcharakteristik der Sensor-Spule-Kombination	71
4.2.2.7	Aufnehmer mit ringförmiger Anordnung	72
4.2.2.8	Parallelbetrieb mehrerer Kanäle	73
4.3	Erfassung des Wechselanteils	74
4.4	Verkoppelung von Gleich- und Wechselanteil	78
4.5	Messungen	80
4.5.1	Gleichstrommessung	81

4.5.2	Frequenzgang	82
4.5.3	Impulsstrom	83
4.5.4	Messstromleiter außerhalb	87
5	Prozessstromquellen zur Validierung von Strommessgeräten	89
5.1	Sinusförmige Prüfströme	90
5.1.1	Generator für DC- und niederfrequente Ströme	90
5.1.2	Generator für den mittleren Frequenzbereich	92
5.1.2.1	Konzept für einen veränderlichen Resonanzkreis	94
5.1.2.2	Aufbau des veränderlichen Resonanzkreises	96
5.1.2.3	Kondensator mit diskreten Stufen	97
5.1.2.4	Veränderliche Spule	97
5.1.2.5	Wechselrichter mit veränderlicher Zwischenkreisspannung	98
5.1.2.6	Resonanzpunktregelung	99
5.1.3	Generator für hohe Frequenzen	101
5.2	Impulsförmige Prüfströme	103
5.2.1	Rechteckpuls	103
5.2.1.1	Gleichstromquelle	104
5.2.1.2	Spannungssenke	104
5.2.1.3	Leistungsschalter	104
5.2.1.4	Kommutierung	105
5.2.1.5	Zusammenbau	105
5.2.2	Einzelimpuls Schaltung	105
5.2.2.1	Einzelimpuls bis 300 A	108
5.2.2.2	Einzelimpuls bis 3 kA	109
6	Strommessgerätetests	111
6.1	Referenzmessgeräte	111
6.1.1	Präzisions-Leistungsmessgerät	111
6.1.2	Koaxialshunt	112
6.1.3	Impuls-Strom-Transformator	114
6.2	Messungen	115
6.2.1	Bestimmung der Linearität und des Offsets	115
6.2.2	Frequenzgangmessungen	117
6.2.3	Trapezform-Implusstrommessung	117
6.2.4	Trapezform-Pulsmessung	119

6.2.5	Sinusform-Impulsmessung	119
6.2.6	Messung der Einfügeinduktivität eines Strommessgeräts	120
7	Zusammenfassung und Ausblick	123
A	Definitionen zur Einleitung	126
A.1	Zerlegung periodischer Signale	126
A.2	Zerlegung nichtperiodischer Signale	128
A.3	Berechnung einer Frequenzstelle eines PT1-Glieds	129
B	Definition charakteristischer Größen von elektrischen Schwingkreisen	131
B.1	Beispiel 2. Ordnung: LC-Resonanzkreis	131
B.2	Systeme der Ordnung größer 2	135
B.3	Beispiel 3. Ordnung: LLC-Resonanzkreis	135
C	Auslegung der Bias-Spule	140
C.1	Wahl der Biaswicklung	140
C.2	Festlegung der Anpassinduktivität	145
D	Vertiefende Angaben zu Prozessstromquellen	146
D.1	Leistungsoperationsverstärker (LOV)	146
D.2	Variabler Resonanzkreis	148
D.3	Prozessstromquelle für hohe Frequenzen	149
E	Schrittantwort des Koaxialshunts	151
F	Messergebnisse zu Strommessgerätestests	159
F.1	Strommesszangen bis 30 A	159
F.2	Strommessung bis 200 A	176
F.3	Strommessung für Ströme größer 500 A	193
	Literaturverzeichnis	207
	Danksagung	211

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

<i>Abkürzung</i>	<i>Erklärung</i>
AC	<i>Alternating Current</i> ; Wechselstrom
AMR	<i>Anisotropic Magnetoresistance</i>
BMR	<i>Ballistic Magnetoresistance</i>
CMR	<i>Colossal Magnetoresistance</i>
DC	<i>Direct Current</i> ; Gleichstrom
DGL	Differentialgleichung
Elko	Elektrolytkondensator
EMR	<i>Extraordinary Magnetoresistance</i>
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FG	Funktionsgenerator
GMI	<i>Giant Magnetoimpedance</i>
GMR	<i>Giant Magnetoresistance</i>
HOKA	Verkoppelungsschaltung nach Hofer-Noser und Karrer
HSS	Hochsetzsteller
IC	<i>Integrated Circuit</i> ; integrierter Schaltkreis
ICT	<i>Impuls Current Transformer</i> ; Impulsübertrager
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ; Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode
LMG	Leistungsmessgerät
LOV	Leistungsoperationsverstärker
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> ; Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
MR	Magnetoresistiv
PC	<i>Personal Computer</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> ; Leiterplatte
PT1	Verzögerungsglied 1. Ordnung

PT2	Verzögerungsglied 2. Ordnung
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	<i>Root Mean Square</i> ; Quadratisches Mittel bzw. Effektivwert
SMD	<i>Surface Mounted Device</i> ; Oberflächenmontiertes Bauteil
SMZ	Strommesszange
TDD	<i>Three Deep Darlington</i>
TMR	<i>Tunnel Magnetoresistance</i>
TSS	Tiefsetzsteller
WR	Wechselrichter

Formelzeichen

<i>Formelzeichen</i>	<i>Erklärung</i>	<i>Einheit</i>
Lateinische Buchstaben		
A_{Hall}	Hall-Konstante	m^3/C
A_{Kern}	Querschnittfläche eines Kerns	m^2
$A_{\text{L Einfüge}}$	Einfügeinduktivität bezogen auf eine Windung	H
a_k	Fourierkoeffizient der Ordnung k	A
B_1	Magnetische Induktion des Messstroms	T
\vec{B}	Magnetische Induktion	T
\vec{B}_{Kern}	Magnetischen Induktion im Kern	T
B_{Bias}	Magnetische Induktion der Bias-Spule	T
B_{Komp}	Niederfrequenter Offset in der magnetischen Induktion zur Kompensation	T
B_{Osz}	Oszillierende magnetische Induktion der Bias-Spule	T
\hat{B}_{Osz}	Amplitude von B_{Osz}	T
B_{Res}	Summe aus B_{Bias} und B_1	T
B_{sat}	Sättigungsinduktion	T
B_z	Komponente der magnetischen Induktion in z -Richtung	T
b	Abstand zwischen Messstromleiter und GMR-Sensormitte	m
b_k	Fourierkoeffizient der Ordnung k	A
b_{min}	Minimal zulässiger Abstand b	m
b_{S}	Breite des magnetfeldsensitiven Elements	m
C	Kapazität eines Kondensators	F
C_{An}	Kapazität des Anpasskondensators für die Bias-Spule	F
C_{K}	Koppelkapazität zwischen Primärleiter und Kern	F
C_k	Konstante $k \in \{1, 2\}$ zur Lösung einer DGL	A
C_{Komp}	Kapazität zur Kompensation	F
C_{Senke}	Kapazität der Spannungssenke	F
C_{W}	Wicklungskapazität	F
C_{ZK}	Zwischenkreiskapazität	F
c	Absoluter Offset	A
c_k	Fourierkoeffizient der Ordnung k	A
\underline{c}_k	Komplexer Fourierkoeffizient der Ordnung k	A

c_0	Fourierkoeffizient nullter Ordnung (Gleichanteil)	A
D	Dämpfungsgrad eines schwingfähigen Systems	1
D_{Bias}	Durchmesser der Bias-Spule	m
D_{Draht}	Drahtdurchmesser	m
d	Dämpfung des Biasstromreglers	1
d_B	Dicke des Widerstandszylinders eines Koaxialshunts	m
d_S	Dicke des magnetfeldsensitiven Elements	m
dc	<i>duty cycle</i> ; Aussteuergrad	%
\vec{E}	Elektrisches Feld	V/m
E_{Ausgl}	Absolute Empfindlichkeit	1
E_C	In einem Kondensator gespeicherte Energie	Ws
E_L	In einer Spule gespeicherte Energie	Ws
E_i	Übereinstimmung zwischen Summensignal u_{DC} und Messstrom i_1	%
E_Z	Elektrische Feldkomponente in z -Richtung	V/m
e_X	Wechselrichterausgangsspannung zum Sternpunkt der Phase $X \in \{U, V, W\}$	V
e_{iX}	Innere Spannung der Last in der Phase $X \in \{U, V, W\}$	V
e_x	Einheitsvektor des jeweiligen Koordinatensystems $x \in \{r, x, y, z, \varphi\}$	1
e_2	Spannung an der Sensorseite	V
\vec{F}	Kraft	N
F_{el}	Elektrische Gegenkraft	N
F_{EmpfR}	Relativer Empfindlichkeitsfehler	%
F_{Lin}	Absoluter Linearitätsfehler	A
F_{LinR}	Relativer Linearitätsfehler	%
F_{OffR}	Relativer Offsetfehler	%
F_{R}	Relativer Fehler	%
f	Frequenzkoordinate	Hz
f_g	3 dB-Grenzfrequenz	Hz
$f_{g,x}$	Benötigte 3 dB-Grenzfrequenz für einen Amplitudenfehler kleiner als $x\%$ vom Maximalwert	Hz
f_{gHP}	3 dB-Grenzfrequenz eines Hochpassfilters	Hz
f_{gTP}	3 dB-Grenzfrequenz eines Tiefpassfilters	Hz
f_{H}	Grenzfrequenz des Tiefpasses der Auswerteschaltung	Hz

f_o	Obere Grenzfrequenz	Hz
f_{R_x}	x-te Resonanzfrequenz mit $x \in 1, 2$	Hz
f_S	Schalt- bzw. Wiederholfrequenz	Hz
f_{soll}	Sollfrequenz	Hz
f_u	Untere Grenzfrequenz	Hz
f_x	Erfassbare Frequenz, bei der der Amplitudenfehler kleiner als $x\%$ vom Maximalwert ist	Hz
G_{AC}	Transadmittanzfunktion der Hochfrequenzerfassung	$1/\Omega$
G_{DC}	Transadmittanzfunktion der Gleichstromerfassung	$1/\Omega$
G_H	Gesamttransadmittanzfunktion der Stromerfassung nach HOKA-Prinzip	$1/\Omega$
G_{PT1}	Übertragungsfunktion eines Tiefpasses erster Ordnung	1
G_{Str}	Transadmittanzfunktion von u_{An} zu i_{Bias}	$1/\Omega$
G_R	Regler-Übertragungsfunktion	1
G_i	Stromverhältnis-Übertragungsfunktion	1
g_m	Geometriefaktor zur Bestimmung der Gegeninduktivität einer Luftspule	H
g_x	Faktor zur Festlegung der 3 dB-Grenzfrequenz eines Tiefpasses erster Ordnung	1
\vec{H}	Magnetischen Feldstärke	A/m
H_0	Charakteristische Feldstärke	A/m
H_1	Magnetische Feldstärke des Messstromleiters	A/m
$H_{1_{max}}$	Maximale Feldstärke H_1	A/m
H_{Bias}	Magnetische Feldstärke der Bias-Spule	A/m
H_d	Demagnetisierungsfeldstärke	A/m
\vec{H}_{ext}	Magnetfeld außerhalb eines Kerns	A/m
H_k	Fiktive anisotrope magnetische Feldstärke	A/m
H_y	Magnetische Feldkomponente in y -Richtung	A/m
H_φ	Magnetische Feldkomponente in φ -Richtung	A/m
h	Höhe einer Windung	m
I	Gleichstrom	A
I_0	Stromendwert eines Sprungs	A
I_N	Nennstrom	A
I_x	Stromkomponente in x -Richtung	A
i	Strom	A

i_0	Summenstrom aus i_{CK} , i_{mag} und i_{RFe}	A
i_1	Messstrom; zu erfassender Strom	A
i_1'	Auf die Sekundärseite übersetzter Primärstrom	A
i_{1max}	Maximaler Messstrom	A
i_2	Sensorstrom	A
i_{Ab}	Strom durch den Abtakterwiderstand	A
$i_{au\ddot{u}en}$	Strom durch die äußere Wicklung	A
i_B	Strom durch den Bürdenwiderstand	A
i_{Bias}	Bias-Strom, Strom durch die Bias-Spule	A
$i_{Bias,soll}$	Sollwert des Bias-Stroms i_{Bias}	A
\hat{i}_{Bias}	Amplitude des Bias-Stroms i_{Bias}	A
$\hat{i}_{Bias,soll}$	Sollwert der Amplitude des Bias-Stroms i_{Bias}	A
$i_{C_{An}}$	Strom durch die Anpasskapazität	A
i_{CK}	Strom durch die Koppelkapazität	A
$i_{D_{Ausgl}}$	Strom durch die Ausgleichdiode	A
$i_{D_{TSS}}$	Strom durch die Freilaufdiode im Tiefsetzsteller	A
i_{Err}	Strom in der Erregerwicklung	A
i_{G123}^+	Ströme der Gleichrichterphasen zum hohen Zwischenkreispotential	A
i_{G123}^-	Ströme der Gleichrichterphasen zum niedrigen Zwischenkreispotential	A
i_{innen}	Strom durch die innere Wicklung	A
i_{Komp}	Niederfrequenter Offset des Bias-Stroms zur Kompensation	A
$i_{L1..3}$	Drosselstrom durch $L_{1..3}$	A
$i_{L_{An}}$	Ausgangsstrom der Bias-Stromquelle	A
$i_{L_{TSS}}$	Strom durch die Speicherspule im Tiefsetzsteller	A
$i_{L_{var}}$	Strom durch die Spule mit veränderlicher Induktivität	A
i_{mag}	Strom durch die Hauptinduktivität/Magnetisierungsstrom	A
i_{Osz}	Oszillierender Anteil des Bias-Stroms	A
$i_{Prüf}$	Auf den Strom umgerechneter Wert der Ausgangsspannung eines Strommessgeräts	A
i_{Ref}	Strom an der Strommessstelle des Prüflings	A
$i_{Ref\ soll}$	Soll für den Strom an der Strommessstelle des Prüflings	A

i_{RMS}	Effektivstrom	A
i_{RFe}	Strom durch den Eisenwiderstand	A
$i_{\text{S/D}_{\text{Xy}}}$	Schalter- (S) bzw. Diodenstrom (D) der Phase $X \in \{U, V, W\}$ zum oberen bzw. unteren ($y \in \{o, u\}$) Zwischenkreispotential	A
i_{X}	Wechselrichterausgangsströme der der Phase $X \in \{U, V, W\}$	A
i_{W}	Strom durch die parasitäre(n) Wicklungskapazität(en)	A
i_{WR}	Wechselrichterausgangsstrom	A
i_{Z}	Strom durch die Reihenschaltung von Kupferwiderstand und Streuinduktivität	A
\vec{J}	Stromdichte	A/m ²
J_x	Stromdichte in x -Richtung	A/m ²
J_z	Stromdichte in z -Richtung	A/m ²
K	Einstellparameter im Vorwärtspfad der Zustandsregelung von i_{Bias}	A
K_1	Einstellparameter in der Rückführung der Zustandsregelung von i_{Bias}	A
K_2	Einstellparameter in der Rückführung der Zustandsregelung von i_{Bias}	A
K_{Aus}	Abbildungsverhältnis des Messstroms zur Ausgangsspannung u_{Aus}	1
K_{C}	Einstellparameter im Vorwärtspfad der Zustandsregelung von $i_{\text{C}_{\text{An}}}$	A
K_{C1}	Einstellparameter in der Rückführung der Zustandsregelung von $i_{\text{C}_{\text{An}}}$	A
K_{DC}	Abbildungsverhältnis zwischen u_{DC} und i_1	1/Ω
K_{H}	Skalierungsfaktor der Auswerteschaltung für u_{Ausg}	Ω
K_{PT1}	Verstärkungsfaktor eines PT1-Glieds	1
K_{R}	Proportionalitätswert der Bias-Spule	1
K_{W}	Stationärer Verstärkungsfaktor der Bias-Stromregelung für i_{Bias}	1
K_{WIC}	Stationärer Verstärkungsfaktor der Kondensatorstromregelung für $i_{\text{C}_{\text{An}}}$	1
k	Laufindex	1

k_{VZ}	Vorzeichenfaktor	1
L	Induktivität	H
L_0	Innerer Induktivitätswert des Koaxialshunts	H
L_{An}	Anpassinduktivität	H
L_{Bias}	Induktivität der Bias-Spule	H
$L_{au\ddot{a}u\ddot{a}en}$	Induktivität der äußeren Wicklung	H
L_{fest}	Fester Anteil der Induktivität L	H
L_H	Hauptinduktivität	H
L_{HSS}	Induktivität der Speicherspule im Hochsetzsteller	H
L_{innen}	Induktivität der inneren Wicklung	H
L_{max}	Maximale Induktivität	H
L_{min}	Minimale Induktivität	H
L_S	Ideale serielle Ersatzinduktivität	H
L_{Schl}	Induktivität der Leiterschleife zum Einbringen des Prüflings	H
L_{TSS}	Induktivität der Speicherspule im Tiefsetzsteller	H
L_{var}	Veränderlicher Anteil der Induktivität L	H
L_X	Lastspulen der Phase $X \in \{U, V, W\}$ bzw. äquivalente Induktivität der Last	H
L_σ	Streuinduktivität	H
l_B	Länge des Widerstandszylinders eines Messwiderstands	m
l_{Bias}	Länge der Bias-Spule	m
l_S	Länge des magnetfeldsensitiven Elements	m
l_E	Mittlere Eisenweglänge	m
M	Gegeninduktivität	H
\vec{M}	Magnetisierung	A/m
\hat{M}	Maximalwert eines trapezförmigen Stromimpulses	A
\hat{M}_x	Zulässiger Amplitudenfehler in x % vom Maximalwert	A
N	Anzahl der Sensor-Spule-Kombination	1
\tilde{N}	Vereinfachung für $(r - r_i)/d_B$	1
m	Hilfsvariable zur Substitution: $m = \sqrt{\mu\sigma s}$	1/m
n	Ladungsträgerdichte	1/m ³
n_1	Windungszahl des Messstromleiters	1
n_2	Windungszahl des Sensorkopfes	1
n_{Bias}	Windungszahl der Bias-Spule	1

o	Nullstelle eines Polynoms	1
P	Proportionalitätskonstante eines PID-Reglers	1
P_{ab}	Abgegebene Wirkleistung	W
P_{auf}	Aufgenommene Wirkleistung	W
p	Polynom n-ten Grades	1
q	Ladung eines Ladungsträgers	C
R	Ohmscher Widerstand	Ω
R_0	Gleichstromwiderstand des Koaxialshunts	Ω
$R_{1,2,\dots}$	Widerstand in einem Netzwerk	Ω
R_{Ab}	Widerstand der Abtakerschaltung	Ω
R_{Abb}	Abbildungsmaßstab eines Strommessgeräts	Ω
R_{B}	Bürdenwiderstand	Ω
R_{Bias}	Ohmscher Widerstand der Bias-Spule	Ω
R_{Cu}	Kupferwiderstand	Ω
R_{Fe}	Eisenwiderstand	Ω
R_{H}	Widerstand unter Einfluss eines Magnetfelds	Ω
R_{H0}	Widerstand ohne Einfluss eines Magnetfelds	Ω
R_{Hall}	Hall-Widerstand/Kennwert eines Hall-Elements	Ω
R_{Komp}	Widerstand zur Kompensation	Ω
R_{Lade}	Widerstand zur Begrenzung des Ladestroms eines Kondensators	Ω
R_{S}	Idealer serieller Ersatzwiderstand	Ω
R_{Shunt}	Impedanz eines Shuntwiderstands	Ω
R_{ap}	Widerstand für antiparallele Ausrichtung der Magnetisierung zum Stromfluss	Ω
R_{p}	Widerstand für parallele Ausrichtung der Magnetisierung zum Stromfluss	Ω
R_{\parallel}	Widerstand parallel zur leichten Achse	Ω
R_{\perp}	Widerstand senkrecht zur leichten Achse	Ω
r	Zylindrische Raumrichtungsordinate	m
r_{a}	Innenradius	m
r_{i}	Außenradius	m
r_{m}	Mittlerer Radius der Sensor-Spule-Kombinationen	m
s	Frequenzordinate im Laplacebereich (komplexe Frequenz)	Hz

\tilde{s}	Geschlossener Integrationsweg	m
T_0	Zeitkonstante der Bias-Stromregelung für i_{Bias}	s
T_1	Erste Zeitkonstante der Luftspule	s
T_2	Zweite Zeitkonstante der Luftspule	s
T_A	Anstiegszeit nach einem Sprung	s
T_{Ab}	Abklingkonstante einer gedämpften Schwingung	s
T_{CAn}	Zeitkonstante des Anpasskondensators	s
T_I	Integrationszeitkonstante eines PID-Reglers	s
T_{IC}	Zeitkonstante der Kondensatorstromregelung für i_{CAn}	s
T_D	Differentiationszeitkonstante eines PID-Reglers	s
T_{DC}	Zeitkonstante der Gleichstromerfassung	s
T_H	Zeitkonstante des Tiefpasses der Auswerteschaltung	s
T_{LBias}	Zeitkonstante der Biasspule	s
T_{LAn}	Zeitkonstante der Anpassspule	s
T_{PT1}	Zeitkonstante eines Tiefpassfilters erster Ordnung	s
T_P	Periodendauer des Ausgangsstroms	s
T_S	Periodendauer	s
T_T	Zeitkonstante zur Hochpasswirkung des Transformators	s
T_o	Zeitkonstante zur oberen Grenzfrequenz	s
T_u	Zeitkonstante zur unteren Grenzfrequenz	s
t	Zeitkoordinate	s
$t_{1,2,\dots}$	Zeitpunkte auf der Zeitachse	s
t_{10-90}	Zeitabschnitt der steigenden Flanke von 10 auf 90 % des Maximalwerts	s
t_{90-10}	Zeitabschnitt der fallenden Flanke von 90 auf 10 % des Maximalwerts	s
t_D	Mittlere Einschaltdauer eines trapezförmigen Impulses	s
t_M	Zeitabschnitt des maximalen Stroms eines trapezförmigen Impulses	s
t_f	<i>fall time</i> ; Zeitabschnitt der fallenden Flanke	s
t_l	<i>low time</i> ; Zeitabschnitt des minimalen Stroms eines trapezförmigen Impulses	s
t_r	<i>rise time</i> ; Zeitabschnitt der steigenden Flanke	s
t_r^*	Kleinste Zeit aus $[t_r, t_f]$	s
$U_{\text{Brücke}}$	Versorgungsspannung einer Messbrückenschaltung	V

U_{Hall}	Hall-Spannung	V
U_{L}	Lastspannung	V
U_{Mess}	Ausgangsspannung einer Messbrückenschaltung	V
U_{N}	Nennspannung	V
U_{Senke}	Spannung an der Abtakerschaltung (Spannungssenke)	V
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung	V
U_{Z}	Zenerspannung an der Diode D_{Z}	V
U_{sat}	Ausgangsspannung bei Sättigung	V
u	Spannung	V
u_0	Spannungsabfall über der Impedanz Z_0	V
u_1	Primärseitige Spannung	V
u_2	Sekundärseitige Spannung	V
u_{An}	Ausgangsspannung der Bias-Stromquelle	V
u_{AC}	Spannungssignal der nieder- bis hochfrequenten Stromerfassung	V
u_{Aus}	Ausgangsspannungssignal eines Kanals der DC-Erfassung	V
u_{Ausg}	Ausgangsspannungssignal des innovativen Strommesssystems	V
u_{B}	Spannungsabfall über dem Bürdenwiderstand	V
u_{Bias}	Spannung über dem LC-Schwingkreis aus Anpasskondensator und Bias-Spule	V
u_{DC}	Spannungssignal der DC- bis niederfrequenten Stromerfassung	V
u_{Diff}	Differenzspannung zwischen u_{GMR_1} und u_{GMR_2}	V
u_{GMR}	Ausgangsspannung eines GMR-Elements bezogen auf Masse	V
u_{GMR_1}	Ausgangsspannung u_{GMR} bei $+\hat{B}_{\text{Osz}}$	V
u_{GMR_2}	Ausgangsspannung u_{GMR} bei $-\hat{B}_{\text{Osz}}$	V
$u_{\text{GMR}_{\text{pos}}}$	Summierte Ausgangsspannungen der positiven Ansteuerung	V
$u_{\text{GMR}_{\text{neg}}}$	Summierte Ausgangsspannungen der negativen Ansteuerung	V
u_{Hall}	Ausgangsspannung eines Induktionssensors	V
u_{ICT}	Ausgangsspannung eines Impuls-Strom-Transformators (ICT)	V

u_{Komm}	Kommutierungsspannung	V
u_{Komp}	Ausgangsspannung des Kompensationsreglers	V
u_{Lvar}	Spannung über der Spule mit veränderlichen Induktivität	V
$u_{\text{L}\sigma}$	Spannungsabfall über der Streuinduktivität	V
u_{Osz}	Oszillierende Spannung der Anregung zur Auswertung eines GMR-Sensors	V
\hat{u}_{Osz}	Amplitude von u_{Osz}	V
$u_{\text{Prüf}}$	Ausgangssignal eines Strommessgerätes	V
$u_{\text{R Cu}}$	Spannungsabfall über dem Kupferwiderstand	V
u_{Trig}	Spannung des Triggersignals	V
u_{W}	Spannungsabfall über der Wicklungskapazität	V
u_{SK}	Schwingkreisspannung	V
u_{WR}	Wechselrichterausgangsspannung	V
u_{Z}	Spannungsabfall über der Impedanz Z_{Z}	V
u_{ind}	Induzierte Spannung	V
u_{mag}	Magnetische Spannung = Durchflutung	A
\vec{v}	Geschwindigkeitsvektor	m/s
X	(Eingangs-)System	1
X_{LS}	Blindanteil der Impedanz einer Spule mit weichmagnetischem Kern	Ω
x	Kartesische Raumrichtungskoordinate	m
\hat{x}	Zulässiger Amplitudenfehler	%
y	Kartesische Raumrichtungskoordinate	m
Z	Impedanz	Ω
\tilde{Z}	Vereinfacherung für $\mu\sigma sd_{\text{B}}^2$	1
Z_{Bias}	Impedanz der Bias-Spule	Ω
Z_{W}	Impedanz der Wicklungskapazität	Ω
Z_{Z}	Reihenimpedanz aus Kupferwiderstand und Streuinduktivität	Ω
Z_0	Parallelimpedanz aus Koppelkapazität, Hauptinduktivität und Eisenwiderstand	Ω
z	Kartesische und zylindrische Raumrichtungskoordinate	m

Griechische Buchstaben

α	Drehwinkel	rad
α_{ini}	Vorgesteuerter Drehwinkel bei Initialisierung	rad
ϵ	Permittivität (dielektrische Leitfähigkeit)	As/Vm
Γ	Schrittantwort	1
Θ	Magnetische Durchflutung	A
Θ_{JM}	Winkel zwischen Stromdichtevektor und Magnetisierungsrichtung	rad
Θ_{xJ}	Winkel zwischen x-Achse und Stromdichtevektor	rad
Θ_{xM}	Winkel zwischen x-Achse und Magnetisierungsrichtung	rad
θ	Phasenverschiebung der Spannungen u_{SK} und u_{WR}	rad
θ_{ist}	Istwert der Phasenverschiebung θ	rad
θ_{soll}	Sollwert der Phasenverschiebung θ	rad
κ	Amplitudenfaktor eines LC-Schwingkreises	$1/\Omega$
μ	Permeabilität (magnetische Leitfähigkeit)	Vs/Am
μ_0	Magnetische Feldkonstante; Permeabilität des Vakuums	Vs/Am
μ_{Kern}	Permeabilität eines Kerns	Vs/Am
μ_{r}	Permeabilitätszahl (relative Permeabilität)	1
ρ	Spezifischer elektrischer Widerstand	Ωm
ρ_{\parallel}	Spezifischer elektrischer Widerstand parallel zur leichten Achse	Ωm
ρ_{\perp}	Spezifischer elektrischer Widerstand senkrecht zur leichten Achse	Ωm
Φ_1	Magnetischer Fluss hervorgerufen durch den Messstrom	Vs
Φ_{Kern}	Magnetischer Fluss in einem Kern	Vs
ϕ_{ν}	Phasenverschiebung der Ansteuerung der Sensor-Spule- Kombinationen mit $\nu \in \{1, \dots, N/2\}$	
φ	Zylindrische Raumwinkelkoordinate	rad
φ_{k}	Winkel zwischen Real- und Imaginärteil eines komplexen Fourrierkoeffizienten \underline{c}_{k}	°
φ_{X}	Wechselrichterausgangspotential der Phase $X \in \{U, V, W\}$	V
σ	elektrische Leitfähigkeit	$1/\Omega\text{m}$
Ψ_1	Magnetische Flussverkettung hervorgerufen durch den Messstrom	Vs

ω	Kreisfrequenz	1/s
ω_0	Eigenkreisfrequenz	1/s
ω_d	Gedämpfte natürliche Kreisfrequenz	1/s
ω_S	Schaltkreisfrequenz	1/s

Mathematische Konstanten

<i>Konstante</i>	<i>Erklärung</i>
e	Eulersche Zahl, $e = 2,71828183\dots$
j	Komplexe Einheit, $j^2 = -1$
π	Verhältnis des Kreisumfangs zum Kreisdurchmesser, $\pi = 3,14159\dots$

Bezeichnungen

<i>Konstante</i>	<i>Erklärung</i>
D_x	Diode mit $x \in 1, 2$
D_{Ausgl}	Ausgleichsdiode
D_F	Flussdiode
D_{Fr}	Freilaufdiode
D_{HSS}	Freilaufdiode in Hochsetzsteller
D_{Lade}	Diode im Ladekreis zur Aufnahme der Rückwärtssperrspannung
D_{TSS}	Freilaufdiode in Tiefsetzsteller
D_{Xy}	Diode der Phase $X \in \{U, V, W\}$ zum oberen bzw. unteren ($y \in \{o, u\}$) Zwischenkreispotential
D_Z	Zenerdiode
$L_{1..3}$	Netzanschlüsse der Versorgungsspannung
Q_{Ab}	Transistor der Abtakerschaltung
Q_x	Transistor mit $x \in 1, 2$
S	Schalter
S_{Ab}	Halbleiterschalter zum Abtakterwiderstand
SX	Nummerierte Sensor-Spule-Kombination mit $X \in 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$
S_{Xy}	Halbleiterschalter der Phase $X \in \{U, V, W\}$ zum oberen bzw. unteren ($y \in \{o, u\}$) Zwischenkreispotential
S_x	Halbleiterschalter mit $x \in 1, 2$
U	Wechselrichterausgang Phase U
V	Wechselrichterausgang Phase V
V_x	Halbleiterventil mit $x \in 1, 2$
V_{HSS}	Halbleiterventil im Hochsetzsteller
V_{Lade}	Halbleiterventil im Ladekreis
V_{TSS}	Halbleiterventil im Tiefsetzsteller
$V_{\text{TSS}2}$	Zweites Halbleiterventil im Tiefsetzsteller
W	Wechselrichterausgang Phase W

Zusammenfassung

In der Leistungselektronik, der Plasmaphysik, der Hochspannungs- sowie Antriebstechnik und weiteren Gebieten besteht Bedarf an der Messung des zeitlichen Verlaufs elektrischer Ströme mit großer Amplitude und sehr unterschiedlichen dynamischen Eigenschaften. Es existieren verschiedene Messverfahren mit unterschiedlichen Übertragungsfunktionen, die für ausgewählte Messaufgaben eingesetzt werden können.

Die Herausforderung bei der Erfassung eines Stromverlaufs wird umso größer, je breitbandiger das Signal ist.

Die für die Leistungselektronik typischen trapezförmigen Verläufe sind durch steile Flanken und dazwischenliegende Zeitabschnitte mit konstantem Strom gekennzeichnet. Sie enthalten neben dem Gleichanteil und der Grundschwingung viele hochfrequente Oberschwingungen. Für diese spezielle Signalform wird in dieser Arbeit der Zusammenhang zwischen erforderlicher Messgenauigkeit und benötigter Bandbreite eines Messsystems hergeleitet. Aus dieser Betrachtung kann eine Aussage darüber abgeleitet werden, welche Genauigkeit mit einem Messsystem bei angenommenem Tiefpassverhalten des Messgeräts erreicht werden kann. Andersherum kann eine Aussage darüber gemacht werden, welche Grenzfrequenz bei einer geforderten Genauigkeit notwendig ist.

Aus hohen Anforderungen an die Genauigkeit resultiert bei trapezförmigem Signalverlauf eine große Bandbreite inklusive Gleichstrom.

Nach dem Stand der Technik weisen direkt-abbildende und Nullfluss-geregelte Strommesssysteme PT1-Verhalten auf. Bei einer detaillierten Analyse etablierter Messsysteme wird festgestellt, dass die Kombination der Eigenschaften einer großen Bandbreite inklusive Gleichstromerfassung mit einer großen zulässigen Amplitude über den gesamten Frequenzbereich in einem Strommesssystem nicht gegeben ist. Diese Kombination ist allerdings für die breitbandige Strommessung besonders wichtig.

Der Ansatz der stoßfreien Verkoppelung (HOKA-Prinzip) synthetisiert ein Messsystem aus zwei Sensoren: Gleichstrom und niederfrequente Ströme werden vom ersten Sensor (DC-Sensor), niederfrequente bis hochfrequente Ströme werden vom zweiten Sensor (AC-Sensor) erfasst. Dabei arbeiten die beiden Sensoren unabhängig voneinander und besitzen unterschiedliche Übertragungsfunktionen. Das Zusammenführen dieser zwei unterschied-

lichen primären Sensoren führt zu einem breitbandigen Ausgangssignal.

Bisher wurden zum HOKA-Prinzip keine Lösungen als zu öffnende Zange vorgestellt. Außerdem beschränken kommerzielle DC-Sensoren die Einsatzmöglichkeiten in Umgebungen mit großen Strömen bei hohen Frequenzen. Zur Vermeidung dieser Einschränkungen werden Lösungen vorgestellt und in Form eines Prototypen am Beispiel der Strommessung in der Leistungselektronik präsentiert.

Die bisher vorhandene Technik zur Erfassung niederfrequenter Ströme (DC-Sensor) stellt Messsysteme unterschiedlicher Genauigkeit bei einem weiten Bereich der maximal erfassbaren Amplitude zur Verfügung.

Die berührungslosen Messverfahren, die für den DC-Sensor in Frage kommen, basieren auf der Erfassung des magnetischen Felds um einen Stromleiter, das in einem weichmagnetischen Kern gebündelt und über die Flussdichte ausgewertet wird. Dieser Kern kann in mancher Hinsicht die Messung negativ beeinflussen. Einerseits wird damit eine zusätzliche Induktivität in den zu messenden Stromkreis eingefügt, so dass die ursprünglichen Stromverläufe verändert werden. Andererseits können bei hochfrequenten Strömen so große Verluste im Kern entstehen, dass eine Messung nur kurz oder gar nicht möglich ist.

Um die Verluste zu vermeiden und dennoch den Teil der gleichstromfähigen Erfassung für ein breitbandiges Messsystem zu erhalten, wird ein neues Konzept zur Gleichstrommessung vorgestellt. Die höherfrequenten Ströme werden mit einer Luftspule gemessen. Beide Signale werden mittels des HOKA-Prinzips zusammengeführt.

Das neue Konzept beinhaltet die Messung des Magnetfelds um den stromführenden Leiter mit Induktionssensoren und verzichtet auf die Führung des magnetischen Flusses in einem Eisenkern. Den Induktionssensoren liegt der riesenmagneto-resistive- (GMR-) Effekt zu Grunde. Sie werden mit einer Biasspule vormagnetisiert und als Sensor-Spule-Kombination in einer ringförmigen Reihe um den zu messenden Leiter angeordnet. Ein Kanal des DC-Messsystems besteht neben der Kombination von Induktionssensor und Biasspule aus einer Ansteuer- und Auswerteschaltung. Mit dieser Technik wird ein Prototyp aufgebaut und im Betrieb untersucht.

Zur Erfassung der höher- und hochfrequenten Ströme wird eine in Zangenform gewickelte Luftspule entworfen und aufgebaut. Die Ausgangssignale der beiden Sensoren werden über eine HOKA-Auswerteschaltung verkoppelt.

Damit entsteht ein breitbandiges Strommesssystem als Zange ausgeführt, welches DC-Ströme von über 1000 A messen kann. Der Frequenzbereich erstreckt sich bis über 10 MHz, ebenfalls bei einer Amplitude von 1000 A.

Um die Eigenschaften konventioneller Strommesssysteme und die des neuen Messsystems zu testen, werden Prozessstromquellen entworfen und aufgebaut. Mit diesen Quellen können Stromverläufe erzeugt werden, die entweder denen der Leistungselektronik entsprechen oder einen überschwingungsfreien Sinusverlauf haben. Die Prozessstromquellen werden in Prüfplätzen mit hochpräzisen Referenzmesssystemen und genauer Datenerfassung betrieben.

Mit den aufgebauten Prüfplätzen werden neben der Untersuchung des neuen Strommesszangenkonzepts bestehende Strommesssysteme getestet. Die Eigenschaften der Messsysteme werden nach einem systematischen Vorgehen ermittelt, so dass ein qualitativer Vergleich der Geräte möglich ist.

In dieser Arbeit wird gezeigt, wie die aufgrund der Entwicklung bei den Leistungshalbleitern steigende Herausforderung in der Strommesstechnik mit den erörterten Methoden durch die Kombination von etablierten mit neuen Messverfahren bewältigt werden kann.

Abstract

Power electronics, plasma physics, high voltage engineering, electrical drive engineering, and other research areas require the measurement of electrical current with high amplitudes and a wide dynamic range. Many measuring methods exist that are suitable for specific measuring tasks, which are defined by the transfer function of the method.

The challenge of accurately measuring an electrical current increases with its bandwidth. The trapezoidal waveforms commonly seen in power electronics are characterized by periods of constant current and steep transients. For this waveform, the accuracy of the measurement depends on the bandwidth of the current probe. Taking this into consideration, this work shows how to determine what accuracy can be achieved, if a first order low pass filter behaviour (LP1) of the sensor is assumed. Conversely, the minimum bandwidth required for a certain accuracy can be established. LP1 behaviour is common with today's state-of-the-art direct and zero-flux current probes.

If a high accuracy is needed while measuring trapezoidal signals a wide bandwidth including DC is essential.

A detailed analysis of today's measurement systems shows that there are no devices capable of measuring both a large bandwidth including DC and a high amplitude without suffering peak-current frequency derating. This combination, however, would be fundamental for high bandwidth current measurement.

The HOKA principle provides a solution by combining two primary sensors to create a large bandwidth output signal. Unfortunately, this solution has not yet been built in the form of a clamping probe. Also, existing DC-sensors have limited the possibilities of this solution in the acquisition of high frequency, high amplitude currents. This work will address these limitations and suggests solutions in the form of prototypes, here used for current measurement in the field of power electronics.

In the HOKA principle, the DC-sensor captures DC and low frequency currents, while the AC-sensor measures low to high frequency currents. These sensors function independently and have different transfer functions. Their outputs are merged to create a single wide-bandwidth output signal.

There exists a variety of low frequency current measurement principles, each with differing

accuracies and a wide range of maximum measurable amplitudes. The galvanic isolating technique used in some DC-sensors, functions by measuring the magnetic flux concentrated in an iron core surrounding a conductor. This can have a negative impact on the measurement, because the core adds an inductance to the system, eventually affecting the measured current. At high frequencies, the losses created in the core could become so large that a measurement would be possible for only a short period of time, or not at all. To avoid this problem and allow a wide bandwidth current measurement, a new DC-measurement system is presented. High frequency signals will be measured with an air coil and merged with the output of the new DC-measurement system via the HOKA principle described above.

The new DC-sensor uses electrical flux sensors with the giant magnetoresistance (GMR) effect. Instead of an iron core, the flux sensors are each paired with their own biasing coil and aligned in a ring shaped array around the target conductor. In addition to these sensors, the DC-measurement system contains a driving and evaluation circuit. The construction and testing of prototype probes using this concept is described in detail.

To capture the higher frequency current components, an air coil in the form of a clamping probe has been designed and constructed. Merging the output signal of this system with that of the new DC-system via an evaluation circuit, a probe capable of measuring currents over 1000 A and from DC to over 10 MHz with no peak-current frequency derating is built and successfully tested.

Current sources have been constructed to test the characteristics of this new system as well as other state-of-the-art current measurement devices. These sources are capable of producing waveforms identical to those found in power electronics, as well as harmonic-free sinusoidal waveforms used to test the frequency response at high current. With the addition of signal generators and data acquisition devices, the current sources are expanded to entire test racks. Using a systematic approach, these test racks examine the performance of existing measurement solutions and compare them to the new system. In this way, a qualitative and quantitative comparison of the devices is made possible.

The development of power electronic semiconductors leads to increased challenges in wide bandwidth current measurement technology. By combining existing measurement systems with those discussed in this work, these challenges can be overcome.

1 Einleitung

Die Messung des elektrischen Stroms spielt für die Elektrotechnik eine wichtige Rolle – insbesondere für die Leistungselektronik ist sie eine Schlüsseldisziplin.

Die bisherige Strommesstechnik im Haupteinsatzgebiet der Industrieelektronik muss Ströme beliebigen zeitlichen Verlaufs mit Effektivwerten bis zu 500 A messen können. Anwendungen mit Strömen jenseits von 1000 A sind bezüglich der Strommesstechnik gesondert zu betrachten.

Vor allem im Zuge des Trends zum Einsatz eines elektrischen Traktionsantriebs im Automobil werden die Anforderungen erweitert. Durch das typische Spannungsniveau, i. d. R. aufgrund der auf 400 V bis 600 V begrenzten Batteriespannung, in Verbindung mit einer geforderten Nennleistung von 100 kW erreichen die Ströme des aus einer Batterie gespeisten Antriebs Spitzenwerte von 800 A bis 1500 A. Damit werden Messgeräte für Ausgangsströme mit Amplituden bis über 1000 A bei Gleichstrom (DC) und Frequenzen bis hin zu einigen kHz benötigt. Ganz oder teilweise elektrisch angetriebene Fahrzeuge werden neben denen, die ausschließlich mit Verbrennungsmotoren arbeiten, ebenfalls in Schadstoffklassen eingeteilt. So werden unter anderem zur Ermittlung der CO₂-Emissionen Strommessgeräte mit hohen Anforderungen an die Genauigkeit zum Einsatz kommen. Die Umwandlung regenerativer in elektrische Energie kann in großen Photovoltaik- oder Windkraftanlagen sowie bei Anlagen der Meeresenergie mit einer Nennleistung von einigen Megawatt ebenfalls zu Strömen von mehreren hundert bis zu einigen tausend Ampere führen. Stromsensoren, die hier in der Entwicklungsphase oder bei Service und Montage eingesetzt werden, ergänzen das Einsatzgebiet der Strommessung bis 5 kA, das bisher hauptsächlich Bahnantriebe umfasste.

Für diese Anwendungsgebiete ist eine zu öffnende Ausführung des Sensorkopfes in der Form einer Zange besonders vorteilhaft.

1.1 Strommessung in der Leistungselektronik

Zum Zeitpunkt der Entwicklung von getaktet betriebenen Schaltkreisen interessiert den Ingenieur der Leistungselektronik bei der Messung von Strömen in erster Linie deren Ver-

lauf. Hier gilt es das dynamische Verhalten bestmöglich abzubilden – eine im Promille-Bereich genaue Angabe der Stromamplitude ist von untergeordneter Bedeutung. Abhängig vom tatsächlichen Verlauf können Schaltfrequenzen optimiert, Verzögerungs- bzw. Sperrzeiten eingestellt und z. B. Filter zur elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) ausgelegt werden.

Bei der Ermittlung des Wirkungsgrads einer Schaltung, dem Verhältnis von abgegebener Leistung P_{ab} zu aufgenommener Leistung P_{auf} , kann die abgegebene bzw. aufgenommene Leistung als Produkt aus Spannung und Strom herangezogen werden. Für diese Art der Strommessung ist ein sehr präziser Amplitudenwert der Messungen notwendig.

Allerdings wird hierbei nur der Gleichanteil oder die niederfrequente Grundschwingung der Ein- und Ausgangsströme betrachtet. An die Messdynamik eines Amplituden-präzisen Stromsensors werden deshalb nur geringe Anforderungen gestellt.

Stellvertretend für die in der Leistungselektronik eingesetzten gepulsten Schaltungen ist in Abbildung 1.1 ein dreiphasiger Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis dargestellt.

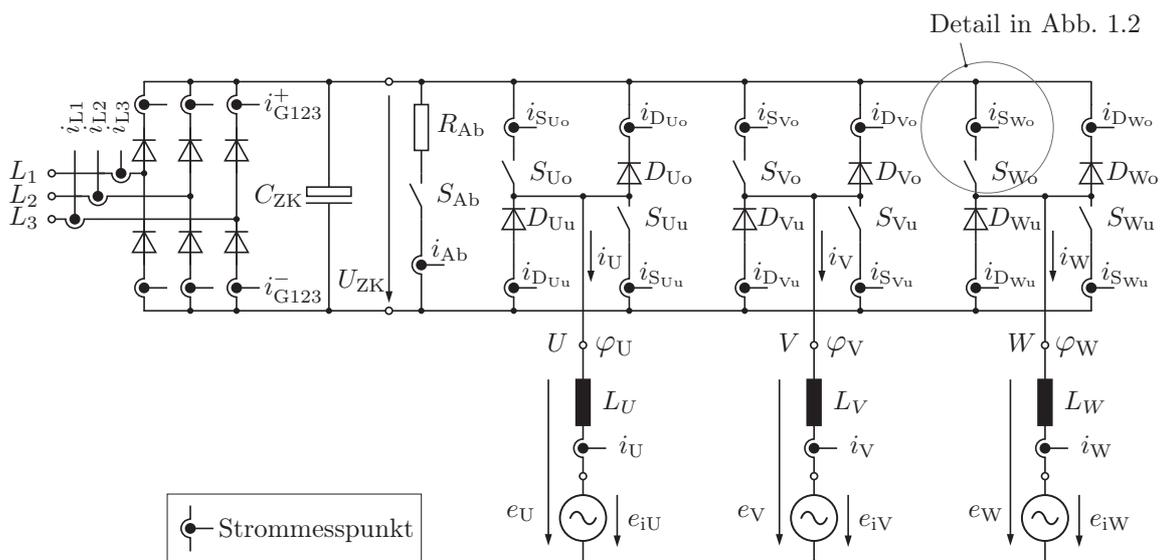


Abbildung 1.1: Strommesspunkte am dreiphasigen Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis und symmetrischem Verbraucher

Die Strommessstellen repräsentieren mögliche Einsatzorte von potentialfreier Strommesstechnik. In Abbildung 1.2 wird eine Strommessaufgabe im Detail betrachtet, um wichtige Begriffe einzuführen. Die im Folgenden vorgestellten Methoden und Aussagen sind grundsätzlich und ebenfalls für andere Topologien und Geräte der Leistungselektronik gültig. Bei einem ortsveränderlichen Einsatz, wie dem abwechselnden Messen in verschiedenen

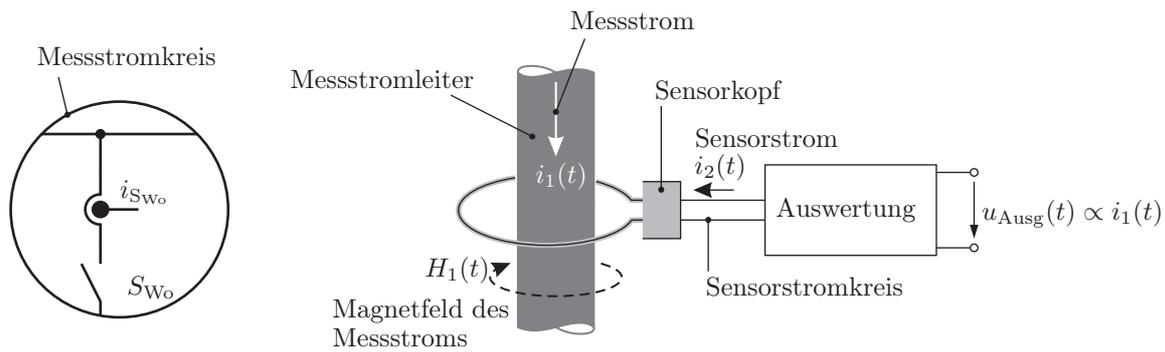


Abbildung 1.2: Übersicht einer berührungslosen Strommessung

Phasen, wird durch einen zu öffnenden Sensorkopf die Demontage der stromführenden Verbindungen vermieden.

1.1.1 Kontinuierliche Stromverläufe

Leistungselektronische Schaltungen sind meist für induktive Lasten ausgelegt. Die Ausgangsströme sind aufgrund der Last selbst oder durch ausgangsseitige Filter als kontinuierlich anzusehen, d. h. hier gibt es keine Sprungstellen und die Ströme verlaufen makroskopisch betrachtet i. d. R. sinusförmig mit variabler Frequenz, siehe Abbildung 1.3 (a). Aufgrund des schaltenden Verhaltens des Wechselrichters enthält der Ausgangsstrom tatsächlich noch eine hochfrequente Restwelligkeit, in dem der Pulsfrequenz entsprechende Oberschwingungen vorkommen.

Die Frequenz der kontinuierlichen Ausgangsströme kann sich von Null bis hin zu einigen Kilohertz bei Amplituden bis zu einstelligen Kiloampere erstrecken.

1.1.2 Gepulste Stromverläufe

Bei der Bereitstellung von elektrischer Energie im Leistungsbereich von einigen Watt bis einigen hundert Kilowatt wird deren Fluss gesteuert, indem die Halbleiterventile¹ der Leistungselektronik gepulst betrieben werden (vgl. Abb. 1.1 und Abb. 1.3 (b)²). So reduzieren sich mögliche Verlustleistungen auf die Schaltvorgänge und die Zeitabschnitte der Stromführung. Allgemein gilt, dass bei höherer Taktfrequenz die energiespeichernden Bauteile kleiner werden. Je schneller ein Schaltvorgang durchgeführt wird, desto geringer ist die

¹Meist Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode (IGBT) oder Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor (MOSFET)

²Üblich ist es ebenfalls die Anstiegs- und Abfallzeiten zwischen den Punkten von 10% und 90% des Maximalwerts anzugeben, da die Signalwechsel in der Realität nicht eindeutig festzulegen sind.

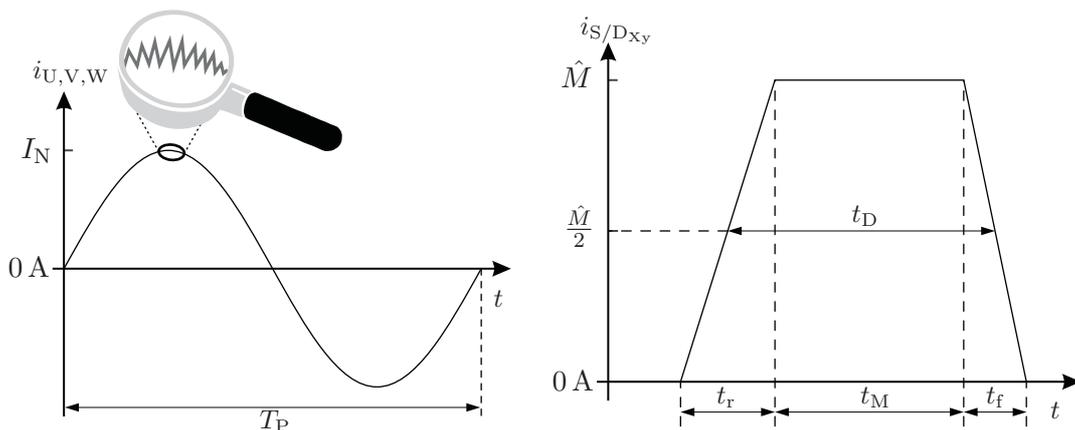
Schaltverlustenergie. Das Bestreben in der Entwicklung von leistungselektronischen Komponenten ist daher, die Schaltfrequenzen bei ebenfalls größer werdenden Strömen stetig ansteigen zu lassen und die Zeiten der Schaltflanken konsequenterweise zu verkürzen.

Im Bereich der Messtechnik muss diese Entwicklung berücksichtigt werden, so dass Strommessgeräte für die Leistungselektronik auf schnelle Schaltflanken und große Ströme mit Gleich- und Wechselanteilen ausgelegt werden. Typischerweise handelt es sich bei den Stromverläufen um nahezu trapezförmige Signale, die auf Null aufsitzend sind und durch das schnelle Schalten der Halbleiter entstehen. Ein beispielhafter Verlauf mit den entsprechenden Kenngrößen ist in Abbildung 1.3 (b) skizziert.

1.1.3 Signalformen und Stromsensoren

Wird der in Abbildung 1.3 (b) dargestellte Impuls periodisch fortgesetzt, entsteht ein Stromsignal, wie es in Abbildung 1.4 zu sehen ist. Das Einführen der Periode T_S erlaubt es, das Stromsignal in eine Fourierreihe nach Anhang A.1 zu entwickeln und es über die Betrachtung der diskreten Fourierkoeffizienten c_k zu analysieren. Das Stromsignal $i(t)$ kann in der Amplituden-Phasen-Notation folgendermaßen dargestellt werden.

$$i(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k2\pi f_S t + \varphi_k) \quad (1.1)$$



(a) Beispielhafter Verlauf des Ausgangsstroms: makroskopisch kontinuierlich, mikroskopisch in der vergrößerten Ansicht als Rippelstrom

(b) Beispielhafter Verlauf der Ventilströme im Wechselrichter mit der Anstiegs- t_r und Abfallzeit t_f , der mittleren Einschaltdauer t_D und der Dauer des Maximalstroms t_M

Abbildung 1.3: Idealisierte Stromverläufe im Wechselrichter aus Abb. 1.1

Über die komplexen Fourierkoeffizienten (siehe Anhang A.1) können die Koeffizienten $c_k = 2|\underline{c}_k|$ und die Winkel $\varphi_k = \arg \underline{c}_k$ angegeben werden.

Für trapezförmige Signale mit gleicher Anstiegs- und Abfallzeit ($t_r = t_f$)³ können die Fourierkoeffizienten folgendermaßen berechnet werden.

$$c_0 = \underline{c}_0 = \hat{M} \cdot \frac{t_D}{T_S} \quad (1.2)$$

$$c_k = 2|\underline{c}_k| = 2\hat{M} \cdot \frac{t_D}{T_S} \left| \frac{\sin(k\pi t_D f_S)}{k\pi t_D f_S} \right| \left| \frac{\sin(k\pi t_r f_S)}{k\pi t_r f_S} \right| \quad \text{für } k \neq 0 \quad (1.3)$$

Dabei werden c_0 als Gleichanteil, c_1 als die Amplitude der Grundschwingung und c_k mit $k \geq 2$ als die Amplituden der Oberschwingungen bezeichnet. Wird das diskrete Spektrum durch eine kontinuierliche Einhüllende ersetzt und werden die lokalen Maximalwerte dieser Einhüllenden mit einer Grenzfunktion verbunden, entstehen in der doppelt-logarithmischen Darstellung drei Abschnitte der Grenzfunktion mit unterschiedlicher Steigung, wie in Abbildung 1.5 dargestellt. Der Übergang zur kontinuierlichen Darstellung geschieht, indem in Gleichung (1.3) $k \cdot f_S$ mit f ersetzt wird, vgl. [1].

Der originale Stromverlauf $i(t)$ kann mit einem Stromsensor nur so genau wiedergegeben werden, wie dieser in der Lage ist, die einzelnen c_k zu messen. Anhand der Gleichung (1.1) ist zu erkennen, dass sich ein Fehler in der Erfassung einer Oberschwingung im endgültigen Signalabbild auswirkt⁴.

Die Grenzfunktion des Spektrums des trapezförmigen Strompulses aus Abbildung 1.5 kann

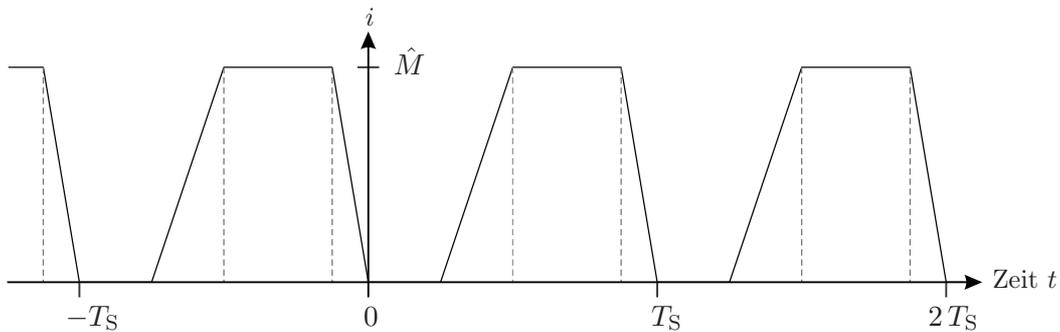


Abbildung 1.4: Periodische Fortsetzung des Stromimpulses aus Abbildung 1.3 (b) zu einem Strompuls

³Eine Darstellung mit unterschiedlichen Anstiegs- und Abfallzeiten ist ebenfalls möglich, allerdings können damit keine vereinfachten weiterführenden Betrachtungen angestellt werden. Falls ein Signalverlauf mit deutlich unterschiedlichen Steigungen analysiert werden soll, muss die kürzere Zeit als maßgeblich angesehen und diese für t_r gewählt werden.

⁴Aufgrund der unterschiedlichen Phasenlagen bei der Addition kann der tatsächlich entstehende Fehler in der Summe kleiner sein, als es der Amplitudenfehler bei einer bestimmten Frequenz ist.

zur Abschätzung einer Messaufgabe herangezogen werden. Dazu wird sie in Abbildung 1.6 allein gezeichnet und die Knickpunkte werden mit charakteristischen Eigenschaften des Pulses parametrisiert. Die Werte der ursprünglichen Größenachse werden auf die Darstellung des Amplitudenfehlers \hat{M}_x zur maximalen Amplitude \hat{M} in der Form eines relativen Fehlers $\hat{x} = \frac{\hat{M}_x}{\hat{M}}$ übertragen. Anhand dieser Darstellung können die folgenden Fragen in guter Näherung beantwortet werden.

1. Bis zu welcher Frequenz kann mit welcher Genauigkeit bei gegebener Bandbreite eines Sensors gemessen werden?
2. Welche Bandbreite wird benötigt, um bei einer gegebenen Frequenz eine geforderte Genauigkeit zu erreichen?

Aus Abbildung 1.6 kann ermittelt werden, wie groß der Amplitudenfehler eines Fourierkoeffizienten maximal werden kann, wenn bei einer vorgegebenen Frequenz mit einem Messfehler gerechnet wird. Andersherum kann mit einem maximal zulässigen Amplitudenfehler \hat{x} in Prozent die Frequenz f_x ermittelt werden, mit der die Grenzfrequenz $f_{g,x}$ des Sensors bestimmt wird.

Wird beispielsweise ein Fehler von $\hat{x} = 10\%$ zugelassen, kann die dazugehörige Frequenz f_{10} abgelesen werden. Dieser Wert ist die Grundlage für die Berechnung der Grenzfrequenz. Sofern eine Grenzfrequenz gegeben ist, kann anhand des umgekehrten Vorgehens der maximal zu erwartende Amplitudenfehler \hat{x} aus der Darstellung ermittelt werden.

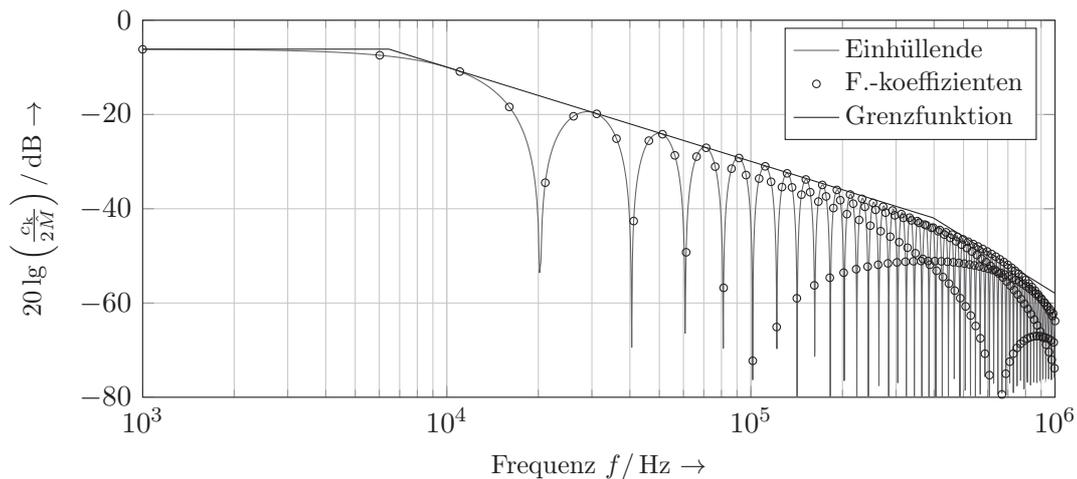


Abbildung 1.5: Amplitudenspektrum der Fourierreihenentwicklung des trapezförmigen Pulses mit kontinuierlich gezeichneter Einhüllenden, sowie deren Grenzfunktion und $\hat{M} = 1000 \text{ A}$, $T_S = 100 \mu\text{s}$, $\frac{t_D}{T_S} = 50\%$ und $t_r = t_f = 0,8 \mu\text{s}$

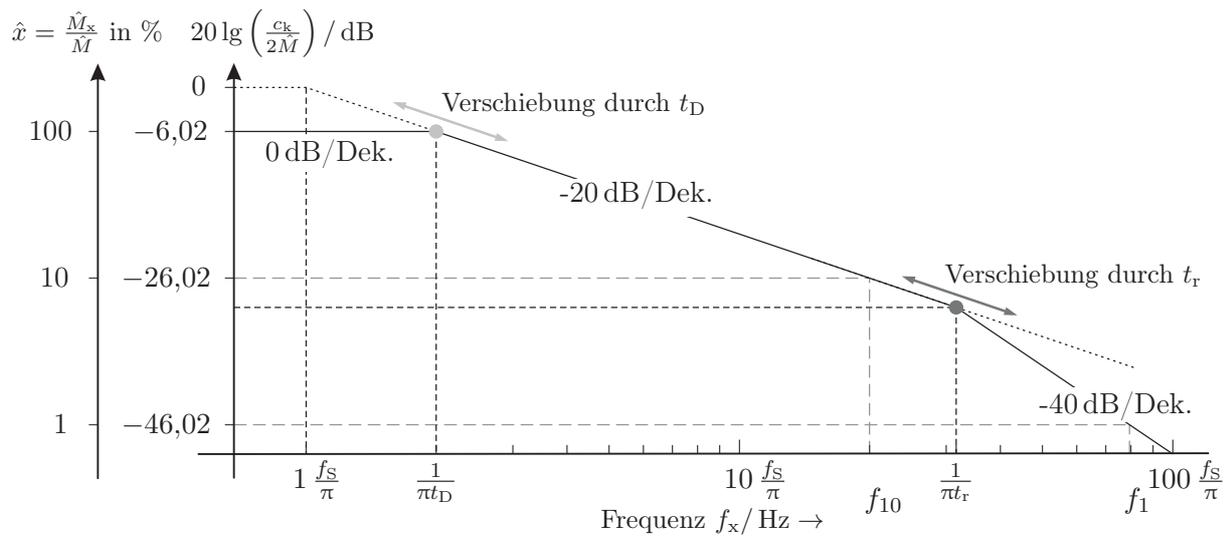


Abbildung 1.6: Grenzfunktion über Frequenz bei trapezförmigem Puls mit relativem Fehler \hat{x}

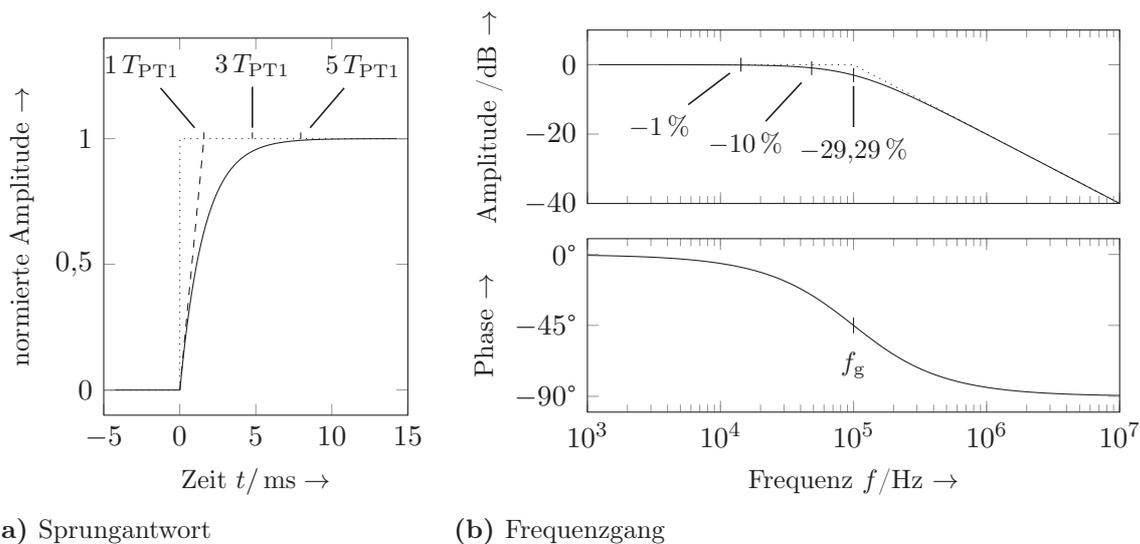


Abbildung 1.7: Normierte Kennlinien ($K_{PT1} = 1$) eines PT1-Glieds mit $f_g = 100$ kHz

Der Frequenzgang eines Stromsensors wird i. d. R. mit einer oberen Grenzfrequenz äquivalent zum PT1-Verhalten und der dazugehörigen 3 dB-Grenzfrequenz $f_g = \frac{1}{2\pi T_{PT1}}$ nach Gleichung (1.4) und dem dynamischen Verhalten nach Abbildung 1.7 angegeben.

$$G_{PT1}(s) = K_{PT1} \cdot \frac{1}{sT_{PT1} + 1} \tag{1.4}$$

Tabelle 1.1: Übersicht der Parameter für ein Beispielsignal

Amplitudenfehler	\hat{x}	10 %	1 %
Maximale Amplitude	\hat{M}	1000 A	
Schaltfrequenz	f_S	10 kHz	
Periodendauer	T_S	100 μ s	
Mittlere Einschaltzeit	t_D	$50 \% \cdot T_S = 50 \mu$ s	
Anstiegs- und Abfallzeit	$t_r = t_f$	$\frac{\hat{M}}{1500 \frac{A}{\mu s}} = \frac{2}{3} \mu$ s	
Zulässiger Amplitudenfehler	\hat{M}_x	$\hat{M}_{10} = 100$ A	$\hat{M}_1 = 10$ A
Fehlerfrei erfassbare Frequenz	f_x	$f_{10} = 63,6$ kHz	$f_1 = 551,3$ kHz
Faktor aus PT1-Verhalten	g_x	$g_{10} = 0,4843$	$g_1 = 0,1425$
3 dB-Grenzfrequenz	$f_{g,x}$	$f_{g,10} = 131,5$ kHz	$f_{g,1} = 3,9$ MHz

Um einen Amplitudenfehler nicht zu überschreiten, müssen bei einem Stromsensor mit PT1-Verhalten die folgenden Punkte berücksichtigt werden.

1. Mit einem zulässigen Fehler \hat{x} bezogen auf die maximal erfassbare Amplitude \hat{M} ergibt sich ein zulässiger Amplitudenfehler von $\hat{M}_x = \hat{x} \cdot \hat{M}$. Damit kann die Frequenz f_x aus Abbildung 1.6 bestimmt werden.
2. Anhand des Frequenzgangs mit PT1-Verhalten wird nach Anhang A.3 ein Faktor g_x festgelegt, um die benötigte 3 dB-Grenzfrequenz $f_{g,x} = \frac{1}{g_x} \cdot f_x$ und damit die obere Grenze der Bandbreite zu bestimmen.

Als Beispiel wird ein Stromsignal herangezogen, das einen periodischen trapezförmigen Verlauf mit den oben eingeführten Parametern gemäß Tabelle 1.1 aufweist. Dieser Stromverlauf wird mit je einem Sensor mit PT1-Verhalten gemessen, wobei ein maximaler Amplitudenfehler von erstens $\hat{x} = 10\%$ und zweitens $\hat{x} = 1\%$ zugelassen wird.

Das ursprüngliche Signal und die beiden Messergebnisse sind in Abbildung 1.8 dargestellt.

In Abbildung 1.6 sind entsprechend der Werte $\hat{x} = 10\%$ und $\hat{x} = 1\%$ die beiden Frequenzen f_{10} und f_1 eingetragen. Damit berechnen sich die jeweiligen 3 dB-Grenzfrequenzen zu $f_{g,10} = 131,5$ kHz und $f_{g,1} = 3,9$ MHz. Die sich ergebenden Werte sind ebenfalls in der Tabelle 1.1 enthalten.

Mit einer höheren Schaltfrequenz f_S verschiebt sich das Ende des ersten Abschnitts der Grenzfunktion in Abbildung 1.6 hin zu höheren Frequenzen. Eine kürzere Zeit t_r hat zur

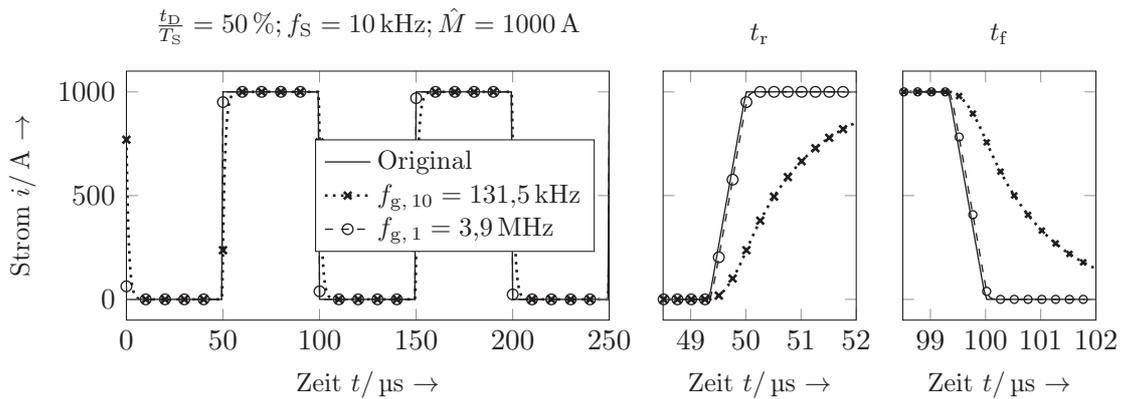


Abbildung 1.8: Original Puls und Puls nach PT1-Gliedern

Folge, dass der dritte Abschnitt mit -40 dB bei höheren Frequenzen anfängt. Beide Änderungen führen dazu, dass die erforderliche Bandbreite eines Stromsensors größer wird. Anhand der Abbildung 1.8 wird deutlich, dass ein für typische Stromsignalverläufe in der Leistungselektronik geeigneter Stromsensor mit PT1-Verhalten eine obere 3 dB -Grenzfrequenz von einigen Megahertz haben muss. Ansonsten werden zwar die Abschnitte mit Gleichanteil im Signal richtig abgebildet, aber die transienten Vorgänge dazwischen sind so entfremdet, dass sie nicht zur Signalrekonstruktion geeignet sind.

1.2 Motivation und Zielsetzung

Generell werden Messgeräte über deren Bandbreite charakterisiert. Die Bandbreite grenzt den Bereich im Frequenzgang ein, in dem das beschriebene Gerät erwartungsgemäß funktioniert. Eine Angabe des Frequenzgangs geht von einer Messung sinusförmiger Signale aus. Soll eine andere Signalform gemessen werden, muss diese zuerst in ihre spektralen Anteile aufgeteilt werden, damit der Begriff der Bandbreite angewendet werden kann.

In den meisten Veröffentlichungen oder Datenblattangaben zu Strommessgeräten speziell für die Leistungselektronik wird der Begriff der Bandbreite benutzt, obwohl die zu messenden Signale nicht sinusförmig verlaufen. In dieser Arbeit soll dazu ein Zusammenhang hergestellt werden, der ohne großen Aufwand praktisch angewandt werden kann.

Strommesswandler und besonders Strommesszangen haben am Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe eine lange Tradition. Sie werden hier für den Einsatz in schnell schaltender Elektronik für große Ströme entwickelt und als Prototypen aufgebaut. Diese Geräte können stetig verbessert werden. Um mögliches Verbesserungspotential aufzudecken und die Funktionsmerkmale unter Beweis zu stellen, müssen entsprechende

Prozessstromquellen zur Verfügung gestellt werden.

Bisher gibt es keine standardisierten Verfahren, Strommessgeräte zu prüfen. Die Angaben zum Frequenzgang werden, sofern sie überhaupt messtechnisch ermittelt werden, bei Ausgangsströmen von Netzwerkanalysatoren in der Größenordnung von ca. 20 mA gemessen. Für Geräte, die Messbereiche von mehreren hundert oder gar tausend Ampere haben, stellen Belastungen mit einigen Milliampere keine aussagefähigen Prüfbedingungen dar. Verluste in elektrischen und magnetischen Komponenten und Nichtlinearitäten aufgrund von Sättigung und andere Eigenschaften werden erst bei entsprechend großen Stromamplituden so ausschlaggebend, dass relevante Beeinflussungen der Messergebnisse zu erwarten sind. Damit Strommessgeräte bei der vorgegebenen Nennbelastung getestet werden können, werden im Rahmen der vorliegenden Arbeit verschiedene Prozessstromquellen zur Prüfung von Strommessgeräten entwickelt und zum Einsatz gebracht.

Weiterhin ist die traditionelle Bauweise der Strommesszangen des Instituts zu hinterfragen und es soll nach alternativen Ansätzen für breitbandige Strommessverfahren gesucht werden. Dazu sind insbesondere aktuelle Sensorschaltkreise zur Magnetfeldmessung geeignet, die neue Ansätze der Auswertung nach sich ziehen. Das von Hofer-Noser und Karrer entwickelte Konzept der stoßfreien Verkopplung (HOKA, [2]) hat in den bisherigen Ausführungsformen eine Schwäche in der Erfassung von DC und niederfrequenten Strömen. Um diese Schwäche zu beheben, wird ein Ansatz mit riesenmagnetoresistiven (*giant magnetoresistive* – GMR) Sensoren verfolgt. Mit diesem Ansatz wird ein Prototyp einer Strommesszange aufgebaut und in Betrieb genommen.

1.3 Struktur dieser Ausarbeitung

Nachdem die grundsätzliche Problematik der Strommessung in der Leistungselektronik in Kapitel 1 vorgestellt wird, folgt im Kapitel 2 eine detaillierte Auseinandersetzung mit den Signalformen der dort auftretenden Ströme. Diese Analyse beruht auf der Theorie der Fourier-Reihenentwicklung und führt zu einer kompakten Darstellung.

Im Kapitel 3 werden die nach heutigem Stand der Technik für die Strommessung in leistungselektronischen Schaltungen und deren Umfeld relevanten physikalischen Prinzipien und deren Anwendung anhand einer Auswahl von Aufbauten dargestellt, die sich für Messgeräte eignen. Aus dieser Zusammenstellung geht hervor, dass für die unterschiedlichen Schwerpunkte einer Messaufgabe jeweils ein entsprechendes Messgerät benötigt wird.

Im anschließenden Kapitel 4 wird ein Konzept vorgestellt, das die Eigenschaften von mehreren anderen vereint. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Erfassung der nie-

derfrequenten Ströme, welche mit einer innovativen Ansteuerung und Auswertung von Magnetfeldsensoren realisiert wird.

Die zum Testen der Strommessgeräte aufgebauten Prozessstromquellen werden im Kapitel 5 im Detail vorgestellt. Anschließend werden in Kapitel 6 die damit aufgenommenen Messungen präsentiert. Im Kapitel 7 wird diese Arbeit zusammengefasst und es werden offene Punkte für anschließende Arbeiten benannt.

2 Anforderungen an einen Stromsensor

Die Darstellung des Ausschnitts eines Pulses in Abbildung 2.1 definiert die wichtigen Randbedingungen und Parameter für dieses Kapitel. Anhand dieser Definition werden folgende Punkte untersucht:

1. Aus welchen Frequenzanteilen setzt sich ein trapezförmiger Stromverlauf zusammen?
2. Welche Parameter beeinflussen die Messung eines Stromimpulses?
3. Welche Auswirkung hat die periodische Fortsetzung auf diese Parameter?
4. Wie groß muss die Bandbreite eines Stromsensors gewählt werden?
5. Worauf hat die Bandbreite keinen Einfluss?

Sollen sowohl die Gleichgrößen als auch die Wechselanteile sowie die transienten Vorgänge zwischen zwei stationären Zuständen erfasst werden, muss ein Messgerät zur Verfügung stehen, das einen großen Frequenzbereich erfassen kann. Außerdem werden in [3] wichtige technische Anforderungen an ein Strommessgerät formuliert, siehe Tabelle 2.1.

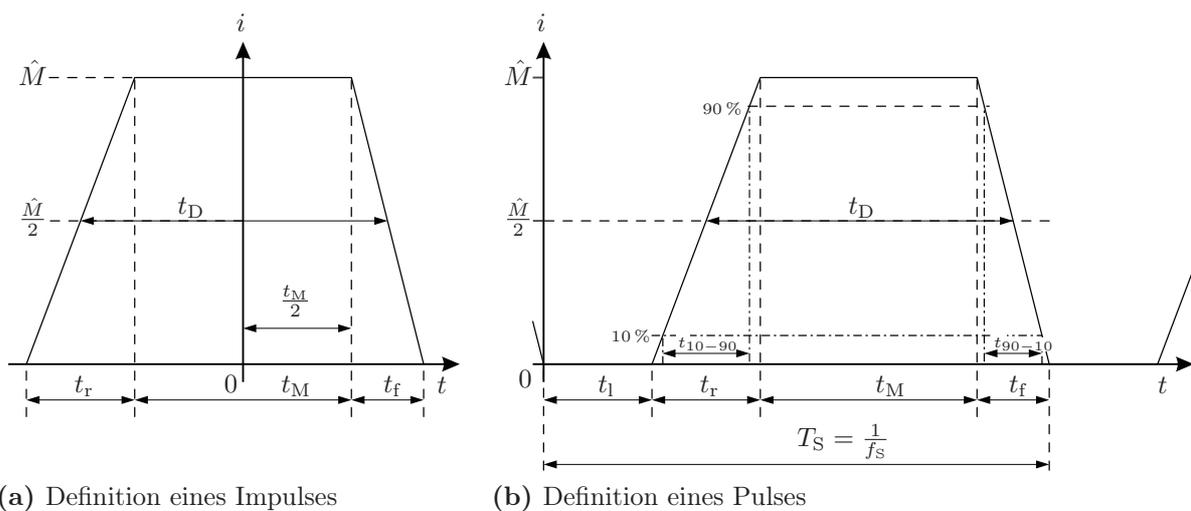


Abbildung 2.1: Definition von Signalverläufen

Tabelle 2.1: Anforderungen an Strommessgeräte in der Leistungselektronik

Zeitverhalten	Kurze und konstante Signalverzögerung
Bandbreite	Mischströme (Gleich- und Wechselströme) Stromsteilheiten über 1 kA/μs erfassbar
Messfehler	Klein im gesamten Messbereich Kleiner 1 % vom Endwert Geringe Temperaturabhängigkeit Überlastsicherheit
Messstromkreis	Kein zusätzliches Einfügen einer Streuinduktivität Galvanische Trennung mit ausreichender Isolationsfestigkeit Immunität gegenüber großem du/dt

2.1 Impuls

Wird ein Impuls aus der Reihe der möglichen Schaltspiele der Wechselrichterventile betrachtet, so gilt der Stromverlauf in Abbildung 2.1 (a). Um die notwendigen Randbedingungen für ein Strommessgerät hinsichtlich seiner Bandbreite zu klären, wird dieser Impuls anhand der Fourier-Transformation näher untersucht. Der Zusammenhang zwischen der Analyse periodischer und nicht-periodischer Signale wird in Anhang A.2 aufgezeigt. Das kontinuierliche Amplitudendichtespektrum dieses Impulses hängt von der Dauer t_M und der Anstiegszeit t_r bzw. Abfallzeit t_f ab und lässt sich als Fourier-Transformierte $I(j\omega)$ folgendermaßen angeben:

$$I(j\omega) = -\frac{\hat{M}e^{-j\omega(\frac{t_M}{2}+t_f)}(t_f(e^{j\omega(t_r+t_M+t_f)} - e^{j\omega(t_M+t_f)}) + t_r(1 - e^{j\omega t_f}))}{\omega^2 t_r t_f} \quad (2.1)$$

In Abbildung 2.2 ist das Amplitudendichtespektrum für den Impuls aus Abbildung 2.1 (a) mit $t_r = t_f$ und Stromänderungsgeschwindigkeiten von jeweils $\frac{\hat{M}}{t_{r,f}} = 1, 5 \frac{\text{kA}}{\mu\text{s}}$ sowie verschiedenen Zeiten t_M dargestellt. Die Dauer t_M beeinflusst das Maximum bei 0 Hz sowie die Frequenzen der weiteren lokalen Maxima. Hierin ist zu erkennen, dass, je länger der Zeitabschnitt t_M ist, desto größer die Energie im Stromsignal wird.

Der Einfluss der Anstiegs- und Abfallzeiten ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Hier werden mit einem festen t_M die Zeiten t_r und t_f aus Gleichung (2.1) variiert. Die unterschiedlichen Zeiten führen zu leichten Verschiebungen des Kurvenverlaufs, der Einfluss der Flanken-

steilheit ist unter der Einhaltung der Randbedingung $t_D \gg t_{r,f}$ allerdings kaum ersichtlich.

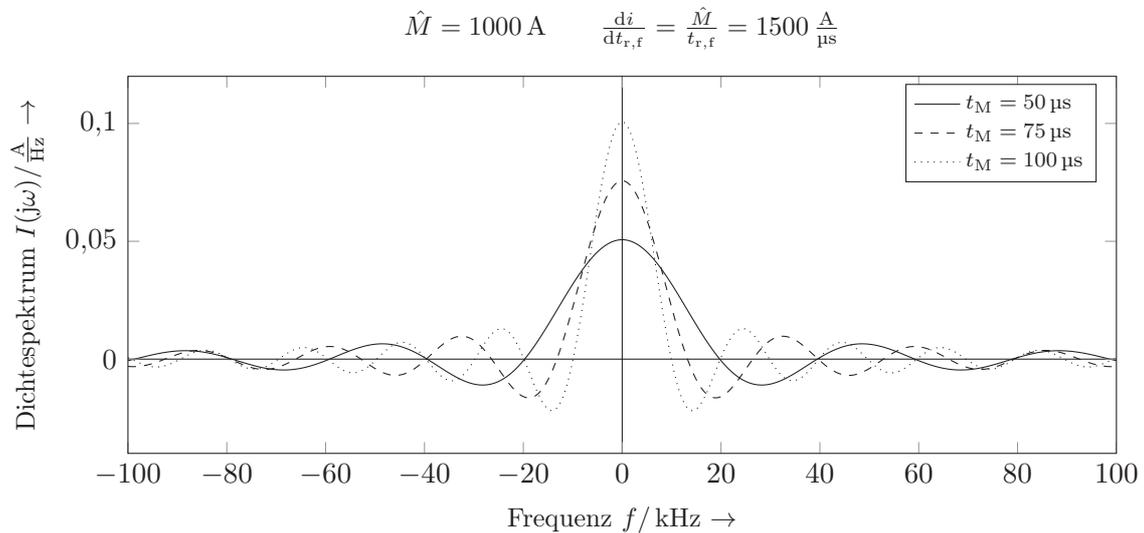


Abbildung 2.2: Amplitudendichtespektrum des Impulses aus Abb. 2.1 (a) mit verschiedenen Werten für t_M (Dauer des Maximalwerts)

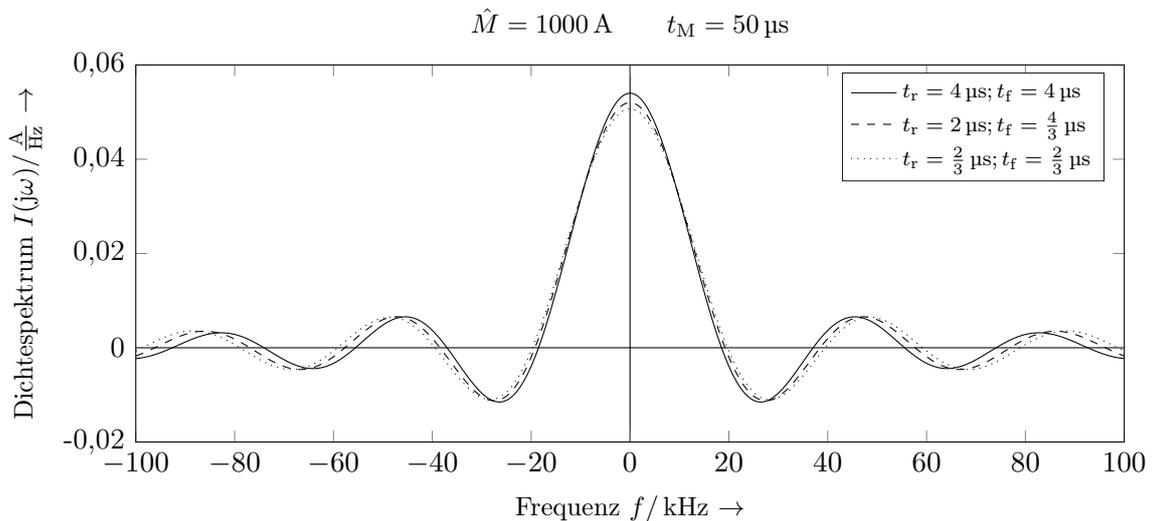


Abbildung 2.3: Amplitudendichtespektrum des Impulses aus Abb. 2.1 (a) mit variierten Parametern t_r und t_f (Steilheit der Flanken)

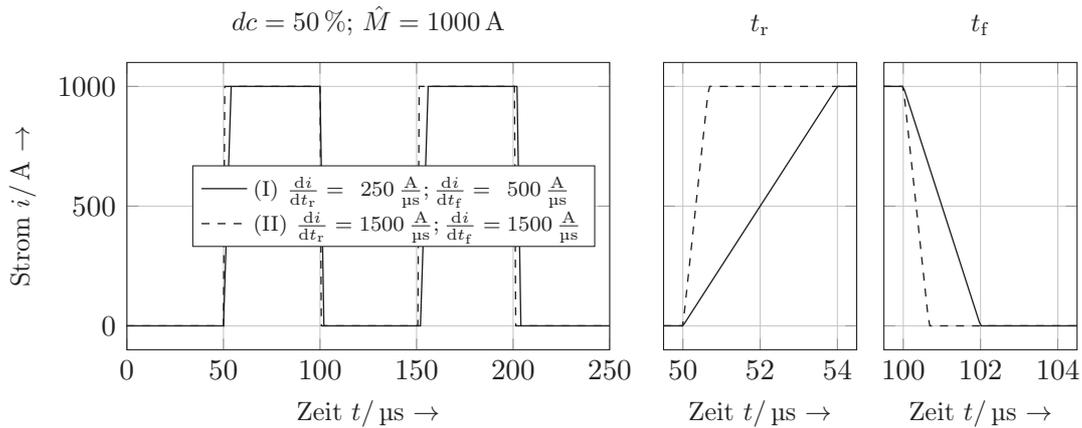


Abbildung 2.4: Beispielhafter (idealisierter) Puls mit $f_S = 10 \text{ kHz}$ und $\hat{M} = 1000 \text{ A}$

2.2 Puls

Die Fourierreihenentwicklung eines Pulses liefert mit den Fourierkoeffizienten c_k direkt Amplitudenwerte der in dem Puls enthaltenen Grundschwingung sowie der Oberschwingungen, siehe Abschnitt 1.1.3. Die Fourierkoeffizienten c_k können alternativ aus den Amplitudendichte-Funktionen bestimmt werden, wenn diese in Zeitintervallen mit T_S abgetastet werden und bestimmte Voraussetzungen erfüllen (vgl. [4]). Der Zusammenhang zwischen Fourier-Transformierter und Fourierkoeffizienten für Pulse kann mit Gleichung (2.2) angegeben werden.

$$c_k = \frac{1}{T_S} \cdot I(k \cdot j2\pi f_S) \quad (2.2)$$

Die Ansteuerung der Halbleiterventile in Wechselrichtern wird mit Modulationsverfahren realisiert. Je nach Verfahren kann die Schaltfrequenz f_S variabel oder konstant sein. Die Pulsweitenmodulation (PWM) arbeitet mit einer konstanten Schaltfrequenz $f_S = 1/T_S$. Hierbei entsteht ein Puls mit trapezförmigen Stromverläufen (vgl. Abb. 2.1 (b)), der anhand der Fourierkoeffizienten analysiert werden kann.

Ein beispielhafter Puls ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Die dazugehörigen Fourierkoeffizienten $c_k = 2 \cdot |c_k|$ sind als Punkte des kontinuierlichen Spektrums der Fourier-Transformation eines Impulses in Abbildung 2.5 zu sehen. Die Amplituden der Oberschwingungen hängen vom Aussteuergrad dc (Verhältnis von Einschaltzeit t_D zu Periodendauer T_S – *duty cycle*: $dc = \frac{t_D}{T_S}$) und von der Flankensteilheit $\frac{di}{dt^*} = \frac{\hat{M}}{\min(t_r, t_f)}$ ab. Der Zusammenhang zwischen zu erwartender Amplitude bei einer bestimmten Frequenz und dem Aussteuergrad dc sowie der Periodendauer T_S bzw. der Schaltfrequenz f_S ist unter der Annahme $t_r^* = \min(t_r, t_f)$ in der Grafik in Abbildung 2.6 nach [1] ersichtlich.

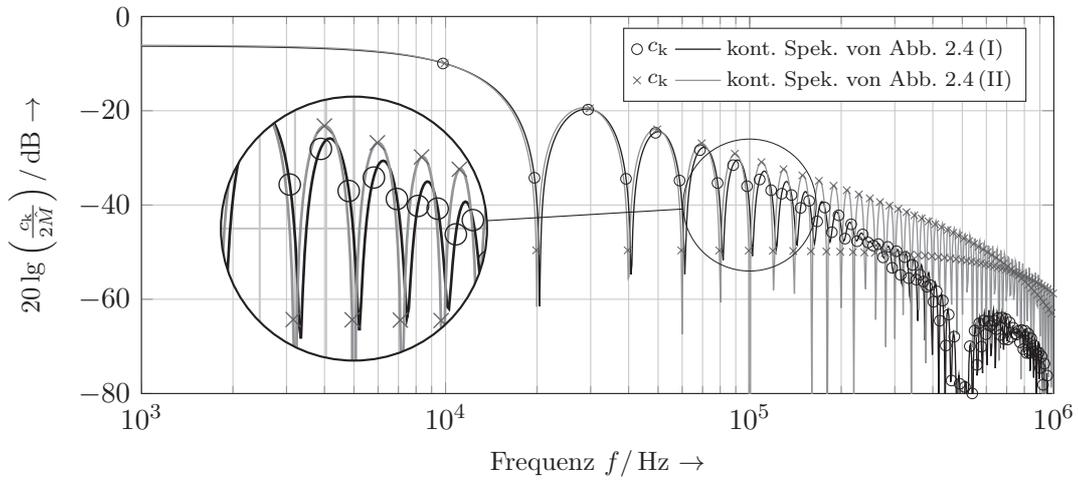


Abbildung 2.5: Enthaltener Anteil an Oberschwingungen des Pulses ermittelt aus Fourierzerlegung

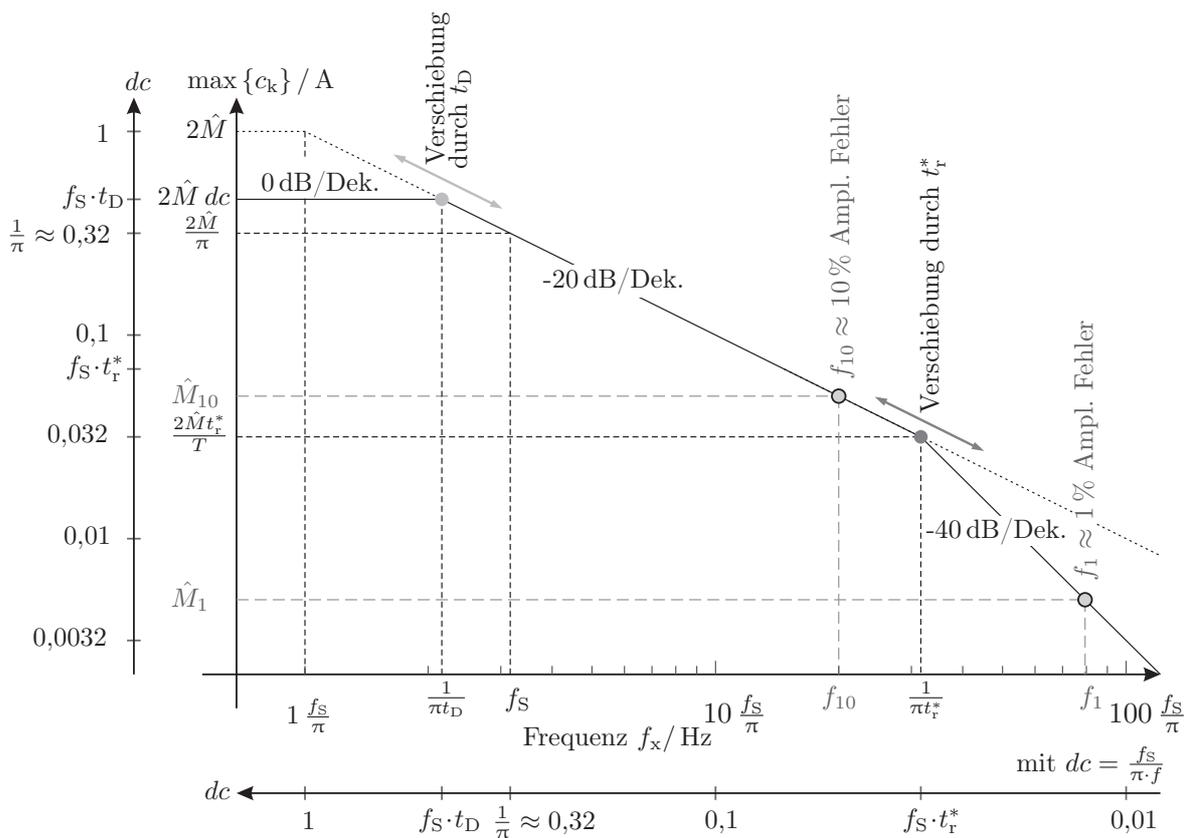


Abbildung 2.6: Grenzfunktion der in einem trapezförmigen Puls enthaltenen Amplituden (Fourierkoeffizienten) [1]

Die durchgezogene Kurve beschreibt den Verlauf der Grenzfunktion der Fourierkoeffizienten (c_k siehe Gleichung (1.1)). Auffällig sind die drei Abschnitte mit unterschiedlichen Steigungen, die je nach Einschaltzeit und Anstiegs- bzw. Abfallzeit variieren.

1. Im Bereich kleiner Frequenzen gilt bis $f_x \leq \frac{1}{\pi t_D}$ eine Steigung von 0 dB pro Dekade.
2. Der Frequenzbereich von $\frac{1}{\pi t_D} \leq f_x \leq \frac{1}{\pi t_r^*}$ hat eine Steigung von -20 dB pro Dekade.
3. Für $f_x > \frac{1}{\pi t_r^*}$ fällt die Kurve mit -40 dB pro Dekade.

Daraus ist zu erkennen, dass die Amplituden der Oberschwingungen abhängig sind von:

- der Aussteuerung (siehe: Verschiebung durch t_D) und
- der Flankensteilheit (siehe: Verschiebung durch t_r^*).

2.3 Anwendungsbeispiel

Anhand der Abbildung 2.6 kann auf eine benötigte Grenzfrequenz bei einem maximal zulässigen Fehler eines Stromsensors geschlossen werden. Hierzu wird das Beispiel aus dem Abschnitt 1.1.3 aufgegriffen und ein Sensor mit PT1-Verhalten an der oberen Bandgrenze und 1 % bzw. 10 % Amplitudengenauigkeit bezogen auf den Maximalwert des Messbereichs, also \hat{M}_1 bzw. \hat{M}_{10} , betrachtet. Werden diese Ordinaten (\hat{M}_1 und \hat{M}_{10}) im Diagramm eingetragen, ergeben sich an den Schnittpunkten mit der Grenzfunktion die entsprechenden Frequenzen f_1 und f_{10} . Aus diesen Frequenzen kann auf die benötigte 3 dB-Grenzfrequenz $f_{g,x}$ des Sensors geschlossen werden.

Wird beispielsweise der Puls aus Abbildung 2.4 mit $\frac{di}{dt_{r,f}} = 1500 \frac{A}{\mu s}$ und $dc = 50\%$ sowie $\hat{M} = 1000 A$ angenommen, können die Frequenzen f_1 und f_{10} unter Beachtung des Abschnitts der Grenzfunktion (Steigung) aus dem Diagramm ermittelt werden.

$$f_x = \frac{f_S}{\pi} \cdot \frac{2\hat{M}}{\hat{M}_x} \quad \text{für } -20 \text{ dB/Dek.-Abschnitt} \quad (2.3)$$

$$f_x = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{2\hat{M}f_S}{t_r^* \hat{M}_x}} \quad \text{für } -40 \text{ dB/Dek.-Abschnitt} \quad (2.4)$$

Damit ergeben sich die 3 dB-Grenzfrequenzen $f_{g,x}$ für 1 % und 10 % Fehler nach Tabelle 2.2 zu den Werten aus Gleichungen (2.5) bis (2.6)¹.

$$f_{g,10} = \frac{1}{0,4843} \cdot f_{10} = \frac{1}{0,4843} \cdot 63,662 \text{ kHz} = 131,5 \text{ kHz} \quad (2.5)$$

$$f_{g,1} = \frac{1}{0,1425} \cdot f_1 = \frac{1}{0,1425} \cdot 551,33 \text{ kHz} = 3,9 \text{ MHz} \quad (2.6)$$

Wird nun der Verlauf des Originalsignals jeweils durch ein PT1-Filter mit den beiden 3 dB-Grenzfrequenzen aus den Gleichungen (2.5) bis (2.6) gefiltert, ergeben sich die zeitlichen Verläufe aus Abbildung 1.8. Die dazugehörigen Amplitudenfehler werden im Vergleich der Fourierkoeffizienten des ursprünglichen Verlaufs (c_k) mit den gefilterten Verläufen (c_{k_x}) sichtbar. In der Abbildung 2.7 sind oben die Abweichungen der Koeffizienten zum Originalsignal dargestellt und unten wird das Überschreiten der entsprechenden Fehlergrenze bei den zuvor ermittelten Frequenzen f_1 und f_{10} bestätigt.

Tabelle 2.2: Kenngrößen zum PT1-Glied (vgl. Abb. 1.7)

Amplitudenfehler	Frequenz	Dämpfung
29,2893 %	f_g	-3 dB
10 %	$0,4843 \cdot f_g$	-0,9151 dB
1 %	$0,1425 \cdot f_g$	-0,0873 dB

Die Fehlerkurven (Fehler von c_{k_x}) in Abbildung 2.7 schneiden die jeweiligen Grenzen an der Frequenzstelle f_x aus dem Diagramm in Abbildung 2.6.

Im zeitlichen Verlauf in Abbildung 1.8 ist der absolute Fehler, d. h. die Differenz zwischen Original- und gefiltertem Signal, zeitweise größer als der zugelassene Amplitudenfehler, wie in Abbildung 2.8 zu erkennen ist.

Dieser größere Fehler kann mit dem Zeitverhalten des angenommenen PT1-Glieds anhand der Abbildung 2.9 erläutert werden. Durch die Filterwirkung entsteht nach einer Einschwingdauer von ca. $5T_{PT1}$ eine Verzögerung von T_{PT1} . Die Einflüsse der Einschwingdauer und der Verzögerung können relativ klein gehalten werden, wenn die Grenzfrequenz $f_{g,x} = \frac{1}{2\pi T_{PT1}}$ des Sensors so gewählt ist, dass $t_r^* \ll T_{PT1}$ gilt. Der Stromverlauf wird dann grundsätzlich richtig abgebildet und die Verzögerung könnte mit der Kenntnis der Grenzfrequenz sogar kompensiert werden. Ansonsten würde der ursprüngliche Verlauf stark verfälscht abgebildet, vgl. Abbildung 1.8.

¹Die Faktoren 0,1425 und 0,4843 ergeben sich anhand des Frequenzgangs eines PT1-Glieds (siehe Anhang A.3).

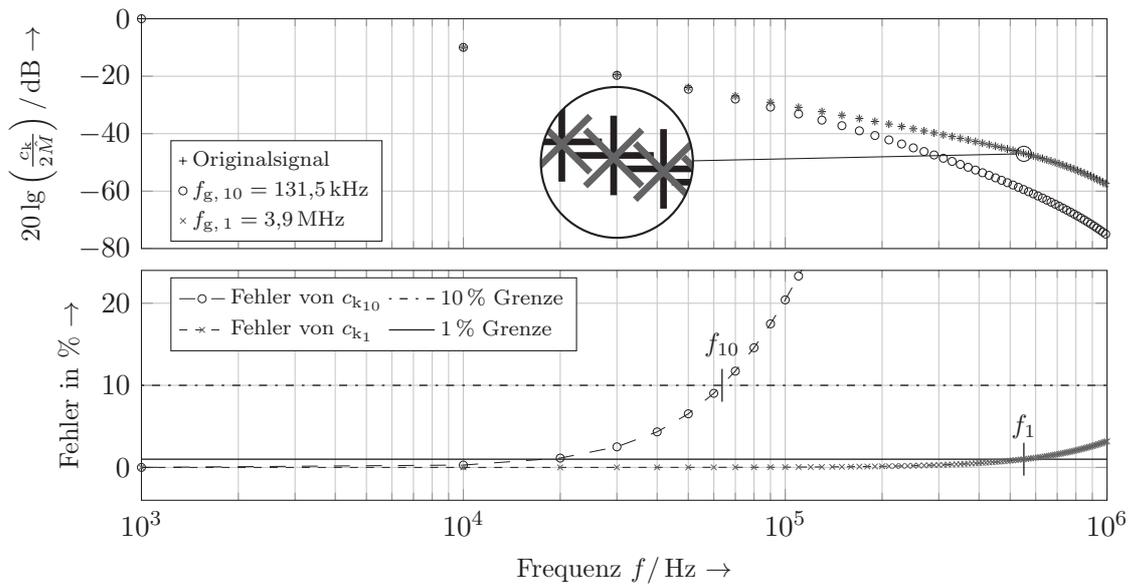


Abbildung 2.7: Vergleich der Fourierkoeffizienten mit Originalsignal

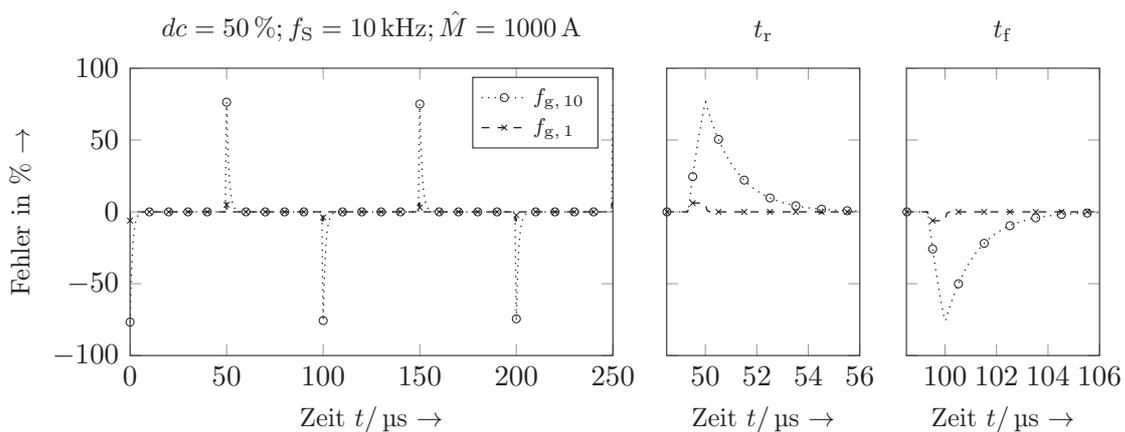


Abbildung 2.8: Prozentualer Fehler der Signale nach dem PT1-Glied zum Originalsignal

Hier ist anzumerken, dass mit der oben vorgestellten Berechnung ein Amplitudenfehler im unteren einstelligen Prozentwert oder kleiner anzusetzen ist, um ein möglichst getreues Abbild des Stromverlaufs zu erhalten.

Generell wird die Entwicklung der Halbleiter für selbstgeführte Stromrichter (ein- und ausschaltbare Ventile) dazu führen, dass die Stromtragfähigkeit steigt (\hat{M} wird größer) und dass die Schaltflanken steiler werden (t_r^* kürzer bei gleicher Amplitude).

Im Hinblick auf die Bandbreite eines Strommessgeräts für den Einsatz in leistungselektronischen Schaltungen muss dieser Aspekt berücksichtigt werden. Für einen generellen

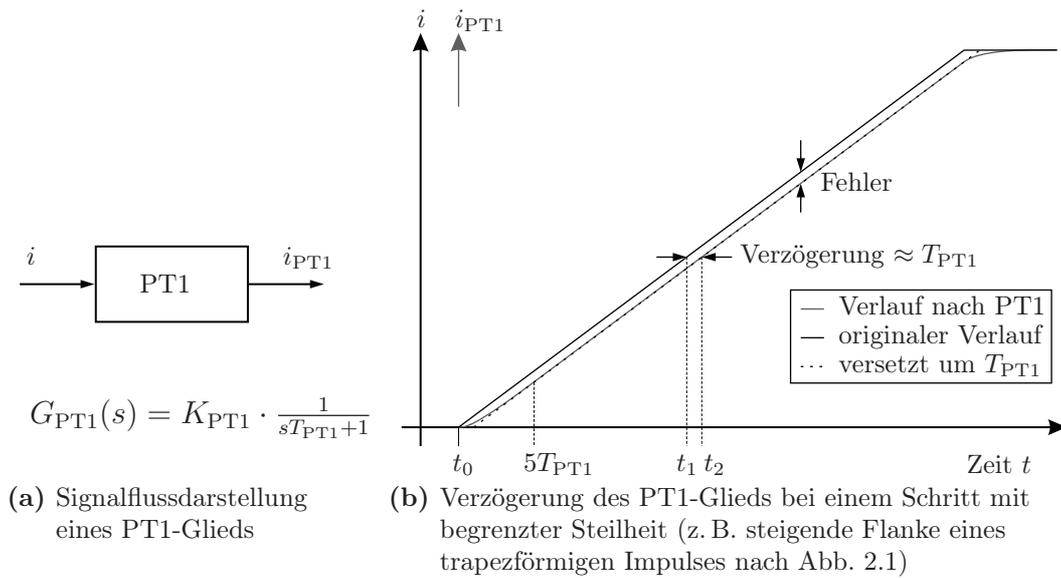


Abbildung 2.9: Abweichungen zum Originalsignal bei PT1-Filterung

Einsatz ergeben sich damit – PT1-Verhalten vorausgesetzt – Grenzfrequenzen im Bereich von ca. $f_g = 10 \text{ MHz}$.

3 Strommessgeräte für den Laboreinsatz

Die Technik zur Strommessung muss differenziert betrachtet werden, da es für die unterschiedlichen Einsatzfälle verschiedene Lösungsansätze gibt. So muss z.B. deutlich zwischen einer Serienkomponente zur Strommessung in einem industriellen Massenprodukt und einem speziellen Labormessgerät unterschieden werden. Dies spiegelt sich u. a. im Messbereich, in der Genauigkeit und im Preis der Geräte bzw. Komponenten wieder. Im gesondert zu betrachtenden Bereich der Strommessgeräte mit zu öffnendem Sensorkopf gilt es weiterhin Unterschiede zwischen dem zu erfassenden Frequenzbereich und der zugelassenen Amplitude zu beachten.

3.1 Messprinzipien

Die Prinzipien der Strommessung bestehen entweder darin, den zu messenden Stromverlauf als ein Spannungssignal abzubilden oder die Stromstärke sehr deutlich abzusenken, um dann nur einen festen Bruchteil des eigentlichen Stroms als Messsignal auszugeben. Unterschiedliche physikalische Effekte bieten für verschiedene Anwendungsfälle eine Vielzahl von Möglichkeiten der Strommessung. Entweder wird ein Prinzip für sich in einem Messgerät realisiert oder es werden zwei oder mehrere Prinzipien zusammen kombiniert und gegebenenfalls durch eine Auswerteelektronik erweitert.

3.1.1 Potentialgebundene Strommessung

Bei potentialgebundenen Strommessgliedern wird ein Spannungsabfall über einem ohmschen Widerstand gemessen, der entweder explizit in den Messstromleiter eingefügt wird oder systembedingt vorhanden ist, wie z. B. der Durchlasswiderstand eines MOSFETs. Die Anforderungen an eine nachgeschaltete Potentialtrennung oder Auswerteschaltung steigen, wenn kein festes Bezugspotential vorhanden ist.

3.1.2 Berührungslose Strommessung

Bei der berührungslosen Strommessung werden Messprinzipien eingesetzt, die das den Messstromleiter umgebende Magnetfeld auswerten. Die Anforderungen an den magnetischen Kreis des Sensorkopfes und damit an dessen mechanische Konstruktion werden umso höher, je genauer die Strommessung sein soll, je größer die Bandbreite der Messung sein muss und je größer ein möglicher Gleichanteil im Strom sein darf.

Für den Laboreinsatz ist es oft hilfreich, wenn der Sensorkopf mechanisch zu öffnen ist. Dies erschwert die mechanische Konstruktion weiter. Stets gilt es, den Stromfluss im Messstromleiter durch den Stromsensor nicht zu beeinflussen. Insbesondere darf die Eigeninduktivität des Messstromkreises nicht nennenswert erhöht werden.

Die berührungslose Strommessung ermöglicht wegen des Fehlens einer galvanischen Verbindung zum Messstromleiter eine vergleichsweise unkomplizierte Potentialtrennung.

3.2 Sensoren für die magnetische Induktion

Sensoren für die magnetische Induktion liefern in einem bestimmten Bereich ein dem Magnetfeld proportionales Ausgangssignal, welches wiederum der zu messenden Stromstärke entspricht. Diese Sensoren können ohne Weiteres direkt zur Strommessung verwendet werden oder werden im Sensorkopf von Strommessgeräten in Kombination mit anderen Komponenten eingesetzt. Im Folgenden werden die für spätere Ausführungen in dieser Arbeit wichtigen Induktionssensoren vorgestellt.

3.2.1 Eigenschaften bewegter elektrischer Ladungen

Für den Einsatz als Induktionssensor werden die auf magnetische Felder empfindlichen Elemente oft zu einer Messbrückenschaltung (z. B. Wheatstone-Vollbrücke, vgl. Abb. 3.1) bestehend aus i. d. R. vier Elementen zusammengefügt.

Die den einzelnen Elementen zugrundeliegenden physikalischen Effekte beruhen auf der Wirkung der Lorentzkraft und von magnetischen Momenten auf bewegte elektrische Ladungen. Mit einer elektrischen Anregung in Form eines Stroms I kann ein gerichtetes Magnetfeld \vec{H} ausgewertet werden.

3.2.1.1 Hall-Effekt-Generatoren

Der Hall-Effekt wurde im Jahr 1879 von Edwin H. Hall entdeckt. Als Hall-Spannung U_{Hall} wird diejenige Spannung in Abbildung 3.2 (a) bezeichnet, die nötig ist, um ein Gleichge-

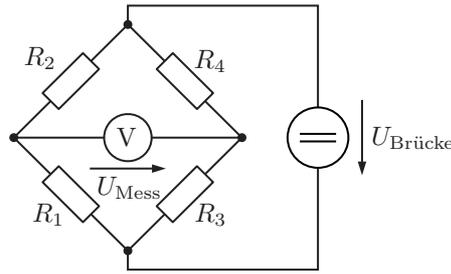


Abbildung 3.1: Schaltbild einer Brückenschaltung

wicht der Kräfte in einem in x -Richtung vom Strom I durchflossenen Leiter der Breite b_S und der Dicke d_S , auf den senkrecht dazu in z -Richtung ein Magnetfeld H_z wirkt, herzustellen. Aufgrund der Lorentz-Kraft (bewegte Ladungen im Magnetfeld) werden Elektronen in y -Richtung verschoben und bilden über die Trennung der Ladungsträger an den gegenüberliegenden Seiten eine elektrische Gegenkraft (F_{el}) aus, bis der Gleichgewichtszustand erreicht ist und an diesen Seiten eine messbare Spannung U_{Hall} entsteht (vgl. [5]). Die Hall-Spannung U_{Hall} reagiert auf Strom- und Magnetfeldänderungen bis zu einer oberen Grenze der Änderungsfrequenz und einem maximalen Betrag der magnetischen Induktion im Sensormaterial unmittelbar und proportional. Die geringere Ladungsträgerdichte bei Halbleitern gegenüber Metallen hat eine höhere Ladungsträgergeschwindigkeit bei gleicher Stromstärke zur Folge und bewirkt so eine höhere Hall-Spannung. Deshalb werden Hall-Effekt-Generatoren bevorzugt mit stark dotierten Halbleitermaterialien aufgebaut. Dabei gilt die Hall-Konstante A_{Hall} nach [5] als ein Maß der Empfindlichkeit.

$$U_{Hall} = A_{Hall} \cdot \frac{I \mu_0 \mu_r H_z}{d_S} = A_{Hall} \cdot \frac{I B_z}{d_S} \quad (3.1)$$

Für stark dotierte Halbleiter wird die elektrische Leitfähigkeit nur von einer Ladungsträgerart bestimmt und A_{Hall} kann anhand der Ladungsträgerdichte n und der Ladung q eines Ladungsträgers bestimmt werden.

$$A_{Hall} = \frac{1}{n \cdot q} \quad (3.2)$$

Hall-Elemente werden nach ihrem von der magnetischen Induktion abhängigen Hall-Widerstand R_{Hall} charakterisiert.

$$R_{Hall} = \frac{U_{Hall}}{I} = A_{Hall} \cdot \frac{B_z}{d_S} \quad (3.3)$$

Ein typischer Kennlinienverlauf ist in Abbildung 3.2 (b) dargestellt.

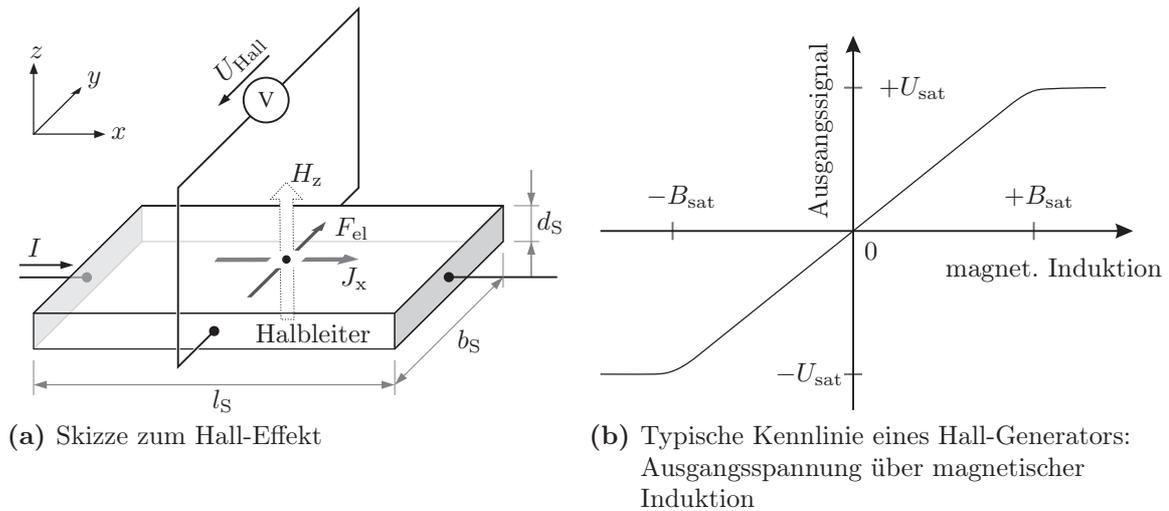


Abbildung 3.2: Prinzip und Kennlinie des Hall-Effekts

3.2.1.2 Magnetoresistive Sensoren

Magnetoresistive (MR) Effekte führen in elektrisch leitfähigen Materialien zu einer Widerstandsänderung unter Einfluss eines Magnetfelds. Dabei werden die Ladungsträger von ihren geradlinigen Bewegungen abgelenkt und legen eine längere Wegstrecke zurück. Der Einfluss eines Magnetfelds auf die Widerstandsänderung hängt von der Leitfähigkeit ab; bei großer Leitfähigkeit wird ein sehr starkes Magnetfeld benötigt, um diesen Effekt zu bemerken, bei geringerer Leitfähigkeit ein schwächeres. Für Sensoren werden die benötigten Materialien in Dünnschichtverfahren auf ein Trägersubstrat aufgebracht.

Die Widerstandsänderung $\Delta R_{\text{MR}} = R_{\text{H}} - R_{\text{H0}}$, wobei R_{H} der Widerstandswert unter Einfluss eines Magnetfelds und R_{H0} der Wert ohne Magnetfeld ist, führt zur Angabe des MR-Effekts nach folgendem Verhältnis:

$$\frac{\Delta R_{\text{MR}}}{R_{\text{H0}}} = \frac{R_{\text{H}} - R_{\text{H0}}}{R_{\text{H0}}}. \quad (3.4)$$

Der MR-Effekt führt in unterschiedlichen Konstellationen des elektrischen Leiters zu unterschiedlich starken Widerstandsänderungen. Für die Variationen im Schichtenaufbau und der erzielbaren Änderung des Widerstands werden entsprechende Bezeichnungen verwendet, siehe Tabelle 3.1.

Im Unterschied zum Hall-Effekt ist bei den MR-Sensoren die magnetisch sensitive Ebene, um ein Magnetfeld \vec{H} zu detektieren, parallel zur Ebene der Stromdichte \vec{J} des anregenden Stroms und nicht orthogonal dazu.

Tabelle 3.1: Magneto-resistive Effekte

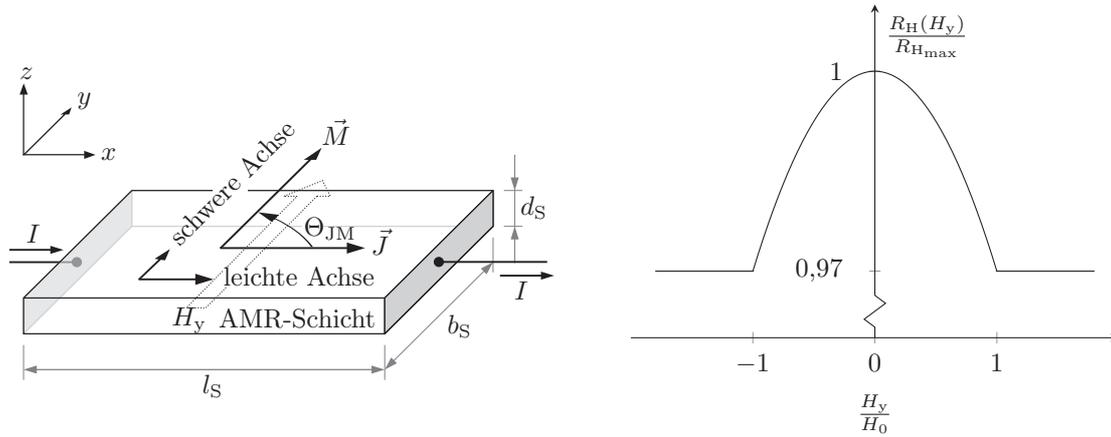
Abk.	Bezeichnung	Auftreten
AMR	<i>Anisotropic Magnetoresistance</i>	Weichmagnetische Materialien
BMR	<i>Ballistic Magnetoresistance</i>	Nanokontakte mit mind. einem Metall (Ni, Co, Fe)
CMR	<i>Colossal Magnetoresistance</i>	Perowskitische Materialien (Calcium-Titan-Oxid)
EMR	<i>Extraordinary Magnetoresistance</i>	Inhomogene Halbleiterstrukturen
GMR	<i>Giant Magnetoresistance</i>	Schichtensystem mit mind. zwei ferromagnetischen und einer metallischen nichtmagnetischen Zwischenschicht
GMI	<i>Giant Magnetoimpedance</i>	Drähte mit magnetischer Oberflächenschicht
TMR	<i>Tunnel Magnetoresistance</i>	Schichtensystem mit mind. zwei ferromagnetischen und einer Isolations-schicht

3.2.1.3 AMR-Sensoren

Der anisotrope magneto-resistive Effekt (AMR-Effekt) wurde 1857 durch William Thomson entdeckt. Er beruht auf der anisotropen Streuung in ferromagnetischen Metallen (3d-Übergangsmetalle, z. B. $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ – Permalloy), die aufgrund der atomaren Austauschwechselwirkung eine spontane Magnetisierung in den Weiss'schen Bezirken aufweisen. Der spezifische elektrische Widerstand ρ ist bei diesen Materialien keine Konstante, sondern eine Funktion des Winkels Θ_{JM} zwischen Stromdichtevektor \vec{J} und der Magnetisierung \vec{M} (siehe Abb. 3.3 (a), vgl. [6] und [7]).

AMR-Sensoren werden aus einem weichmagnetischen und elektrisch leitfähigen Metall als langgestreckte dünne Streifen ($l_{\text{S}} \gg b_{\text{S}} \gg d_{\text{S}}$) unter Magnetfeldeinfluss gefertigt. Das Magnetfeld verleiht dem Sensorstreifen eine magnetische Vorzugsrichtung, die sogenannte leichte Achse (*easy-axis*), an der sich die interne Magnetisierung \vec{M} ohne äußeres Feld ausrichtet. Orthogonal zur leichten Achse liegt die schwere Achse (*hard-axis*). Aufgrund der geometrischen und magnetischen Gegebenheiten kann von einer einachsigen Anisotropie ausgegangen und dieser Anwendungsfall zweidimensional betrachtet werden¹, siehe

¹Im Weiteren fällt die leichte Achse stets auf die x -Achse.



(a) Skizze zur Beschreibung des AMR-Effekts

(b) Kennlinie der Widerstandsänderung in Abhängigkeit eines externen Magnetfelds

Abbildung 3.3: Prinzip des AMR-Effekts und Kennlinie der Widerstandsänderung

Abbildung 3.3 (a).

Der spezifische Widerstand ρ teilt sich in zwei unterschiedliche Komponenten auf, wobei ρ_{\parallel} und ρ_{\perp} die spezifischen Widerstände parallel und senkrecht zur leichten Achse sind. Der elektrische Widerstand ist maximal, wenn die Ausrichtung der Magnetisierung mit der des Stromdichtevektors übereinstimmt. Dies ist der Fall, wenn kein äußeres Magnetfeld vorliegt.

Sobald die magnetische Feldstärke in y -Richtung eines äußeren Magnetfelds H_y gleich groß wird wie die charakteristische Feldstärke $H_0 = H_d + H_k$ (H_d – Demagnetisierungsfeldstärke, H_k – fiktive anisotrope Feldstärke), richtet sich die Magnetisierung \vec{M} vollständig in dieselbe Richtung aus und es gilt $\Theta_{JM} = 90^\circ$. Dann ist der Widerstand minimal und der Sensor im Sättigungsbereich. Die Kennlinie in Abbildung 3.3 (b) zeigt diesen Zusammenhang zwischen der Widerstandsänderung von R_H als Funktion der Komponente H_y eines äußeren Magnetfelds senkrecht zum Stromdichtevektor nach Gleichung (3.5) mit $\Delta R_{AMR} = R_{\parallel} - R_{\perp}$.

$$R_H(H_y) = \begin{cases} R_{\parallel} - \Delta R_{AMR} \cdot \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2 & \text{für } |H_y| \leq H_0 \\ R_{\parallel} - \Delta R_{AMR} & \text{für } |H_y| > H_0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Mit Permalloy sind Änderungen des Widerstands ΔR_{AMR} bis zu 3% möglich. Die quadratische Abhängigkeit aus Gleichung (3.5) kann durch Aufheben der Parallelität zwischen \vec{M} und \vec{J} ohne externes Magnetfeld linearisiert werden. Dies kann einerseits durch die

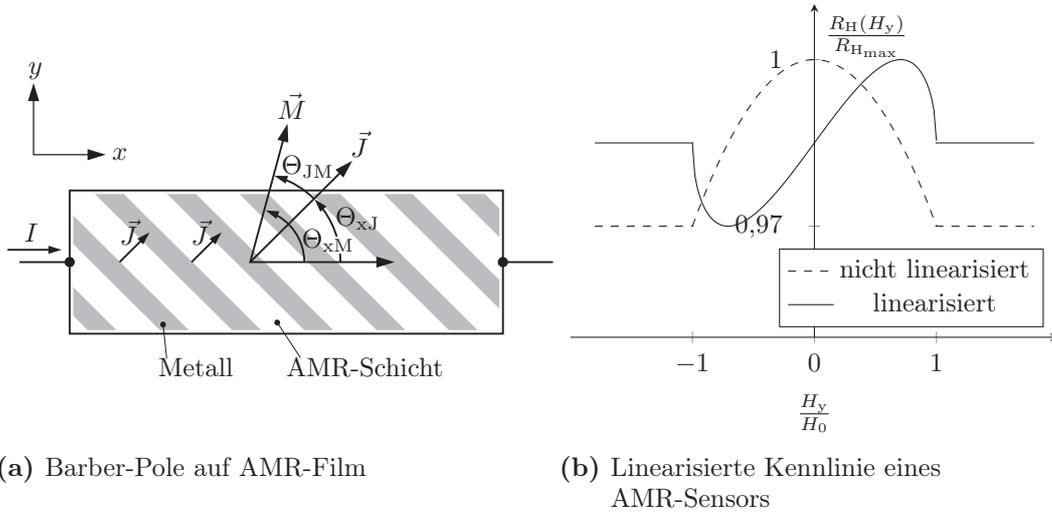


Abbildung 3.4: Aufbau der Barber-Pole-Struktur und linearisierte Kennlinie

Drehung der internen Magnetisierung (gerichtete Vormagnetisierung mit Bias-Feld) oder andererseits durch Verdrehen des Stromdichtevektors (Änderung der Stromflussrichtung) zur leichten Achse erfolgen.

Durch Aufbringen von hochleitfähigen Metallstreifen (z. B. Aluminium, Gold, Silber, Kupfer) im Winkel von 45° zur leichten Achse werden Äquipotentialflächen geschaffen, aus denen der Stromdichtevektor \vec{J} senkrecht und damit um 45° gedreht zur x -Achse austritt. In Abbildung 3.4(a) ist die so genannte *Barber-Pole*-Struktur dargestellt. Für den Winkel zwischen Stromdichtevektor und Magnetisierung wird diese Drehung zur x -Achse folgendermaßen berücksichtigt:

$$\Theta_{JM} = \Theta_{xM} - 45^\circ. \quad (3.6)$$

Damit entsteht die Abhängigkeit des Widerstands von der magnetischen Feldstärke in y -Richtung; es gilt Gleichung (3.7).

$$R_H(H_y) = \begin{cases} R_{H0} + \Delta R_{AMR}^* \cdot \frac{H_y}{H_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2} & \text{für } |H_y| \leq H_0 \\ R_{H0} & \text{für } |H_y| > H_0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Dabei gilt für $R_{H0} = \frac{1}{2} \cdot (R_{\parallel}^* + R_{\perp}^*)$. Die Absolutwerte der Widerstände reduzieren sich aufgrund der verkürzten Wirklänge innerhalb der Barber-Pole-Struktur und werden deshalb mit * gekennzeichnet. Die Kennlinie in Abbildung 3.4(b) ist zum Nullpunkt symmetrisch und im Bereich kleiner Aussteuerung annähernd linear bei größter Empfindlichkeit.

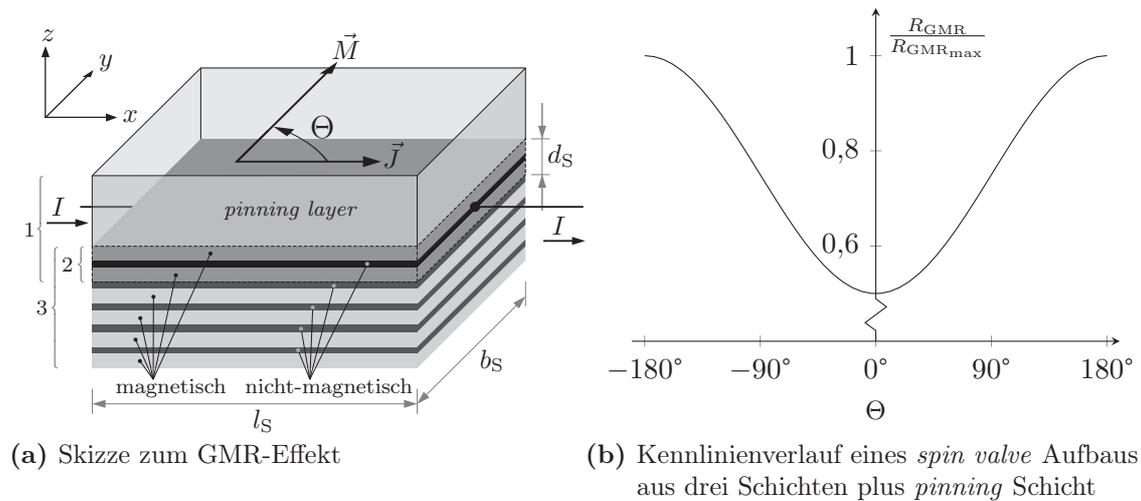


Abbildung 3.5: Prinzip und Kennlinie des GMR-Effekts

3.2.1.4 GMR-Sensoren

Der Effekt wurde zuerst 1988 von Peter Grünberg vom Forschungszentrum Jülich und Albert Fert an der Universität Paris-Süd in voneinander unabhängiger Arbeit entdeckt. Der Riesenmagnetowiderstandseffekt (GMR – *giant magneto resistance*) ist an Schichtstrukturen ferromagnetischer Materialien, die durch nicht-ferromagnetische metallische Zwischenschichten getrennt sind, zu beobachten. Der elektrische Widerstand ändert sich in Abhängigkeit der Ausrichtung der Magnetisierung in benachbarten ferromagnetischen Schichten. Es ergibt sich ein großer Widerstand für eine antiparallele Ausrichtung (R_{ap}) und ein kleiner Widerstand für eine parallele Ausrichtung (R_p) der Magnetisierung, vgl. [8,9]. Damit kann die Gleichung (3.4) speziell geschrieben werden:

$$\frac{\Delta R_{GMR}}{R_p} = \frac{R_{ap} - R_p}{R_p} \quad (3.8)$$

Durch die Beeinflussung des Elektronenspins werden die elektrischen Transporteigenschaften verändert und damit wird die Widerstandsänderung hervorgerufen. Dabei sorgt eine antiferromagnetische Austauschkopplung über die Zwischenschicht für die Ausrichtung in den magnetischen Schichten. Es gibt drei unterschiedliche Ansätze, die GMR-Schichten aufzubauen. Für diese drei unterschiedlichen Aufbauten gelten jeweils spezielle Eigenschaften, die sich in geringfügigen Unterschieden in Bezug auf deren Kennlinie äußern.

1. *Spin valve*: Zwei ferromagnetische (metallische) Dünnschichten werden durch eine nicht-ferromagnetische Schicht getrennt.

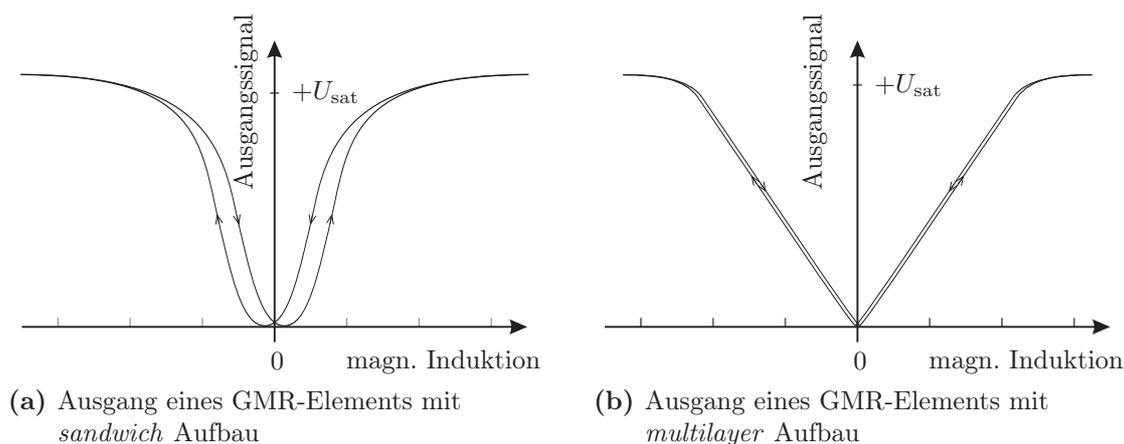


Abbildung 3.6: Ausgangssignale der unterschiedlichen GMR-Aufbauweisen

Eine der magnetischen Schichten wird über eine weitere antiferromagnetische Schicht in ihrem Verhalten der magnetischen Ausrichtung festgehalten (*pinning*), so dass nur die andere auf die Wirkung eines äußeren Magnetfeldes reagieren kann, siehe Abbildung 3.5 Bereich 1.

2. *Sandwich*: Als Variation des ersten Aufbaus, bei dem die Ausrichtung des Spins in einer magnetischen Schicht vorgegeben wird, kann diese Restriktion wegfallen. Das sensitive Element besteht dann aus zwei magnetischen Schichten mit einer nicht-magnetischen Zwischenschicht, siehe Abbildung 3.5 Bereich 2. Dieser Aufbau ist in der Fertigung weniger aufwendig und lässt bzgl. der magnetischen Schichten einen weiteren Freiheitsgrad zu. Diese Eigenschaft wirkt sich auf die unipolare Kennlinie in der Form aus, dass der lineare Bereich sehr klein ist und sich stärkere Hystereseeffekte ausbilden, vgl. Abbildung 3.6 (a).
3. *Multilayer*: Aus der mehrfachen Wiederholung der entscheidenden Schichtabfolge wie bei der *sandwich* Struktur, ergibt sich ein *multilayer* Aufbau, siehe Abbildung 3.5 Bereich 3. Der GMR-Effekt wird verstärkt und die Sättigungsfeldstärke nimmt zu. Außerdem entsteht ein ausgeprägter linearer Bereich auf der Kennlinie, vgl. Abbildung 3.6 (b).

Die Kennlinie eines GMR-Sensors verläuft über eine Anregung eines Magnetfeldes mit beiden Polaritäten unipolar und bildet eine Hysteresekurve aus. Auf der Abszisse wird das auf den Sensor wirkende Magnetfeld aufgetragen, entweder mit konstantem $|\vec{M}|$, wobei der Winkel Θ rotiert, oder mit $\Theta = 90^\circ$ und variierendem $|\vec{M}|$. Auf der Ordinate ist

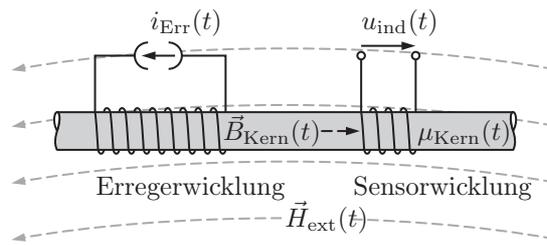


Abbildung 3.7: Prinzip eines Fluxgate-Sensors

der Spannungsabfall zwischen den beiden elektrischen Anschlüssen des GMR-Sensors bei konstantem I aufgetragen.

Die Bandbreite von GMR-Sensoren erstreckt sich nach [10, 11] von DC bis > 1 MHz.

3.2.2 Weichmagnetische Eigenschaften

Für die Messung von (sehr kleinen) Magnetfeldern wurde in den 30er Jahren des 20. Jahrhunderts von verschiedenen Forschern (siehe [7]) ein Verfahren entwickelt, das über eine Zeitabhängigkeit der Permeabilität eines weichmagnetischen Kerns Aussagen zu Betrag und Richtung eines zu detektierenden magnetischen Felds ermöglicht. Dieses Verfahren wird als *Fluxgate-Sensor* (Sättigungskern-Magnetometer) bezeichnet und arbeitet bei DC und niedrigen Frequenzen. Der prinzipielle Aufbau eines Fluxgate-Sensors ist in Abbildung 3.7 abgebildet.

Unter Einfluss eines entsprechend starken alternierenden Magnetfelds, durch einen Stromfluss i_{Err} in der Erregerwicklung um einen hochpermeablen weichmagnetischen Kern hervorgerufen, bildet sich ohne weitere magnetische Felder eine Durchflutung aus, die den Kern abwechselnd in Sättigung treibt. Anhand der Anordnung in Abbildung 3.7 und der Gleichung (3.9) wird angedeutet, dass die Permeabilität des Kerns eine nichtlineare Funktion mit Gedächtnis ist.

$$\mu_{\text{Kern}}(t) = \frac{B_{\text{Kern}}(t)}{H_{\text{Kern}}(t)} \quad (3.9)$$

Wird die magnetische Induktion B_{Kern} über der magnetischen Feldstärke H_{Kern} aufgetragen, entsteht eine BH-Hysteresekurve des Kernmaterials aus Abbildung 3.8 oben links. Mit der durchgezogenen Linie sind in allen Teilbildern die Verhältnisse dargestellt, bei denen der Kern in Sättigung gerät. Die gepunktete Linie entspricht einem angenommenen Verlauf ohne Sättigung. Die Auswirkung der Sättigung ist im zeitlichen Verlauf der Induktion (in Abb. 3.8) oben rechts dargestellt. Der Verlauf der Induktion mit Sättigung

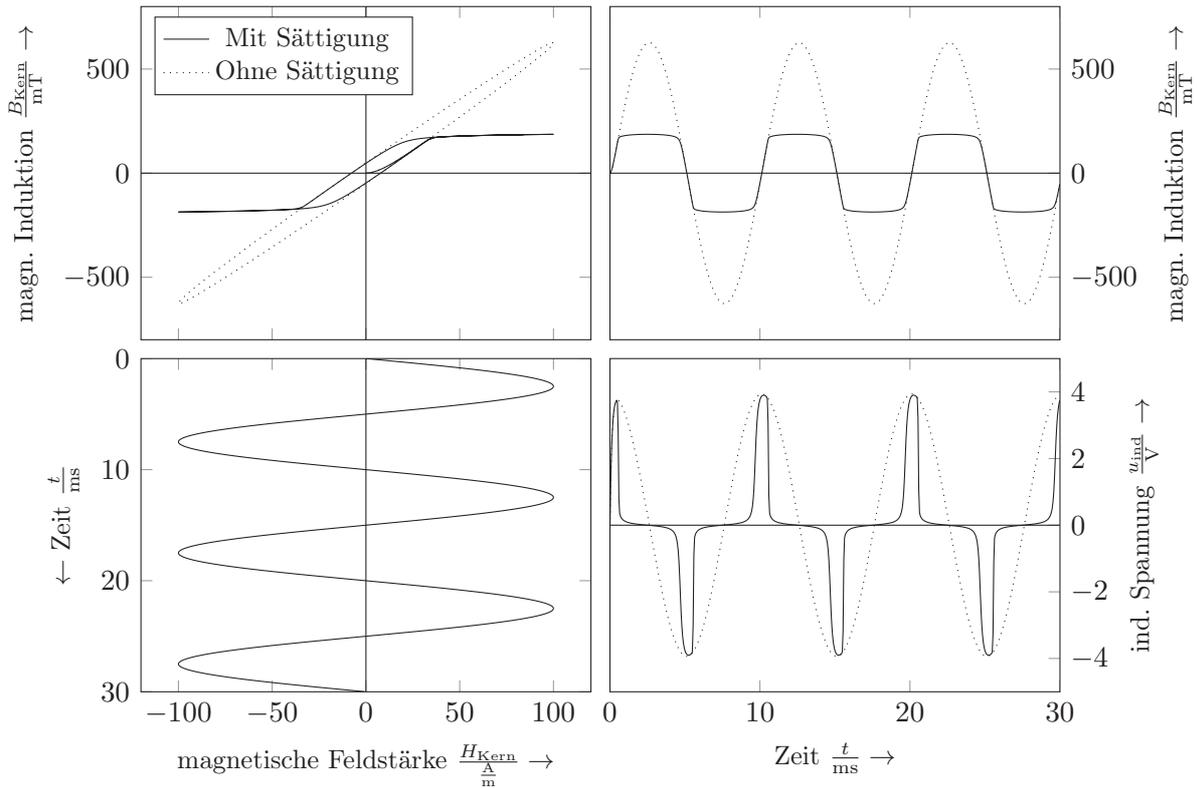


Abbildung 3.8: Fluxgate Prinzip bei Messstrom gleich Null

weist bei stetig verändertem Feld konstante Abschnitte auf, die der Sättigungsinduktion entsprechen. Die anregende Feldstärke über der Zeit ist um 90° im Uhrzeigersinn gedreht unten links zu sehen.

An der Sensorwicklung aus Abbildung 3.7 kann eine induzierte Spannung $u_{\text{ind}}(t)$ gemessen werden. Über den Zusammenhang des magnetischen Flusses Φ_{Kern} mit der magnetischen Induktion B_{Kern} über die Kernquerschnittsfläche A_{Kern} kann die induzierte Spannung folgendermaßen angegeben werden:

$$u_{\text{ind}}(t) = \frac{d\Phi_{\text{Kern}}(t)}{dt} = A_{\text{Kern}} \cdot \frac{dB_{\text{Kern}}(t)}{dt}. \quad (3.10)$$

Sobald der zeitliche Verlauf von $B_{\text{Kern}}(t)$ konstante Abschnitte aufweist, wird der Verlauf von u_{ind} puls förmig, wie es in Abbildung 3.8 unten rechts zu erkennen ist. Durch das Vorhandensein eines weiteren magnetischen Felds, welches zu einer Überlagerung in der Durchflutung führt, wird die Kurvenform bzw. werden die Abstände der Impulse der induzierten Spannung verschoben. Die Abweichung der Signalform der induzierten Spannung zur ursprünglichen Form mit symmetrischer Durchflutung wird zur Auswertung der

Stärke des in Relation zur Erregerfrequenz stationären externen Magnetfelds \vec{H}_{ext} herangezogen. Wenn dieses Magnetfeld von einem stromdurchflossenen Leiter hervorgerufen wird, kann damit direkt auf die Stromstärke geschlossen werden.

3.3 Stromsensoren – Stand der Technik

Eine jeweils umfangreiche Übersicht zur Messung des elektrischen Stroms bieten die in den Artikeln von Favre und Teppan [12], Ziegler et al. [13] und Ripka [14] beschriebenen Verfahren. In den anschließenden Abschnitten dieses Kapitels werden die Prinzipien erwähnt, die in den folgenden Kapiteln dieser Arbeit von Bedeutung sind.

3.3.1 Strommessung mit Widerständen

Ein Ohmscher Widerstand ist eine nahe liegende Variante eines Messwandlers von Strom in ein Spannungssignal. Der ohmsche Widerstand zur Strommessung wird als Bürdenwiderstand (*Shunt*) bezeichnet, siehe Abbildung 3.9 (a).

Der durch den Widerstand fließende Strom wird unter bestimmten Bedingungen direkt und linear als proportionales Spannungssignal nach dem Ohmschen Gesetz $u_B(t) = R_B \cdot i(t)$ abgebildet. Dabei fungiert der bei Gleichstrom gültige Wert R_S als Wandlerkonstante, die die Skalierung vorgibt.

Die bei der Messung entstehenden Verluste sind unter zwei Gesichtspunkten nicht zu vernachlässigen. Erstens belasten sie den Messstromkreis und zweitens erwärmt sich der Widerstand, wodurch auch eine Änderung seines Ohmwerts hervorgerufen werden kann. Theoretisch kann mit einem Widerstand Strom aller Frequenzen und in einem weiten Wertebereich gemessen werden. Tatsächlich bewirken aufgrund des Aufbaus eines Bürdenwiderstands stets parasitäre Effekte einen frequenzabhängigen Zusammenhang zwischen $i(t)$ und $u_B(t)$.

Bei der Widerstandsmessung handelt es sich um eine potentialbehaftete Messung, so dass dem Spannungsabgriff am Bürdenwiderstand häufig eine galvanische Trennung folgen muss, damit der Sensorstromkreis vom Messstromkreis entkoppelt wird.

Übertragungsfunktion

Anhand des beispielhaften Verlaufs des Frequenzgangs in Abbildung 3.10 ist zu sehen, dass hauptsächlich induktive Komponenten als parasitäre Effekte die Übertragungsfunktion beeinflussen. Der Bürdenwiderstand kann im Ersatzschaltbild als Reihenschaltung

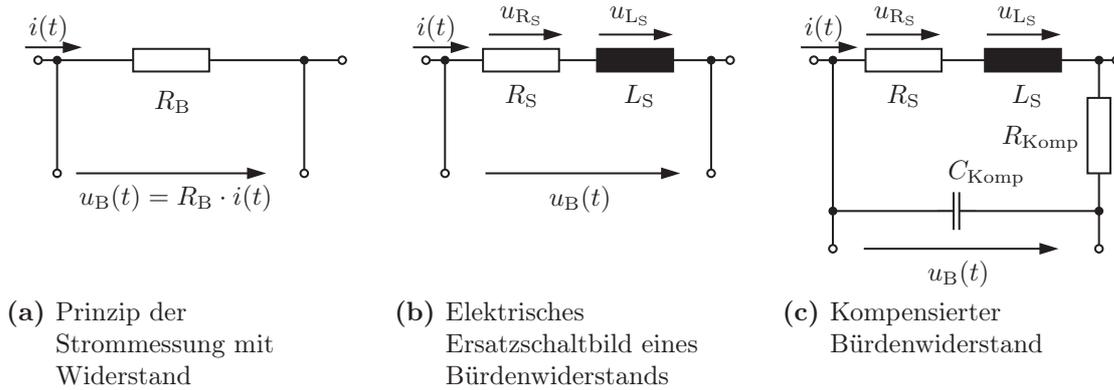


Abbildung 3.9: Strommessung mit ohmschem Widerstand

eines idealen ohmschen Widerstands R_S und einer idealen Spule mit der Induktivität L_S dargestellt werden, siehe Abbildung 3.9 (b). In Abbildung 3.10 wird der Wert R_S bis zu einer Grenzfrequenz mit einer bestimmten Genauigkeit (z. B. 1 %) eingehalten. Bei größeren Frequenzen überwiegt der induktive Anteil L_S .

Die Übertragungsfunktion ergibt sich somit zu:

$$u_B(t) = R_S \cdot i(t) + L_S \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (3.11)$$

Bzw. im Frequenzbereich:

$$U_B(s) = \underbrace{(R_S + s L_S)}_{Z_B} \cdot I(s) \quad (3.12)$$

Das frequenzabhängige Verhalten des dominierenden induktiven Anteils bei hohen Frequenzen kann durch eine RC-Beschaltung nach Abbildung 3.9 (c) unter Einhaltung der Bedingung $\sqrt{R_S^2 + (\omega L_S)^2} \ll \sqrt{R_{\text{Komp}}^2 + \frac{1}{(\omega C_{\text{Komp}})^2}}$ aufgehoben werden. Zur Bestimmung der Zeitkonstanten der Kompensationsschaltung hilft die folgende Gleichung.

$$U_B(s) = R_S \left(1 + s \cdot \frac{L_S}{R_S} \right) \cdot \frac{1}{1 + s R_{\text{Komp}} C_{\text{Komp}}} \cdot I(s) \quad (3.13)$$

Es gilt mit $R_{\text{Komp}} C_{\text{Komp}} = \frac{L_S}{R_S}$

$$U_B(s) = R_S \cdot I(s) . \quad (3.14)$$

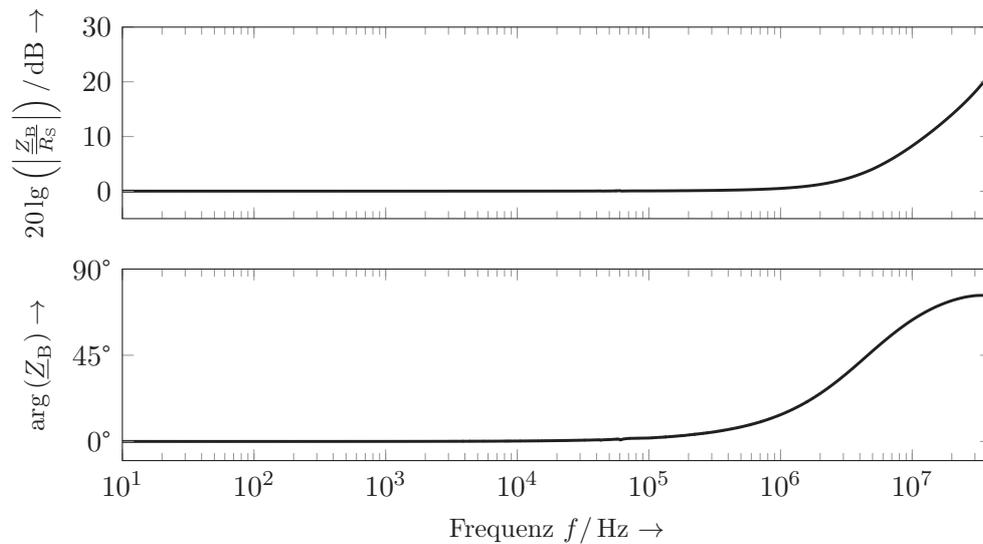


Abbildung 3.10: Beispielhafter Frequenzgang eines Bürdenwiderstands

Ausführungsformen

In der Betrachtung von großen Strömen sind kleine Ohm- bzw. einige Milliohmwerte für die Wandlerkonstante R_S ausreichend, um ein nutzbares Spannungssignal von einigen Volt zu erhalten. Damit sind Bürdenwiderstände für Ströme von größer 100 A typischerweise im Bereich von 0,05 m Ω bis 500 m Ω .

Als Einbauvarianten können neben oberflächenmontierten (SMD) und bedrahteten Widerständen auch solche in IC-Standard- oder Spezialgehäuseformen mit Befestigungsmöglichkeit zur verbesserten thermischen Anbindung gefunden werden. Daneben sind Ausführungen als einfache Drahtbrücken möglich. Für hohe Ansprüche an die Genauigkeit über einen weiten Frequenzbereich werden Widerstände in koaxialer Bauform, sogenannte Koaxialshunts, aufgebaut, bei denen L_S besonders klein ist.

Bemerkung zum Bürdenwiderstand

Obwohl der Bürdenwiderstand an sich nicht zu den berührungslos arbeitenden Strommessgliedern gehört, gebührt ihm eine besondere Bedeutung in dieser Auflistung. In einigen der tatsächlich berührungslos arbeitenden Prinzipien wird die Wandlung vom Strom- in ein Spannungssignal von einem Bürdenwiderstand vorgenommen. Dabei wird der Bürdenwiderstand aber nur von einem Bruchteil des zu messenden Stroms durchflossen. So bleibt die im Bürdenwiderstand anfallende Verlustleistung beherrschbar. Die oben beschriebene

Problematik mit hohen Frequenzen und dem Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.9 (b) bleibt jedoch auch für diesen abgewandelten Einsatz bestehen.

3.3.2 Transformatorische Strommessung

Magnetisch gekoppelte Übertrager werden als Transformatoren bezeichnet und sind passive Bauteile. In der Regel sind zwei Wicklungen vorhanden, die über einen magnetischen Fluss gekoppelt sind. Die Flussführung kann in Luft oder weichmagnetischem Material stattfinden; sie ist maßgeblich für das Übertragungsverhalten des Transformators.

Zur Strommessung werden Anordnungen gewählt, die eine oder nur wenige Windungen (n_1) auf der Seite des Messstromleiters (i_1) besitzen und entsprechend der zu messenden Stromstärke mehrere Windungen (n_2) auf der Seite des Sensorstroms (i_2), die die Sensorwicklung bilden.

Im Folgenden wird vorausgesetzt, dass die vom Messstrom i_1 durchflossene Wicklung mit $n_1 = 1$ ausgeführt ist.

Das elektrische Ersatzschaltbild der transformatorischen Strommessung ist mit den wesentlichen parasitären Elementen in Abbildung 3.11 zu sehen. Die induktiven und ohmschen Komponenten des Messstromleiters sind in R_{Cu} und L_σ enthalten. Je nach Einsatzzweck gestaltet sich der Aufbau eines solchen Transformators zur Strommessung unterschiedlich. Dieser Unterschied hat zur Folge, dass die Beeinflussung des Ausgangssignals durch die parasitären Komponenten im Ersatzschaltbild unterschiedlich groß ist.

Angestrebt wird eine geringe Beeinflussung des Ausgangssignals durch die Koppelkapazität zwischen Messstromkreis und Sensorstromkreis (C_K), die Wicklungskapazität (C_W) und die Streuinduktivität (L_σ), sowie durch den frequenzabhängigen Eisenwiderstand (R_{Fe}).

Um das Stromsignal als Spannung abzubilden wird der übersetzte Strom mittels eines Bürdenwiderstands R_B in ein Spannungssignal umgewandelt und gemessen. In den meisten Fällen kann die Übertragungsfunktion für den Strommesstransformator unter der vereinfachenden Annahme, dass die Auswirkungen der Koppelkapazität C_K und des Eisenwiderstands R_{Fe} vernachlässigbar sind, formuliert werden:

$$\left. \frac{U_B}{I_1}(s) \right|_{n_1=1} = \frac{R_B}{n_2} \cdot \frac{s \cdot \frac{L_H}{R_{Cu}+R_B}}{s^2 \cdot \frac{(L_\sigma+L_H)C_W R_B}{R_{Cu}+R_B} + s \cdot \frac{L_\sigma+L_H+C_W R_{Cu} R_B}{R_{Cu}+R_B} + 1} \quad (3.15)$$

Abhängig von der Größe des Bürdenwiderstands R_B ergeben sich verschiedene Charakteristika des Frequenzgangs. Ist der Widerstand sehr klein, beschreibt die Funktion einen

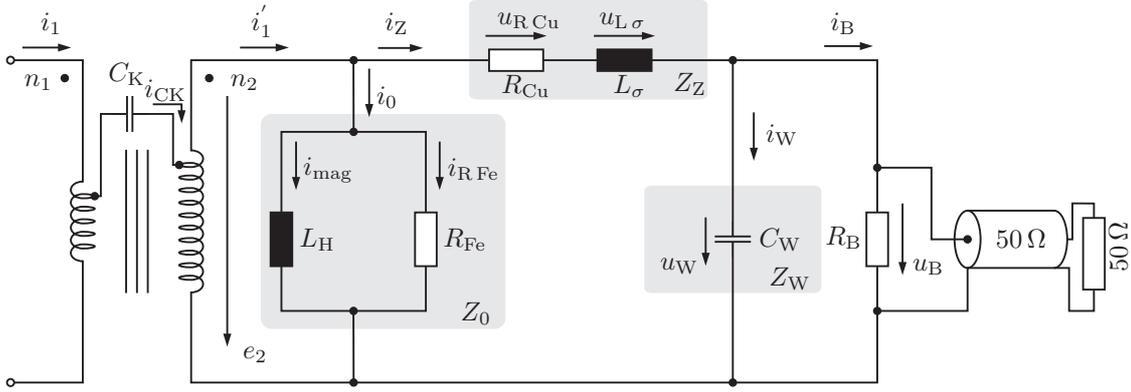


Abbildung 3.11: Ersatzschaltbild zur transformatorischen Strommessung

Bandpass mit unterer und oberer Grenzfrequenz $f_u = \frac{1}{2\pi T_u}$ und $f_o = \frac{1}{2\pi T_o}$. Je größer der Wert gewählt wird, desto weiter wandern diese beiden Grenzen aufeinander zu, bis sie sich schließlich in einem Resonanzpunkt treffen. Zwischen den beiden Grenzfrequenzen liegt ein proportionales Übertragungsverhalten vor: die Steigung der Übertragungsfunktion ist vor und nach den Grenzfrequenzen konstant bei $+20$ dB/Dek. bzw. -20 dB/Dek. Hier ist zu erkennen, dass die Übertragungsfunktion abschnittsweise genutzt bzw. ein entsprechender Stromtransformator einem begrenzten Frequenzbereich zugeordnet werden muss. Die Gleichung (3.15) kann mit den beiden Zeitkonstanten T_u und T_o sowie der Transformatorzeitkonstanten T_T folgendermaßen dargestellt werden:

$$\left. \frac{U_B}{I_1}(s) \right|_{n_1=1} = \frac{R_B}{n_2} \cdot \frac{s T_T}{(s T_u + 1)(s T_o + 1)} \quad (3.16)$$

$$T_T = \frac{L_H}{R_{Cu} + R_B} \quad (3.17)$$

$$T_{u,o} = \frac{L_2 + C_W R_{Cu} R_B}{2(R_{Cu} + R_B)} \pm \frac{\sqrt{L_2^2 + C_W^2 R_{Cu}^2 R_B^2 - 2L_2 C_W R_{Cu} R_B - 4L_2 C_W R_B^2}}{2(R_{Cu} + R_B)} \quad (3.18)$$

Es gilt $L_2 = L_\sigma + L_H$. Mit der Eigenfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_u T_o}}$ und der Dämpfung $D = \frac{1}{2} \frac{T_u + T_o}{\sqrt{T_u T_o}}$ ergibt sich die folgende Darstellung der Gleichung:

$$\left. \frac{U_B}{I_1}(s) \right|_{n_1=1} = \frac{R_B}{n_2} \cdot \frac{s T_T}{s^2 \cdot \frac{1}{\omega_0^2} + s \cdot \frac{2D}{\omega_0} + 1} \quad (3.19)$$

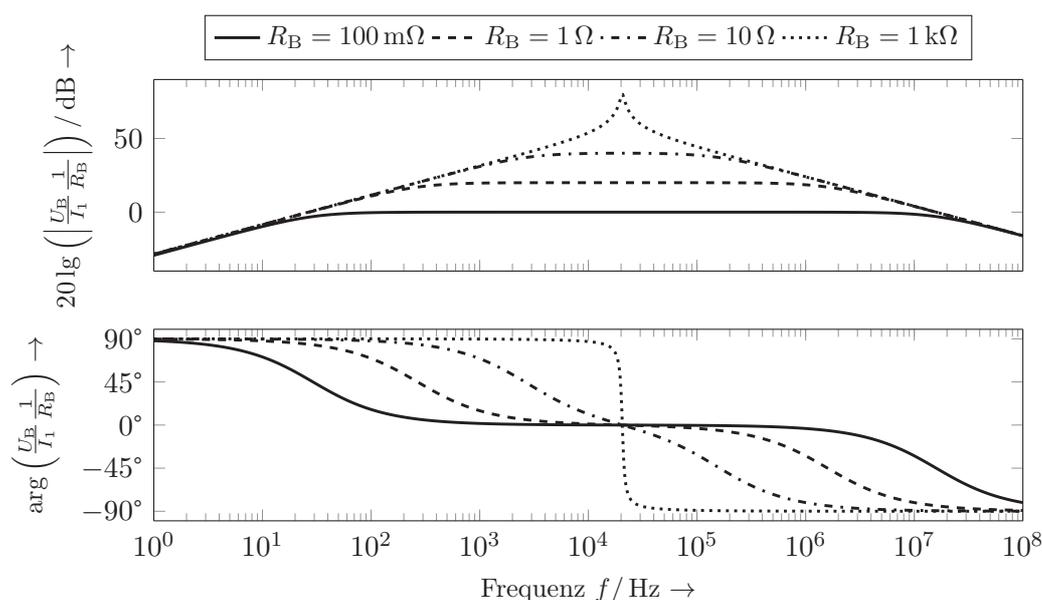


Abbildung 3.12: Beispielhafter Frequenzgang des in Abbildung 3.11 dargestellten Transformators mit variierten Werten für den Bürdenwiderstand R_B

3.3.2.1 Stromtransformatoren

Haupteinsatzgebiet der magnetisch gekoppelten Übertrager ist der untere Frequenzbereich (50 Hz – 400 Hz) bei hohen Strömen ohne Gleichanteile (100 A – 10 kA). Es werden für große Ströme und niedrige Frequenzen Kupferwicklungen auf geblechte Eisenkerne gebracht und so betrieben, dass keine Sättigung eintritt. Der zum Spannungsabgriff eingesetzte Bürdenwiderstand R_B ist niederohmig (0,1 – 1 mΩ), so dass das Ausgangssignal proportional zum Messstrom ist (vgl. Abb. 3.12). Die untere Grenzfrequenz wird so gewählt, dass sie unterhalb von 50 Hz liegt. Die obere liegt meist in einem Frequenzbereich, in dem auf Grund von anderen störenden Einflüssen (z. B. Wirbelströmen) ohnehin nicht mehr gemessen wird.

3.3.2.2 Impulsübertrager

Besondere Sorgfalt bei der Wicklungsanordnung und genaue Kenntnis der Materialeigenschaften des weichmagnetischen Kerns sowie ein elektromagnetischer Schirm gegen Fremdfelder und ein integrierter Abschlusswiderstand führen zu einer Sonderform des Stromtransformators. Der Impulsübertrager (ICT – *Impuls Current Transformer*) wird in verschiedenen mechanischen Abmessungen gefertigt, damit der Stromsensor je nach Leiterquerschnitt möglichst eng um den Messstromleiter platziert werden kann. Die gleichmäßig verteilte Sekundärwicklung befindet sich auf einem ringförmigen und hochpermeablen

Ferritkern und ist mit einer Isolation umschlossen. Durch den sorgfältigen Aufbau und die entsprechende Wahl der verwendeten Bauteile wird erreicht, den Einfluss der parasitären Elemente L_σ und R_{Cu} gering zu halten. Da die Beeinflussung durch die Wicklungskapazität C_W maßgeblich für die obere Grenze der Bandbreite ist, wird die Wicklung so gestaltet, dass ein möglichst breitbandiger Sensor entsteht. Das Resultat ist ein Stromsensor, der für kurze Impulse mit großen Stromänderungsgeschwindigkeiten bzw. für Wechselströme geeignet ist. Die Wicklung des Sensorstromkreises wird für den Impulsübertrager niederohmig abgeschlossen und damit der proportionale Abschnitt der Übertragungsfunktion des Stromtransformators genutzt (vgl. Abb. 3.12).

Die vereinfachte Übertragungsfunktion unter der Voraussetzung, dass sich der Messstromleiter i_1 im Zentrum des Ringkerns befindet, ergibt sich als Hochpassfilter erster Ordnung zu Gleichung (3.20). Mit $T_{uICT} = T_T = \frac{L_H}{R_B + R_{Cu}}$ beträgt die Grenzfrequenz des Hochpasses $f_{uICT} = \frac{1}{2\pi T_{uICT}}$.

$$\left. \frac{U_{ICT}}{I_1}(s) \right|_{\text{in der Nähe von } f_{uICT}} = \frac{R_B}{n_2} \cdot \frac{s T_{uICT}}{s T_{uICT} + 1} \quad (3.20)$$

Die Übertragungsfunktion, die neben der unteren Grenzfrequenz (f_{uICT} , Hochpassverhalten) auch die obere Grenz- bzw. die für diese Form des Transformators relevante Resonanzfrequenz berücksichtigt, hat die Form aus Gleichung (3.21). Die dritte Ordnung entsteht durch die Wirkung der Koppelkapazität C_K bei hohen Frequenzen. Die Bandbreite wird mit einer unteren und oberen -3 dB-Grenzfrequenz angegeben.

$$\begin{aligned} \frac{U_{ICT}}{I_1}(s) &= \frac{R_B}{n_2} \cdot \frac{s T_{uICT}}{s T_{uICT} + 1} \cdot \frac{1}{s^2 \cdot \frac{1}{\omega_0^2} + s \cdot \frac{2D}{\omega_0} + 1} \\ &= \frac{R_B}{n_2} \cdot \frac{s T_{uICT}}{s^3 T_2^2 T_{uICT} + s^2 (T_2^2 + T_1 T_{uICT}) + s (T_1 + T_{uICT}) + 1} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Dabei gilt nach Gleichung (3.19) $T_2 = \frac{1}{\omega_0} = \sqrt{C_W C_K R_{Cu} R_B}$ und $T_1 = 2T_2 D = \frac{C_W R_{Cu} R_B}{R_B + R_{Cu}}$. Charakteristisch für den Impulstransformator ist der kompakte und starre Aufbau der Wicklung um den Kern, wie er in Abbildung 3.13 skizziert ist. Tatsächlich wird der Abschlusswiderstand für eine größere Bandbreite nicht als einzelner diskreter Widerstand vorgesehen, sondern es wird ein um die Wicklung verteiltes Netzwerk eingebaut. Den Aufbau gibt es auch als zu öffnende Variante, allerdings stellt die Unterbrechung des magnetischen Kreises dann immer eine Beeinträchtigung des Hochfrequenzverhaltens dar. Gleichanteile im zu messenden Strom bringen den geschlossenen wie den getrennten Kern schnell in Sättigung (vgl. Abb. 3.14 (a)).

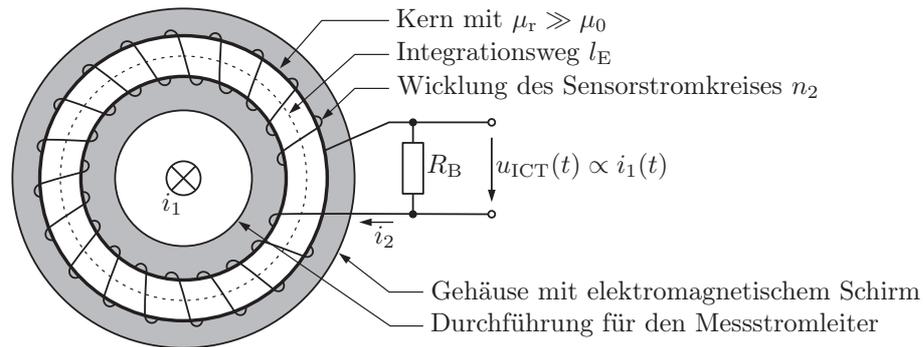
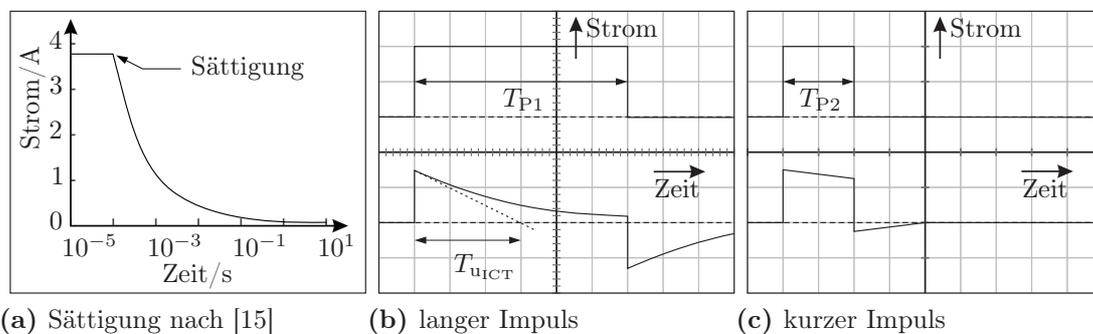


Abbildung 3.13: Prinzip des ICTs (*Impuls Current Transformer*), vgl. [15]

Die Impulstransformatoren werden, obwohl eine transformatorische Messung die korrekte Erfassung von Gleichströmen oder Strömen mit Gleichanteilen ausschließt, bevorzugt zur Messung von Stromimpulsen eingesetzt. Dabei gilt es die Wirkung des sogenannten Dachschrägeffektors (*droop factor*) zu beachten, siehe Abbildung 3.14 (b) und (c). Die Flanken eines Impulses werden korrekt abgebildet. Je nach Impulsdauer wirkt sich ein Fehler aufgrund der unteren Grenzfrequenz f_{uICT} während einer Gleichstromphase aus. Ein langer Impuls mit $T_{\text{P1}} \gg T_{\text{uICT}}$ führt dazu, dass der sich ergebende Verlauf zur Ermittlung der unteren Grenzfrequenz herangezogen werden kann, das Stromsignal aber nicht in seinem eigentlichen Verlauf abgebildet wird, vgl. Abbildung 3.14 (b). Die Auswirkung des Dachschrägeffektors bei einer Impulsdauer von $T_{\text{P2}} \ll T_{\text{uICT}}$ führt zu einem geringen bis verschwindenden Messfehler im Bereich der Flanken, wie es in Abbildung 3.14 (c) angedeutet ist. Zur Berechnung des Fehlers siehe [3, 16].



(a) Sättigung nach [15]

(b) langer Impuls

(c) kurzer Impuls

Abbildung 3.14: Sättigung (a) und Dachschrägeffektor (b) und (c) beim ICT

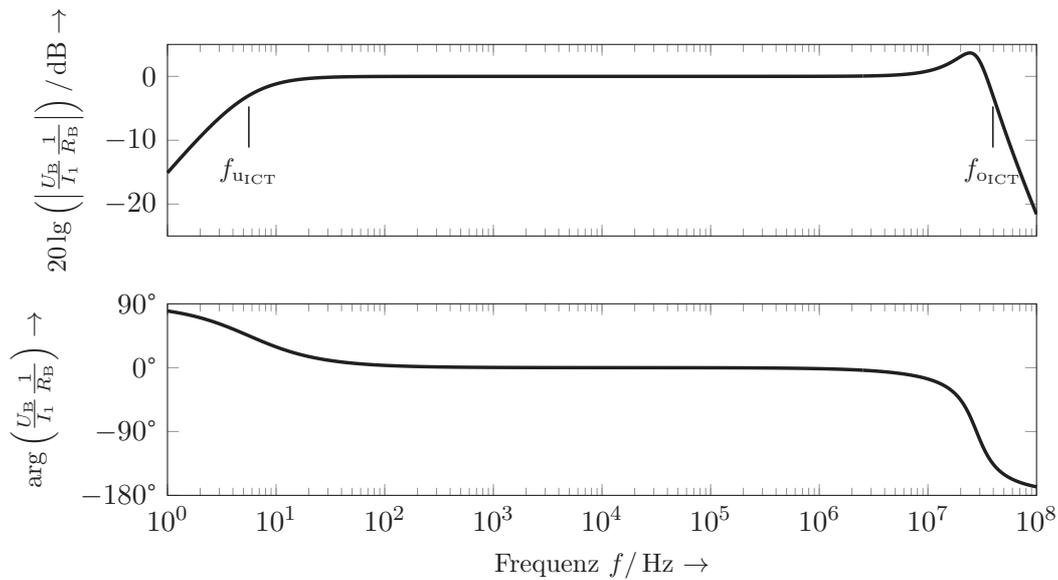


Abbildung 3.15: Beispiel eines ICT-Frequenzgangs nach Gleichung (3.21) und [17]

3.3.2.3 Rogowski-Spule (Der magnetische Spannungsmesser)

Rogowski-Spulen (*Rogowski coil*) können als hochohmig abgeschlossene, ringförmige Sensorwicklung eines Stromtransformators mit paramagnetischem Kern (meist Luftkern) angesehen werden. Die Windungen der Sensorwicklung sind über den Umfang des geschlossenen Kerns gleichförmig verteilt. Der Querschnitt des Kerns (Windungsquerschnitt A_{Kern}) ist längs des Umfangs überall gleich.

Ihre ersten Anwendungen fanden sie in der Messung der magnetischen Spannung bzw. des magnetischen Potentials zwischen zwei Punkten, siehe [18–20].

Die Wicklung ist oft auf einem flexiblen, zu öffnenden Schlauch aufgebracht, weshalb sich die Bezeichnungen Rogowski-Schlauch bzw. -Gürtel ebenfalls durchgesetzt haben. Dabei wird der Leiter der Wicklung entweder mit weiteren Windungen oder im Zentrum des Kerns, wie es in Abbildung 3.16 dargestellt ist, von der Trennstelle zurück geführt.

In Abbildung 3.12 ist zu erkennen, dass für einen hochohmigen Abschluss der Wicklung die über dem Widerstand abfallende Spannung einen stetigen Anstieg mit $+20$ dB/Dek. im Amplitudengang hat, bis nach einer Resonanzüberhöhung ein Abfall mit -20 dB/Dek. eintritt. Genutzt wird die Rogowski-Spule im Frequenzbereich vor der Überhöhung an der Resonanzstelle. Durch einen geeigneten Aufbau (kleines C_W) wird erreicht, dass diese Resonanzstelle bei einer hohen Frequenz liegt.

Die Spannung $u_{\text{ind}}(t)$ über dem Abschlusswiderstand liefert noch nicht das gewünschte Abbild des Stroms $i_1(t)$, sondern dessen zeitliche Ableitung $\frac{di_1(t)}{dt}$. Um den tatsächlichen

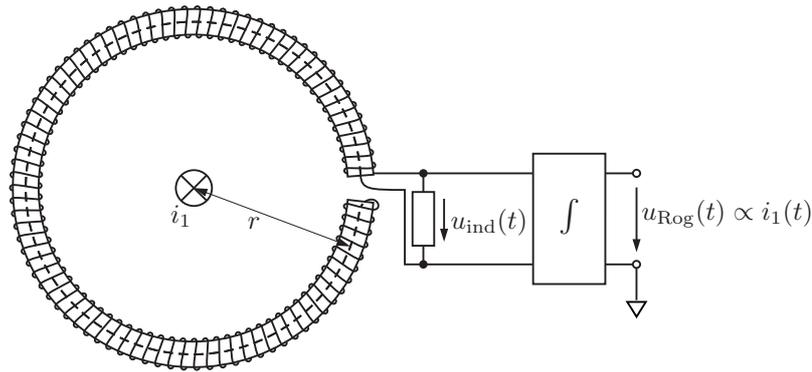


Abbildung 3.16: Skizze der Rogowski-Spule mit Integrator

Verlauf des Stroms zu erhalten, muss das Signal der induzierten Spannung integriert werden. In Abbildung 3.16 ist der Integrator als Funktionsblock dargestellt.

Mit dem magnetischen Spannungsmesser wird das Maxwellsche Durchflutungsgesetz aus Gleichung (3.22) praktisch umgesetzt.

$$i_1(t) = \oint_{\vec{s}} \vec{H}_1 \cdot d\vec{s} \quad (3.22)$$

Längs eines geschlossenen Integrationswegs \vec{s} wird die magnetische Umlaufspannung mittels einer Wicklung gemessen. Diese Wicklung hat die Windungszahl n_2 und die Länge l . Die sich an den Anschlüssen der Wicklung ergebende induzierte Spannung u_{ind} wird anhand der folgenden Gleichungen ermittelt. Zuerst wird nur die Spannung an einer Windung $u_{\text{ind}_1 \text{Wind}}$ mit dem Induktionsgesetz betrachtet.

$$\oint_{\vec{s}} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_{A_{\text{Kern}}} \frac{\partial \vec{B}_1}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (3.23)$$

$$u_{\text{ind}_1 \text{Wind}}(t) = -\mu \cdot \int_{A_{\text{Kern}}} \frac{\partial \vec{H}_1}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad (3.24)$$

Sofern das Magnetfeld innerhalb der Leiterschleife als homogen angesehen werden kann, ist das magnetische Feld nicht mehr ortsabhängig und die Gleichung (3.24) vereinfacht sich.

$$u_{\text{ind}_1 \text{Wind}}(t) = -\mu \cdot A_{\text{Kern}} \cdot \frac{dH_1(t)}{dt} \quad (3.25)$$

Eine Voraussetzung für diese Vereinfachung lautet: Der Abstand des Messstromleiters zur Sensorwicklung ist wesentlich größer als der Umfang einer Windung dieser Wicklung.

Für das magnetische Feld gilt nach Gleichung (3.22):

$$H_1(t) = \frac{i_1(t)}{l} \quad (3.26)$$

Damit kann die induzierte Spannung aller Windungen berechnet werden.

$$u_{\text{ind}}(t) = n_2 \cdot u_{\text{ind}_1 \text{Wind}}(t) \quad (3.27)$$

$$= -\frac{n_2 \mu}{l} \cdot A_{\text{Kern}} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (3.28)$$

Mit Gleichung (3.28) ist die Darstellung der induzierten Spannung in der Form einer die Rogowski-Spule kennzeichnenden Gegeninduktivität M gegeben.

$$u_{\text{ind}}(t) = -M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (3.29)$$

3.3.3 Strommessung mit Induktionssensoren

Grundsätzlich können die in Abschnitt 3.2 vorgestellten Sensoren direkt zur Messung von Strömen (direkt-abbildende Stromwandler) herangezogen werden, wobei nicht jeder Sensor die Stromflussrichtung erkennt. Der lineare Messbereich der Sensoren muss eingehalten und das Übersetzungsverhältnis von Spannungsausgangssignal zu Messstrom ermittelt werden. Sofern keine weiteren Magnetfelder den Sensor beeinflussen, bildet das Ausgangssignal den gewünschten Strom ab. Um eine selektive Messung vorzunehmen, wird ein Sensor typischerweise in einen magnetischen Kreis eingebracht, der aufgrund einer hohen Permeabilität und seiner Geometrie den magnetischen Fluss um den zu messenden Leiter herum konzentriert, vgl. Abbildung 3.17 (a). In dieser Abbildung steht der Induktionssensor stellvertretend für alle Induktionssensoren gemäß Abschnitt 3.2. In Abbildung 3.17 (b) ist die Anordnung von (a) um eine Wicklung zur Erfassung von höherfrequenten Wechselströmen ergänzt. Beide Signale werden in einer Schaltung zusammengefasst, so dass eine größere Bandbreite als ohne Wicklung erreicht wird.

Insbesondere der Aufbau des Stromsensors nach dem Fluxgate-Prinzip kann sich von den bisher gezeigten Anordnungen unterscheiden. In Abbildung 3.18 ist der Sensor auf zwei Kerne aufgeteilt, die jeweils mittels einer Erregerwicklung im gegenläufigen Sinn eine entsprechende Durchflutung erzeugen. Dieser Aufbau ist hinsichtlich der Symmetrie der Kerne, der Erreger- sowie der Sensorwicklung sehr empfindlich und bietet am Ausgang

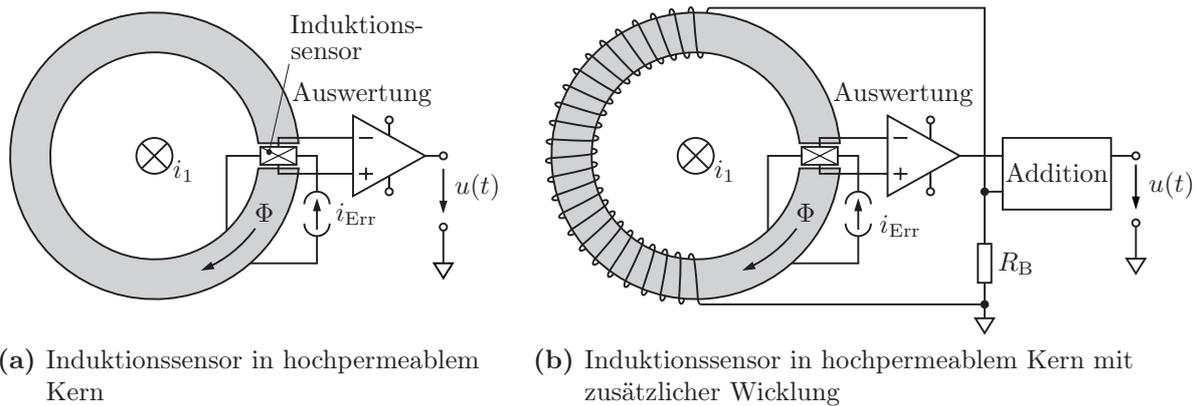


Abbildung 3.17: Prinzipskizzen: Strommessung mit Induktionssensoren

der Sensorwicklung ein sehr genaues Signal. Ohne Messstrom ist die Spannung an den in Reihe geschalteten Sensorwicklungen Null und abweichend davon entstehen ähnliche Signale, wie sie in Abbildung 3.8 dargestellt sind. Die Auswertung kann über den zeitlichen Abstand der Pulse, deren Höhe oder einer Auswertung des Anteils der zweiten Harmonischen geschehen.

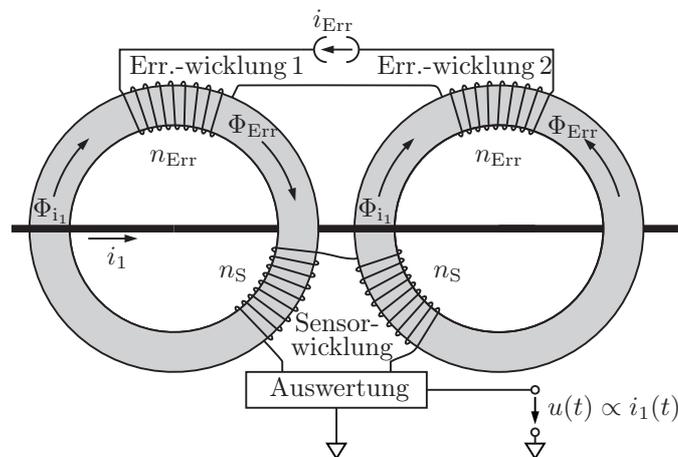


Abbildung 3.18: Fluxgate-Sensor mit doppeltem Kern

Es sind ebenfalls Strommessgeräte bekannt, die mit mehreren im Kreis angeordneten magnetfeldsensitiven Elementen die Auswertung des magnetischen Felds um einen stromführenden Leiter vornehmen. Je größer die Anzahl der Sensorelemente ist, desto weniger empfindlich wird der gesamte Aufbau gegenüber der Abweichung der Position des Messstromleiters von der idealen Mittenlage im Zentrum des Kreises. Weiterhin verringert sich der Störeinfluss von äußeren Feldern mit steigender Anzahl. In der Praxis haben sich

nach [16] acht Sensorelemente als guter Kompromiss zwischen Aufwand und Nutzeffekt herausgestellt.

3.3.4 Kompensierende Strommessgeräte

Durch die Erweiterung um eine geregelte Spannungsquelle auf der Sensorseite eines Stromtransformators mit weichmagnetischem Kern aus Abbildung 3.11 wird es möglich, Gleich- und Wechselströme zu messen. Einer möglichen Sättigung durch den Magnetisierungsstrom i_{mag} wird mit der Spannung u_{Komp} entgegengewirkt. Diese Spannung wird über einen Regelkreis eingestellt, der Null als Sollwert für die magnetische Induktion im Kern hat, und den Istwert anhand eines Induktionssensors im magnetischen Kreis ermittelt. Im eingeschwungenen Zustand herrscht im Kern demnach die magnetische Induktion $B_{\text{Kern}} = 0$. Damit ist die Wirkung des durch den Messstromleiter hervorgerufenen Felds kompensiert. In den Abbildungen 3.19 und 3.20 ist das Sensorelement mit seinem Übersetzungsverhältnis R_{Hall} angegeben und repräsentiert alle Möglichkeiten aus dem Abschnitt 3.2 bei denen der Betrag und die Richtung des zu detektierenden Felds erkannt werden.

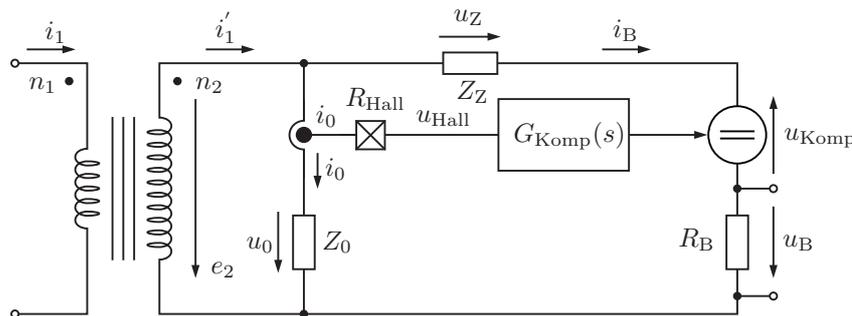


Abbildung 3.19: Ersatzschaltbild eines kompensierten Transformators

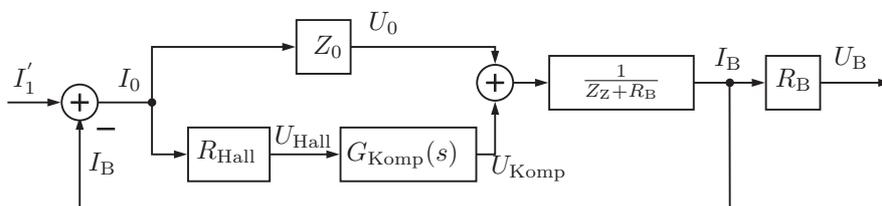


Abbildung 3.20: Signalflussplan des kompensierten Transformators

Für den Regelkreis gilt die Übertragungsfunktion $G_{\text{Komp}}(s)$. Inwieweit dessen Einfluss mit zunehmender Frequenz sein soll, hängt von der unteren Grenzfrequenz der Wicklung ab. Der erweiterte Frequenzbereich gilt als charakteristische Eigenschaft der kompensierenden

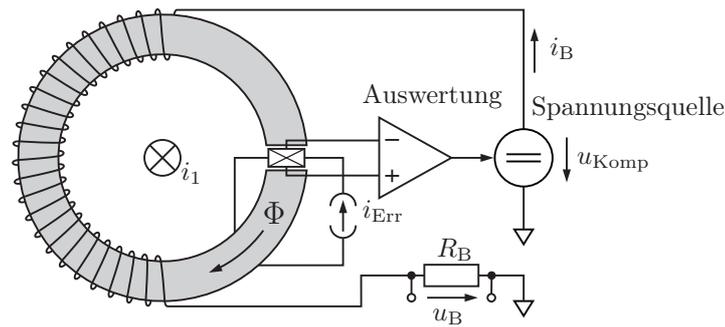


Abbildung 3.21: Prinzip einer kompensierenden Strommessung mit Induktionssensor

Stromwandler. Das magnetfeldsensitive Element wird stets nur um dessen Nullpunkt betrieben und dort ausgewertet, d. h. auf eine lineare Kennlinie mit einem möglichst großen Messbereich kann verzichtet werden. Eine Schlüsselkomponente ist der Kompensationsregler ($G_{\text{Komp}}(s)$), der für die Übertragungsfunktion von $\frac{U_B}{I_1}$ maßgeblich ist. Außerdem ist dieser bei entsprechend zu kompensierenden Stromstärken als reaktionsschnelle Leistungselektronik ohne Oberschwingungen aufzubauen.

3.3.4.1 Kompensation mit elektrisch angeregten Induktionssensoren und weichmagnetischem Kern

Auf der Grundlage des direkt-abbildenden Strommessgeräts mit flusskonzentrierendem weichmagnetischen Kern lässt sich der Aufbau eines kompensierenden Wandlers nach Abbildung 3.21 herleiten. Das Ausgangssignal ist stets der Spannungsabfall über dem Bürdenwiderstand R_B , der durch den Strom hervorgerufen wird, der einerseits von der Spannungsquelle und andererseits von der induzierten Spannung an der Wicklung getrieben wird. Die Spannungsquelle muss für Arbeitspunkte mit großer induzierter Spannung (Wechselstrommessung hoher Frequenz) als Kurzschluss wirken, damit sich der Strompfad für i_B schließt. Für die praktische Ausführung von Strommessgeräten nach diesem Prinzip begrenzt das Zusammenspiel von Windungszahl der Sensorwicklung mit den mechanischen Ausmaßen und dem Frequenzverhalten des Kernmaterials die Bandbreite sowie den Messbereich bezogen auf die maximal mögliche Amplitude. Offsetfehler sind stark an das Verhalten der verwendeten Induktionssensoren gekoppelt.

Wie bei den Geräten aus Abschnitt 3.3.3 muss der flussführende Kern an mindestens einer Stelle ganz oder teilweise unterbrochen werden, damit ein magnetfeldsensitives Element in den magnetischen Kreis eingebracht werden kann. Je größer der Strommessbereich wird, desto größer werden i. d. R. die mechanischen Abmessungen. Um mit großen Magnetfeldern, die aufgrund von mechanischen Asymmetrien zwischen Messstromleiter

und Wandlerkern partielle Sättigung im Kern hervorrufen können, umzugehen, werden mehrere magnetfeldsensitive Elemente über den Umfang des Kerns gleichmäßig verteilt eingebaut.

Mit hochfrequenztauglichem Kernmaterial und einer speziellen Wickeltechnik lassen sich sehr breitbandige Strommessgeräte realisieren, die einen Messfehler von nur wenigen Promille des Messbereichs aufweisen.

3.3.4.2 Nullflusswandler

Hochpräzise Strommessgeräte für Gleich- und niederfrequente Ströme entstehen, wenn das Kompensationsprinzip in Verbindung mit einem Fluxgate-Induktions-Sensor aufgebaut wird. Der Sensorteil besteht bei Wandlern hoher Güte aus einem Doppelkernaufbau nach Abbildung 3.18 und wird um einen weiteren Kern zur Kompensation sowie der Erfassung des Wechselanteils ergänzt. Wie in Abbildung 3.22 zu sehen ist, wird das Strommessgerät aus einem Erregerstromsteller, einer Auswerteschaltung und einem Nullflussregler mit Kompensationsstromsteller zusammengesetzt. Dabei werden die mittels Kern 2 und 3 über die Sensorwicklung aufgenommenen Verläufe der induzierten Spannung in der Auswerteschaltung verarbeitet und einem Regler zugeführt, der die Amplitude der zweiten Harmonischen der Erregerfrequenz zu Null regelt. Der dazu benötigte Kompensationsstrom entspricht mit einem Übersetzungsverhältnis dem zu ermittelnden Messstrom, sofern dessen Frequenz deutlich unterhalb der Erregerfrequenz liegt. Sollte die Frequenz des Messstroms ausreichend groß sein, so dass sie über die transformatorische Übertragung anhand der AC-Sensorwicklung erfasst werden kann, wird die Auswertung der Fluxgate-Signale nicht mehr benötigt. Der Kompensationsverstärker berücksichtigt sowohl die niederfrequenten Anteile aus der Fluxgate-Erfassung als auch die höherfrequenten Anteile des Messstroms aus der transformatorischen Erfassung.

Die dem Messstrom entsprechende Spannung kann über dem Bürdenwiderstand R_B abgenommen werden.

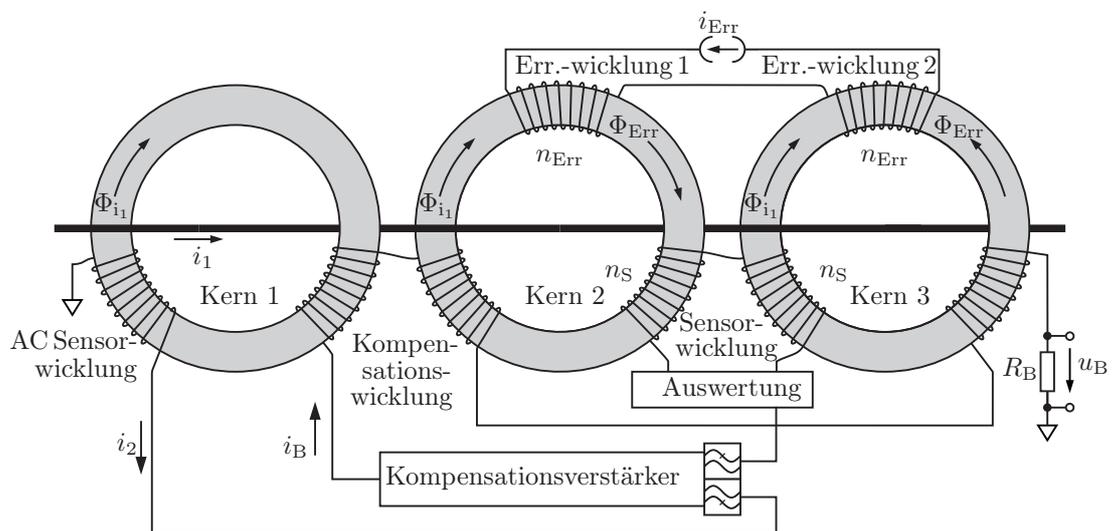


Abbildung 3.22: Nullflusswandler – kompensierter Fluxgate-Stromsensor

4 Realisierung eines Strommessgerätes

Mit der speziellen und grundsätzlichen Problematik aus Kapitel 1 und den Randbedingungen aus Kapitel 2 können die Eigenschaften eines Strommessgeräts optimiert auf den Anwendungsfall der schnell schaltenden Leistungselektronik formuliert werden.

Die Annahme, dass der Stromverlauf während einer Schalthandlung oder eines Kommutierungsvorgangs aufgezeichnet werden soll, legt nahe, dass es sich bei dieser Strommessung um einen laborähnlichen Sonderfall handelt.

Messzangen und andere zu öffnende Messgeräte haben sich für die Strommessung im Laboreinsatz etabliert. Sofern sichergestellt ist, dass der Aufnehmer in Form einer Zange oder Ähnlichem eine große Öffnung zur Durchführung des Messstromleiters bietet und er selbst nicht zu viel Raum beansprucht, kann flexibel an verschiedenen Stellen in einer Schaltung gemessen werden, ohne dass dazu Umbaumaßnahmen erforderlich sind. Die zu erfassende Amplitude richtet sich nach konkreten Anwendungen. Die zulässigen Spitzenbelastungen mit kurzen Stromimpulsen liegen bei MOSFETs jenseits von 750 A. Bei IGBTs werden Spitzenströme von 7000 A und darüber zugelassen. Ausgehend von einem trapezförmigen Stromverlauf und heutzutage typischen Schaltfrequenzen von $5 \text{ kHz} \leq f_s \leq 40 \text{ kHz}$ kann über den zulässigen Amplitudenfehler \hat{M}_x die benötigte PT1-Grenzfrequenz $f_{g,x}$ eines Strommessgerätes bestimmt werden (siehe Kapitel 2).

Mit den in Kapitel 3 vorgestellten Prinzipien und Methoden wird ein Strommessgerät konzipiert, das als Zange ausgeführt ist, einen Messbereich bis mind. 1000 A hat und von DC bis hin zu Frequenzen im MHz-Bereich mit einem Amplitudenfehler kleiner als 1 % bezogen auf den Messbereich misst. Zusammengefasst sind die anzustrebenden Eigenschaften in Tabelle 4.1 aufgelistet.

Tabelle 4.1: Angestrebte Eigenschaften einer neuen Strommesszange

Eigenschaft	Wertebereich
Bandbreite	DC bis mindestens 10 MHz
Messbereich	mindestens $\pm 1000 \text{ A}$
Messfehler	$< 1 \%$ bezogen auf den Messbereich
Zangenform	ca. 40 mm Innendurchmesser

Kompensierende Strommesszangen (siehe Abschnitt 3.3.4.1) mit weichmagnetischen Kernen, entweder Ferrite oder amorphem bzw. nanokristallinem Schnittband, sowie Hall-Effekt-Generatoren sind vorhanden und decken einen Teil der Anforderungen ab. Tabelle 4.2 stellt vorhandene Lösungen mit weichmagnetischem Kern vor.

Tabelle 4.2: Datenblattangaben verfügbarer Strommesszangen, vgl. [21, 22]

Hersteller	Entwicklungsstand	Typ	Messbereich		Frequenzbereich/ Flankensteilheit
			RMS	Spitze	
Agilent	Serie	N2780B	500 A	700 A	DC bis 2 MHz
		N2781B	150 A	300 A	DC bis 10 MHz
		N2783B	30 A	50 A	DC bis 100 MHz
Tektronix	Serie	TCP404XL	500 A	750 A	DC bis 2 MHz
		TCP303	150 A	500 A	DC bis 15 MHz
		TCP312	21 A	50 A	DC bis 100 MHz
ILEA	Prototyp	ILA SMZ 3000	2120 A	5000 A	1,5 kA/ μ s
		ILA SMZ 805	565 A	1500 A	1,5 kA/ μ s
		ILA SMZ 200	141 A	250 A	1,5 kA/ μ s

Neben den zu öffnenden Zangen gibt es weitere Lösungen, die entweder einen deutlich größeren Gleichstrom (z. B. von LEM ITZ 24000-S ULTRASTAB bis 24 kA) messen können, aber nicht zu öffnen sind, oder geöffnet werden können, dabei aber eine untere Grenzfrequenz (z. B. von PEM CWT1500 mit $f_{\text{u}} = 0,03$ Hz) haben und somit nicht für die korrekte Erfassung von Strömen mit Gleichanteilen geeignet sind.

Der Kern zur Flussführung erfährt bei großen Strömen und hohen Frequenzen wegen der in ihm umgesetzten Verlustenergie eine starke Erwärmung. Je nach Stromstärke und Frequenz kann die Temperatur im Aufnehmer auf unzulässig hohe Werte ansteigen. Dieser Umstand wird mit dem Herabsetzen der zulässigen Amplitude bei steigender Frequenz (*frequency derating*) berücksichtigt. Für die kommerziellen Geräte aus Tabelle 4.2 sind diese Einschränkungen aus den Datenblättern zu entnehmen und in Abbildung 4.1 dargestellt. Anhand der Kurven ist zu erkennen, dass ein Herabsetzen der zulässigen Amplitude bei allen Geräten die Angaben des Messbereichs bzgl. Amplitude und Bandbreite in Tabelle 4.2 relativiert.

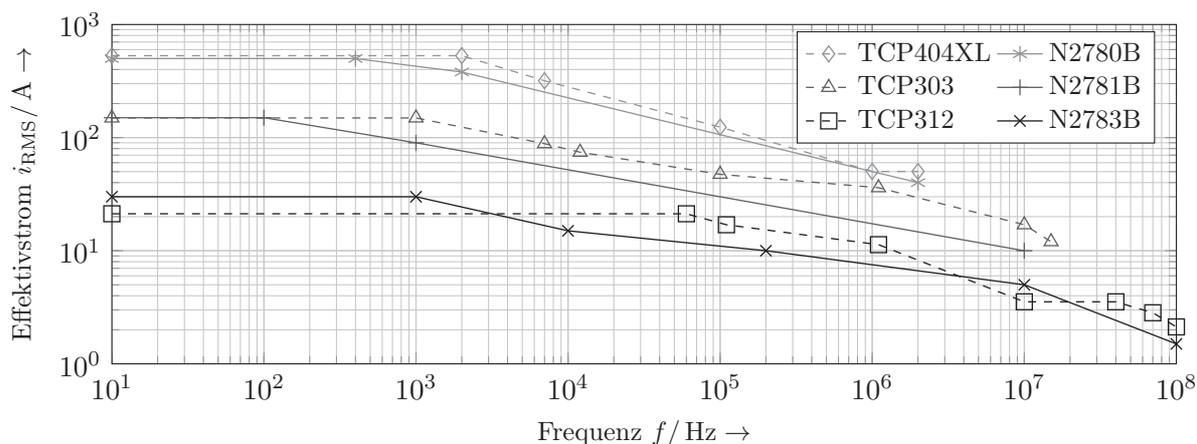


Abbildung 4.1: Diagramm mit Kurven der frequenzabhängigen Herabstufung der kommerziellen Messgeräte aus Tabelle 4.2, vgl. [21, 22]

4.1 Konzept einer innovativen Strommesszange

Die Erfassung von großen Gleichströmen und eine hohe obere Grenzfrequenz bei derselben erfassbaren Amplitude vereint keines der in Abschnitt 3.3 vorgestellten Strommessverfahren. Diese Eigenschaft wird als Grundgedanke für eine innovative Strommesszange angesehen.

In [16] wird das Prinzip der stoßfreien Verkoppelung entwickelt, das ein sehr breitbandiges Messsystem aus zwei unabhängigen Sensoren synthetisiert. Die Aufgabe, Ströme mit den Anforderungen aus Tabelle 4.1 zu messen, wird in zwei getrennt zu betrachtende Primärsensoren aufgeteilt, um deren Ausgangssignale anschließend zu einem Ausgang zusammenzuführen, siehe Abbildung 4.2. Dabei wird für die Erfassung der schnell veränderlichen Anteile im Stromverlauf eine hochohmig abgeschlossene Luftspule eingesetzt. Die Ermittlung des niederfrequenten Anteils im Stromsignal wird in [16] als gegeben vorausgesetzt und ist somit in der Auswahl von Abschnitt 3.3 zu finden.

Die dort beschriebenen Verfahren taugen nicht zur Lösung der hier gestellten Aufgabe: Die Aufnehmer sind entweder nicht zu öffnen, würden sich in einem hochfrequenten Magnetfeld zu stark erwärmen oder sind nicht in Lage, die geforderten Stromamplituden abzubilden, weil der Sensor aufgrund des physikalischen Prinzips vor Erreichen des maximal zulässigen Stroms seine Begrenzung des Messbereichs überschreitet.

Hier wird davon ausgegangen, dass das Vorhandensein eines weichmagnetischen Kerns zur Magnetflussführung bei Hochfrequenzmessungen störend wirkt: mit ansteigender Frequenz wirken sich Wirbelstrom- und Hystereseverluste nachteilig auf die Messung des

tatsächlichen Stromflusses aus – auch wenn dieser Kern nur in unmittelbarer Nähe des Hochfrequenzempfängers ist und nicht dessen Bestandteil.

Eine eisenlose¹, in das Konzept der stoßfrei verkoppelten Wandler passende Erfassung der niederfrequenten Ströme großer Amplitude eröffnet die Möglichkeit, damit ein Strommesssystem zusammenzustellen, das der hier gestellten Aufgabe gerecht wird.

Dabei ist die Erfassung des Gleichanteils im Stromsignal, wie im unteren Signalpfad der Skizze aus Abbildung 4.2 ersichtlich, für Ströme bis mind. 1000 A als zentrale Aufgabe anzusehen.

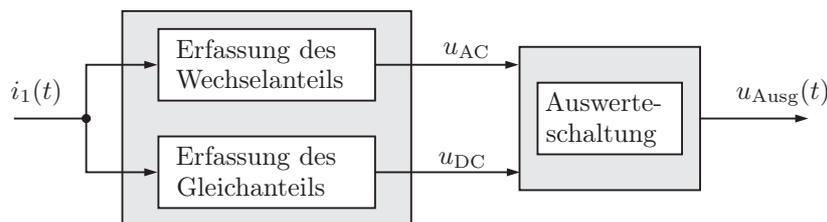


Abbildung 4.2: Konzept für innovative Strommesszange

4.2 Erfassung des Gleichanteils

Um auf einen weichmagnetischen Kern zur Flussführung zu verzichten, müssen für den Gleichstromfall und bei niedrigen Frequenzen² Methoden entwickelt werden, um diesen Frequenzbereich zu erfassen.

Hierfür kommt ein Aufbau in Frage, der hauptsächlich aus elektrisch angeregten Induktionssensoren besteht. Bedingt durch eine weite Verbreitung, hauptsächlich in der Automobilindustrie, ist eine Auswahl an Induktionssensoren mit unterschiedlichen Technologien verfügbar.

4.2.1 Grundlegende Überlegungen

Bevor die Realisierung der Gleichstromerfassung im Detail beschrieben wird, soll die Funktionsweise anhand von idealisierten Signalen, theoretischen Grundlagen und vereinfachten Annahmen hergeleitet bzw. erläutert werden.

¹„Eisen“ wird in diesem Zusammenhang als Synonym für alle weichmagnetischen Werkstoffe, die zur Magnetflussführung geeignet sind, herangezogen – „eisenlos“ charakterisiert einen Aufbau ohne diese Materialien.

²Im Weiteren wird von einer Gleichstrom (DC)-Erfassung gesprochen, wobei die Erfassung von Gleichstrom und Strömen bei niedrigen Frequenzen gemeint ist.

4.2.1.1 Anforderungen an den Magnetfeldsensor

Die Anforderung, für den gesamten Messbereich von mind. ± 1000 A einen kleinen Messfehler zu erhalten, führt zu einer großen Empfindlichkeit des einzusetzenden Magnetfeldsensors. Aus den Eigenschaften der drei in Tabelle 4.3 miteinander verglichenen Sensor-

Tabelle 4.3: Vergleich von Magnetfeldsensoren anhand deren Eigenschaften [10].

Eigenschaften	Hall	AMR	GMR
Mechanische Ausmaße	klein	groß	klein
Signalpegel	klein	mittel	groß
Empfindlichkeit	niedrig	hoch	hoch
Temperaturstabilität	niedrig	mittel	hoch
Energieverbrauch	niedrig	hoch	niedrig
Kosten	niedrig	hoch	niedrig
Messbereich	bipolar	bipolar	unipolar

typen ergibt sich, dass die meisten Vorteile, die für einen Einsatz in Strommesszangen mit den o. g. Anforderungen sprechen, beim GMR-Typ zu finden sind. Grünberg [23] hat einen Vergleich von AMR- und GMR-Elementen bezüglich ihrer Änderung des MR-Widerstands vorgenommen und herausgefunden, dass GMR-Elemente eine deutlich größere Änderung hervorrufen. Im Weiteren wird aufgrund dieser Eigenschaften ein Stromsensor auf der Basis von GMR-Sensoren entwickelt.

4.2.1.2 Auswahl des Magnetfeldsensors

Aus den zur Zeit verfügbaren GMR-Sensoren fällt die Wahl auf den Sensor des Typs *AA005-02* von NVE CORPORATION. Die Daten dieses Typs sind in Tabelle 4.4 aufgelistet. Für den Aufbau eines Prototyps eignet sich dieser Sensor im SOIC 8-Gehäuse. Einerseits detektieren GMR-Sensoren Magnetfelder sehr empfindlich, andererseits ist das

Tabelle 4.4: Eigenschaften des Sensors AA005-02 [24]³.

Linearer Bereich	Empfindlichkeit	Nicht-linearität	Hysterese	Betriebstemperatur	Typischer Widerstand
10 bis 70 Oe	$0,5 \frac{\text{mV}}{\sqrt{\text{Oe}}}$	2 %	4 %	bis 125 °C	5 k Ω

³Die magnetische Feldstärke wird von Sensorherstellern oft in Oerstedt (Oe) angegeben, es gilt $1 \text{ Oe} = \frac{1000}{4\pi} \frac{\text{A}}{\text{m}} \approx 80 \frac{\text{A}}{\text{m}}$

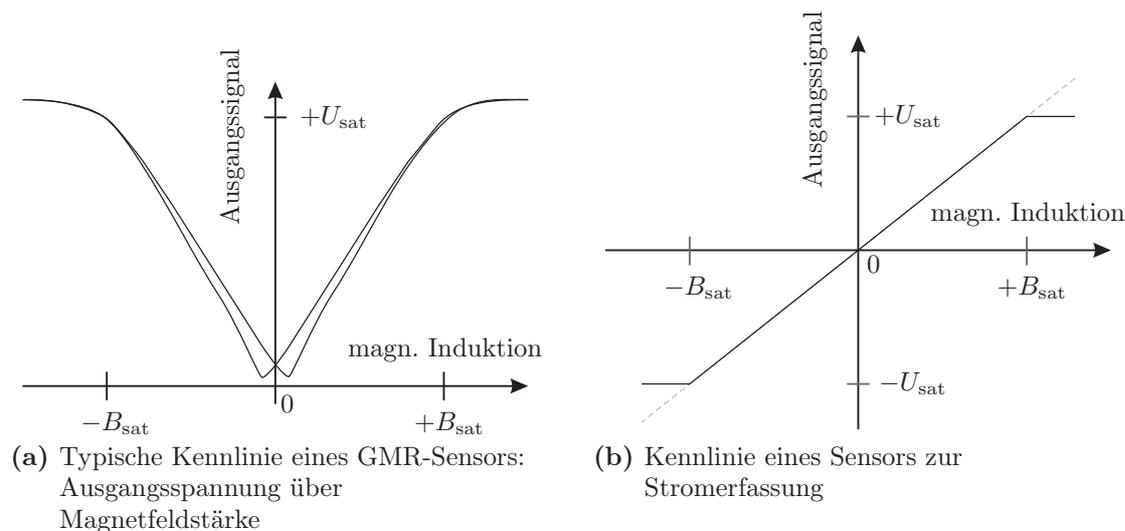


Abbildung 4.3: Kennlinie GMR-Sensor und benötigter Messbereich

Ausgangssignal unipolar und der lineare Messbereich für die in Frage kommenden Anwendungen begrenzt. Daher müssen bei dem Einsatz von GMR-Sensoren folgende Punkte beachtet werden.

- Umwandlung des GMR-Ausgangs zu einem bipolaren Signal
- Erweiterung des Messbereichs

Die Ausgangskennlinie des oben gewählten Sensors ist in Abbildung 4.3 (a) gezeigt. Der Verlauf des Ausgangssignals eines direkt-abbildenden Sensors unter Berücksichtigung beider Stromrichtungen entspricht dem aus Abbildung 4.3 (b) und wäre wünschenswert. Damit steht fest, dass weitere Maßnahmen getroffen werden müssen, bevor das Ausgangssignal des GMR-Sensors für eine Strommessung verwendet werden kann. Die Kennlinie in Abbildung 4.3 (a) hat jeweils einen linearen Bereich von $\pm 10\% B_{\text{sat}} \leq B \leq \pm 90\% B_{\text{sat}}$, der für eine direkt-abbildende Strommessung herangezogen werden kann. Durch eine Vormagnetisierung des GMR-Sensors kann dessen Nulllage (Bias-Punkt) in die Mitte eines linearen Abschnitts gelegt werden. Der Ausschlag in positive und negative Richtung abweichend zur Nulllage liefert ein bipolares Ausgangssignal. Der Messbereich ist damit wegen der Kennlinie des GMR-Sensors und des Abstands vom stromführenden Leiter beschränkt und erreicht mit dem ausgewählten GMR-Sensortyp eine Spanne von ± 400 A, siehe [25, 26]. Dieser Messbereich genügt den Anforderungen von ± 1000 A nicht. Deshalb wird im Folgenden eine Variante erörtert, die als lokale Kompensation mit oszillierender Anregung bezeichnet wird.

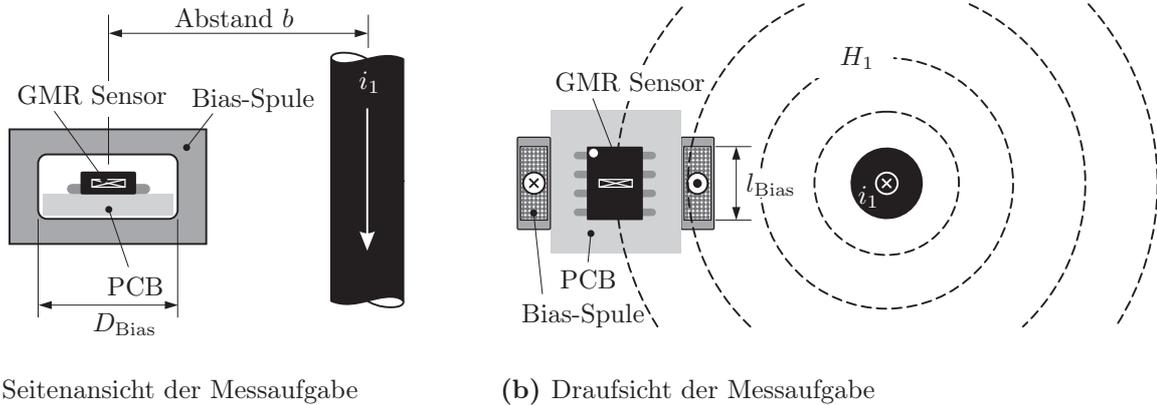


Abbildung 4.4: Prinzipielle Darstellung der Anordnung zur Strommessung mit Magnetfeldsensor und Kompensationswicklung (Bias-Wicklung)

4.2.1.3 Anordnung des Sensors mit Spule

Die Vormagnetisierung des GMR-Sensors kann mit einem Permanentmagneten oder mit dem Magnetfeld einer stromdurchflossenen Spule vorgenommen werden. Die elektromagnetische Anregung bietet eine größere Flexibilität als die permanentmagnetische. Das Ziel, einen bestimmten Punkt auf der Kennlinie zu erreichen oder dort zu halten, wird mit beiden Varianten erreicht. Mit einer Spule kann dieser Punkt dynamisch verändert werden, womit eine Reaktionsmöglichkeit auf sich ändernde Rahmenbedingungen entsteht. Für den Stromsensor, der eine möglichst große Amplitude messen kann, wird eine Anordnung mit elektrischer Vormagnetisierung nach Abbildung 4.4 gewählt.

Ein GMR-Sensor-IC wird auf einer Platine in der Mitte einer kurzen Spule (Bias-Spule) platziert. Die Magnetfeldlinien dieser Spule verlaufen in der selben Ebene wie die des Messstromleiters aus Abbildung 4.4, der in einem bestimmten Abstand zum Sensor rechtwinklig zur Platinenebene angeordnet ist. Ein Strom i_1 verursacht ein Magnetfeld H_1 , das mit dem Abstand b an der Position des GMR-Sensors folgendermaßen angegeben werden kann.

$$H_1 = \frac{i_1}{2\pi b} \quad (4.1)$$

Mit einem maximalen Messstrom $i_{1_{\max}}$ und einem Mindestabstand vom Leiter zum Sensor b_{\min} kann die maximale Feldstärke vom Stromleiter verursacht am Sensor $H_{1_{\max}}$ angegeben werden.

$$H_{1_{\max}} = \frac{i_{1_{\max}}}{2\pi b_{\min}} \quad (4.2)$$

4.2.1.4 Ansteuerung der Sensor-Spule-Kombination

Der Bias-Strom i_{Bias} zur Vormagnetisierung des Sensors wird von einer spannungsgesteuerten Stromquelle geliefert, so dass ein nahezu beliebiger Verlauf des Magnetfelds B_{Bias} erreicht werden kann. Die Geometrie der Bias-Spule wird durch die Gehäuseform des GMR-Sensors derart vorgegeben, dass ihr Mittelpunkt mit dem sensitiven Element im GMR-Sensor übereinstimmt. Unter dieser Maßgabe wird die Wicklung mit n_{Bias} Windungen möglichst eng an das Sensorgehäuse gebracht und der Abstand D_{Bias} so weit reduziert, dass noch eine Leiterbahn neben den Gehäuseanschlüssen geführt werden kann. Die Spulenlänge l_{Bias} ist kurz in Relation zum inneren Durchmesser D_{Bias} aber länger als das Sensorgehäuse. Die Wicklung wird mit mehreren Lagen realisiert. Die magnetische Feldstärke am GMR-Sensor kann mit der Gleichung (4.3) näherungsweise angegeben werden.

$$H_{\text{Bias}} \approx \frac{n_{\text{Bias}}}{\sqrt{l_{\text{Bias}}^2 + D_{\text{Bias}}^2}} \cdot i_{\text{Bias}} \quad (4.3)$$

In Abbildung 4.5 ist ein Instrumentenverstärker angedeutet, der das differentielle Ausgangssignal des GMR-Sensors als Spannung u_{GMR} bezogen auf Masse bereitstellt und dieses dabei verstärkt. Anhand dieses Aufbaus werden im Folgenden die Ansteuerung und die Auswertung der Kombination aus GMR-Sensor und Bias-Spule (Sensor-Spule-Kombination) erläutert.

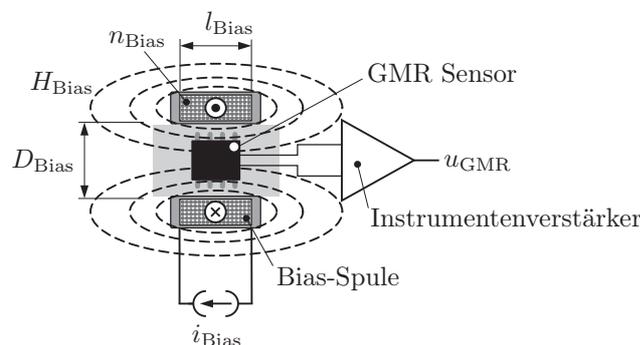


Abbildung 4.5: Schnittansicht durch die Kombination aus GMR-Sensor und Bias-Spule

Wird die Bias-Spule mit einem mittelwertfreien sinusförmigen Strom erregt, entsteht ein

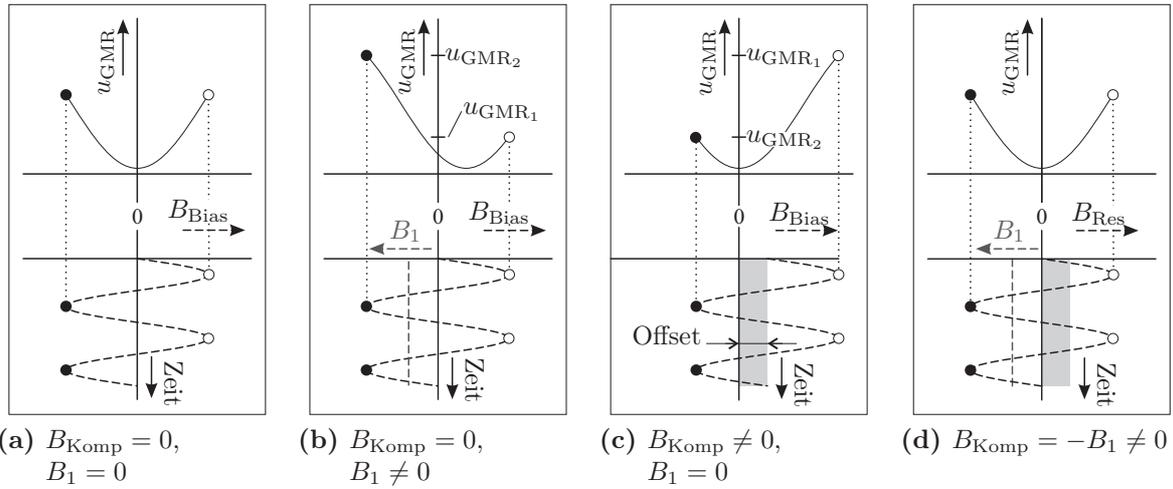


Abbildung 4.8: Auswirkungen der Ansteuerung: Ein Offset im Biasfeld (graue Fläche) kompensiert die Wirkung des Felds des Messstroms.

Wird die Amplitude \hat{B}_{Osz} des Bias-Felds B_{Bias} reduziert, so dass der Sensor nicht in den Bereich der Sättigung gerät, ergibt sich ein ähnliches Bild. Dieses Ausgangssignal wird in Verbindung mit der Anregung nach Gleichung (4.4) als Grundlage für die erweiterte Ansteuerung und Auswertung herangezogen, siehe Abbildung 4.8 (a).

$$B_{\text{Bias}} = B_{\text{Komp}} + \hat{B}_{\text{Osz}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Osz}} t) \quad (4.4)$$

Sobald auf diesen Zustand, realisiert mit dem Aufbau aus Abbildung 4.5, das Magnetfeld des Messstroms B_1 aus Abbildung 4.4 (b) wirkt, wird sich bei $B_1 = \text{konst.} \neq 0$ die Spannung u_{GMR} gemäß Abbildung 4.8 (b) ändern. Dabei sind die Werte u_{GMR_1} und u_{GMR_2} der Spannung u_{GMR} zu den Zeitpunkten des positiven und des negativen Scheitelwerts von B_{Bias} unterschiedlich groß.

Ein ähnliches Ergebnis ist zu beobachten, wenn das anregende oszillierende Signal B_{Bias} einen Offset enthält, also $B_{\text{Komp}} \neq 0$ gilt. Je nach dessen Vorzeichen bildet sich eine positive oder negative Differenz $u_{\text{Diff}} = u_{\text{GMR}_1} - u_{\text{GMR}_2}$, wie in Abbildung 4.8 (c) dargestellt. Der Offset im Bias-Signal kann damit zur Kompensation (Komp.) eines äußeren Felds herangezogen werden, indem die positiven und negativen Scheitelwerte des GMR-Ausgangs ausgewertet werden (u_{Diff} -Generator) und deren Differenz zu Null geregelt wird. Wenn einerseits ein äußeres Feld B_1 anliegt und andererseits das Bias-Feld einen entsprechenden Offset beinhaltet, wird bei der Auswertung des resultierenden Feldes $B_{\text{Res}} = B_{\text{Bias}} + B_1$ wieder der anfängliche Kennlinienabschnitt durchlaufen, vgl. Abbildung 4.8 (d).

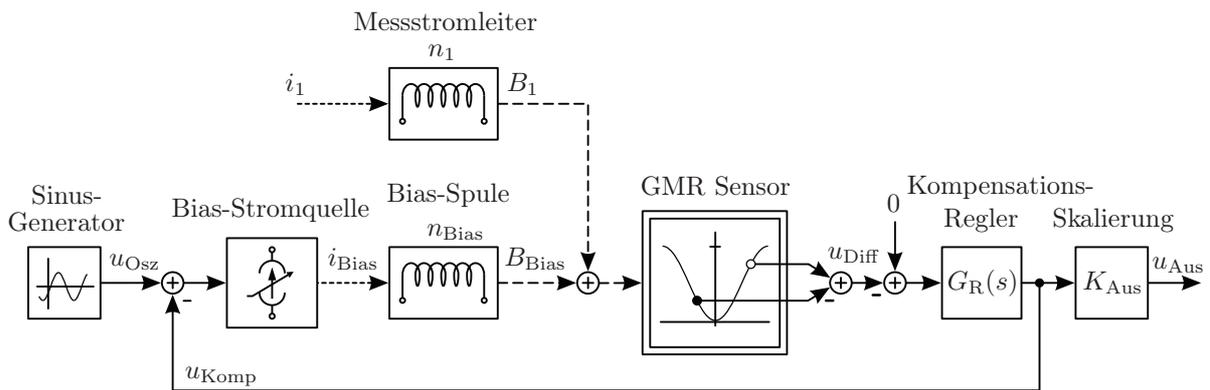


Abbildung 4.9: Prinzip des Messsystems

4.2.1.5 Auswertung der Sensor-Signale für den Kompensationsregler

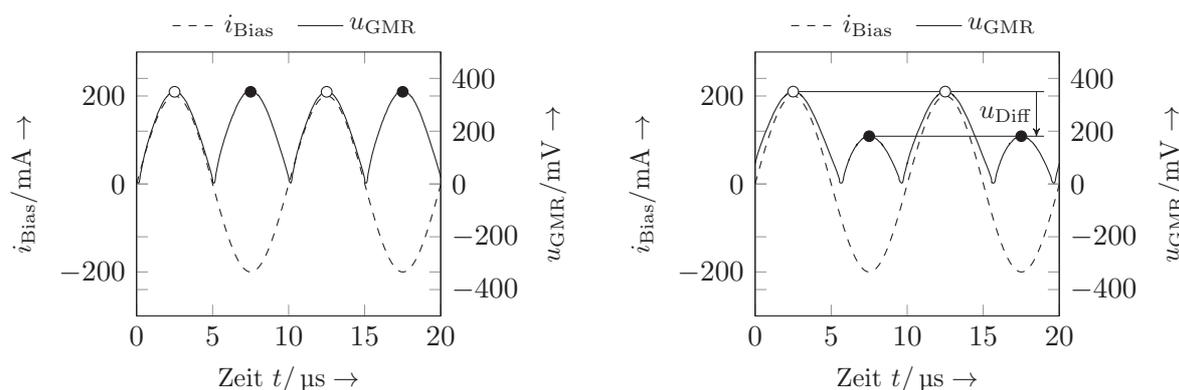
Für die Strommessung wird die Ansteuerung aus Abbildung 4.6 um die folgenden Funktionseinheiten erweitert.

1. u_{Diff} -Generator
2. Kompensationsregler $G_{\text{R}}(s)$ mit Rückführung von u_{Komp}
3. Skalierte Ausgabe von u_{Komp} als Stromsensorausgabewert u_{Aus}

So entsteht aus dem Aufbau der Ansteuerung das Messsystem gemäß Abbildung 4.9. Dort ist insbesondere auch der Eingriff des äußeren Magnetfelds des Messstroms i_1 erkennbar. Die Rückführung mit u_{Komp} sorgt dafür, dass stets der Zustand aus Abbildung 4.8 (d) eingestellt wird, unabhängig davon, wie groß i_1 bzw. B_1 ist.

Die betragsbildende Eigenschaft der Kennlinie eines GMR-Sensors ist im zeitlichen Verlauf des Signals u_{GMR} bei bipolarer Anregung mit B_{Bias} zu erkennen. Ausschließlich mit dem mittelwertfreien Signal B_{Bias} angeregt, verhält sich der GMR-Sensor wie ein Gleichrichter von i_{Bias} zu u_{GMR} , siehe Abbildung 4.10 (a). Wirkt zusätzlich zum unveränderten Bias-Feld B_{Bias} ein zeitlich konstantes Feld B_1 , unterscheiden sich die Scheitelwerte zweier aufeinanderfolgender Halbschwingungen der Spannung u_{GMR} , wie es in Abbildung 4.10 (b) dargestellt ist.

Die Differenzspannung u_{Diff} dieser Scheitelwerte wird dem Kompensationsregler als Istwert zugeführt. Da die beiden Signalanteile, die zu dieser Differenz führen, nicht gleichzeitig verfügbar sind, sondern stets in zeitlicher Abfolge hintereinander auftreten und sie immer mit derselben Polarität ausgelenkt werden, kommt der praktischen Realisierung der u_{Diff} -Auswertung eine besondere Bedeutung zu.

(a) Verläufe bei $B_1 = 0$ (b) Verläufe bei $B_1 \neq 0$ **Abbildung 4.10:** Verläufe von i_{Bias} und u_{GMR} ohne Regelung bzw. ohne Kompensation

Der Sollwert für den Kompensationsregler ist gleich Null. Die Übertragungsfunktion des Kompensationsreglers $G_R(s)$ darf stationär keine bleibende Regelabweichung zulassen, da sich diese störend auf die Linearität des Messgeräts auswirken würde. Die Dynamik des Reglers bestimmt zu großen Teilen die Bandbreite des Messgeräts, wobei Über- bzw. Unterschwingen vermieden werden muss. Die Ausgangsspannung u_{Komp} des Reglers ist proportional zum Strom i_1 , der das äußere Magnetfeld verursacht. Für die Kompensation des äußeren Magnetfelds H_1 muss von der oszillierenden Spannung u_{Osz} zur Steuerung der Bias-Stromquelle der zur Kompensation benötigte Anteil u_{Komp} subtrahiert werden. Mit der Spannung u_{Komp} wird der benötigte Offset im Bias-Strom eingestellt.

Mit einem Faktor K_{Aus} wird das Abbildungsverhältnis des gemessenen Stroms i_1 in eine Spannung u_{Aus} festgelegt. Damit ist die Erfassung mit einem Sensor, zugehöriger Bias-Spule und entsprechendem Regelkreis vollständig beschrieben und einsatzfähig.

Diese Einrichtung kann zur Strommessung benutzt werden, sofern sichergestellt ist, dass

- der Abstand zwischen Sensor-Spule-Kombination und Messstromleiter fest und bekannt ist,
- keine weiteren Magnetfelder im Erfassungsbereich des Sensors vorhanden sind, insbesondere keine einer Stromrückleitung,
- der Stromleiter senkrecht zur Sensorebene verläuft,
- die Ausbreitung der Magnetfeldlinien zwischen Messstromleiter und Sensor nicht beeinflusst wird und
- die Anordnung für diesen Anwendungsfall abgeglichen ist.

Falls einer der o. g. Punkte nicht sichergestellt werden kann, können mehrere Sensor-Spule-Kombinationen zum Einsatz kommen, um ein Summensignal zu erhalten, in dem sich die Fehler der einzelnen Sensor-Spule-Kombinationen möglichst aufheben. Dieses Summensignal entspricht dem Spannungssignal u_{DC} aus Abbildung 4.2 und wird als arithmetischer Mittelwert aus N Sensor-Spule-Kombinationen nach Gleichung (4.5) gebildet.

$$u_{\text{DC}} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N u_{\text{Aus}}(k) \quad (4.5)$$

4.2.1.6 Sensor-Spule-Kombinationen ringförmig angeordnet

GMR-Sensoren besitzen nach Abschnitt 3.2.1.4 eine Abhängigkeit der Ausrichtung des zu detektierenden Feldes in der empfindlichen Ebene. Diese Richtcharakteristik kann dahingehend genutzt werden, dass sich die Beiträge von zwei gegensinnig orientierten Sensoren aufheben, wenn das Magnetfeld H_1 des Messstromleiters diese beiden Sensoren in derselben Richtung durchsetzt.

Um symmetrische Verhältnisse für eine zu öffnende Mechanik zu schaffen, wird eine geradzahlige Anzahl von N Sensor-Spule-Kombinationen verwendet. Diese werden gleichmäßig über dem Umfang eines Kreises verteilt platziert, so dass zwei gegenüberliegende Sensoren gegensinnig orientiert sind. Im Mittelpunkt des Kreises befindet sich der Messstromleiter. Die kreisförmige Anordnung orientiert sich an der Ausbreitung des Magnetfelds um den Messstromleiter. In der Annahme, dass der Querschnitt des Messstromleiters weitgehend kreisförmig ist, werden konzentrisch angeordnete Sensoren jeweils einen gleichen Anteil des Signals von B_1 erfassen. Zwei mögliche Varianten mit sechs bzw. acht Sensor-Spule-Kombinationen sind in Abbildung 4.11 dargestellt.

Sollte sich der Messstromleiter nicht im Zentrum des Kreises der Sensor-Spule-Kombinationen befinden, wird das Messergebnis verfälscht. Insbesondere ist ein falsches Messergebnis zu erwarten, wenn sich der Messstromleiter außerhalb der kreisförmigen Anordnung befindet. Für diesen Fall müsste das Ergebnis unabhängig von der Stromstärke im Messstromleiter gleich Null sein.

Unter Berücksichtigung der Richtcharakteristik kann mit der Gleichung (4.1) das Summensignal einer Anordnung mit ringförmig angeordneten Sensoren, die gleichmäßig auf einem Kreis verteilt sind, für beliebige Positionen des Messstromleiters berechnet werden. Damit kann nach Gleichung (4.6) berechnet werden, wie groß die Übereinstimmung E_i

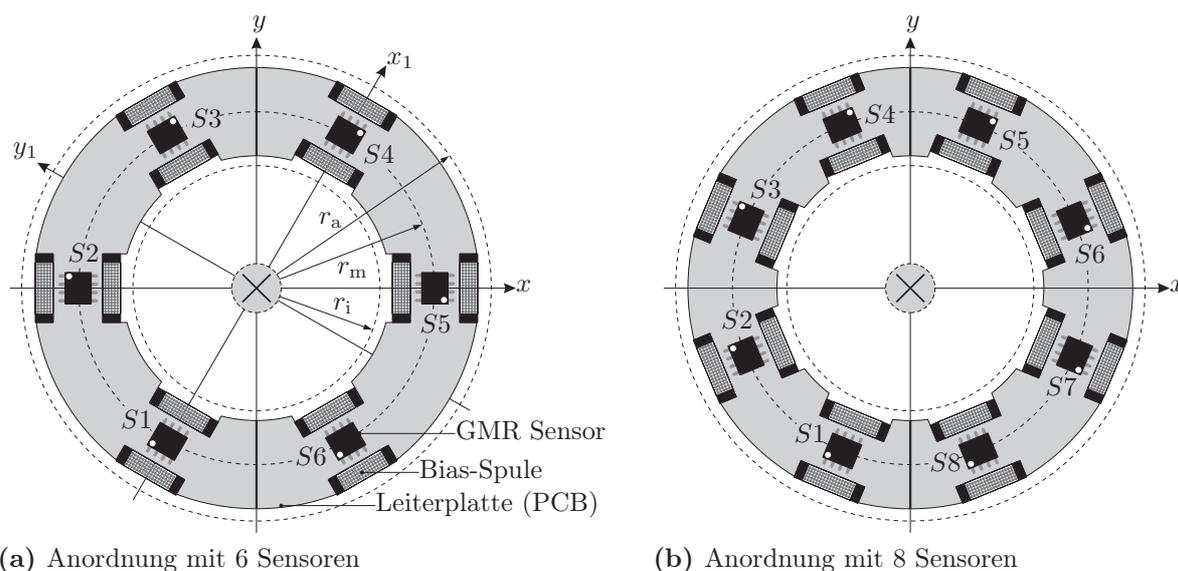


Abbildung 4.11: Sechs und acht Sensor-Spule-Kombinationen ringförmig angeordnet

zwischen berechnetem Summensignal u_{DC} und Messstrom i_1 bei beliebiger Position des Messstromleiters unter Berücksichtigung des Abbildungsmaßstabs K_{DC} ist.

$$E_i = \frac{u_{DC}}{i_1} \cdot K_{DC} \quad (4.6)$$

Eine Auswertung in Prozent bei einer Anordnung mit sechs Sensor-Spule-Kombinationen auf einem mittleren Radius von $r_m = 36$ mm und einem Abbildungsmaßstab von $K_{DC} = 1/\Omega$ ist in Abbildung 4.12 zu sehen. Die eingezeichneten Dreiecke stellen die gerichteten Sensoren dar. Eine Übereinstimmung von 100 % bedeutet, dass der ermittelte Messwert mit dem Messstrom übereinstimmt. Eine Übereinstimmung von 0 % gibt an, dass der ermittelte Messwert gleich Null ist.

Betrachtet man die Übereinstimmung entlang der vertikalen und horizontalen Achse, ergeben sich die beiden Verläufe aus Abbildung 4.13. Hier kann die Lage der Achse durch die Sensoren (Abb. 4.13 (a), z. B. x - oder x_1 -Achse) und zwischen den Sensoren (Abb. 4.13 (b), z. B. y - oder y_1 -Achse) deutlich unterschieden werden. Im Fall (a) vollzieht sich der Wechsel der Übereinstimmung von 100 % auf Null stetig und ohne Extremstellen. Im Fall (b) tritt im Bereich des mittleren Radius r_m eine große Abweichung in der Übereinstimmung auf, die je nach Lage des Messstromleiters das Vorzeichen wechselt. Ist der Abstand zum mittleren Radius groß genug, tritt die erwartete Übereinstimmung von entweder Null oder 100 % auf.

Anhand der Darstellungen in den Abbildungen 4.12 und 4.13 kann festgelegt werden, wel-

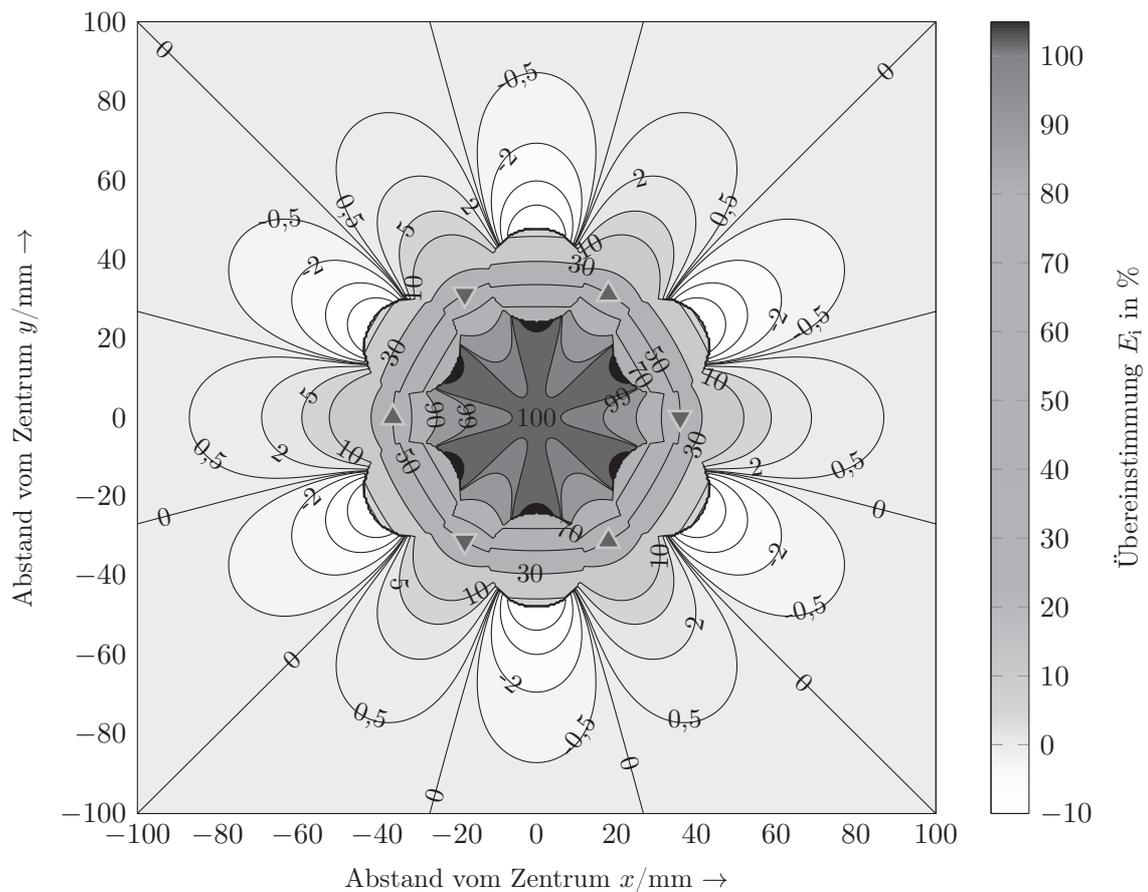


Abbildung 4.12: Simulation der Übereinstimmung des umgerechneten Summensignals u_{DC} mit dem Messstrom i_1 abhängig von der Position des Messstromleiters mit kreisförmigem Querschnitt und einem Durchmesser von 24 mm

che Begrenzungen durch ein Gehäuse für eine ringförmige Anordnung von Sensor-Spule-Kombinationen sinnvoll sind. Mit einer Begrenzung wird der Bereich für den Messstromleiter unerreichbar, in dem kritische Messwerte zu erwarten sind.

Die Abweichung vom erwarteten Wert im Inneren und deutlich außerhalb des Rings ist so gering, dass der Effekt der Störfelder der grundsätzlichen Funktionsweise einer Strommesszange mit dem oben skizzierten Aufbau nicht im Wege steht. Die Situation verbessert sich zunehmend, je größer die Anzahl N der Sensor-Spule-Kombination wird. Mit zunehmender Anzahl vergrößert sich die Fläche mit 100 % Übereinstimmung und der Übergangsbereich wird schmäler.

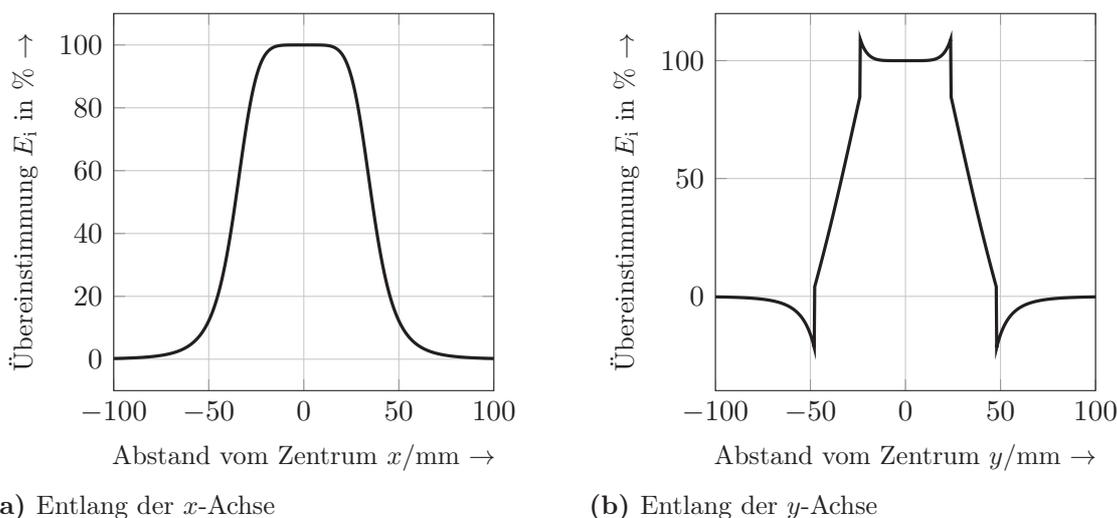


Abbildung 4.13: Simulation der Übereinstimmung des berechneten Summensignals mit dem Messstrom entlang der x - und y -Achse

4.2.2 Praktische Umsetzung der Gleichstromerfassung

Um das Prinzip der lokalen Kompensation mit oszillierender Anregung zur berührungslosen Strommessung in der Praxis zu erproben, werden im Folgenden prototypische Aufbauten betrachtet.

Zuerst wird die praktische Umsetzung der wichtigsten Funktionseinheiten beschrieben. Im Anschluss werden ausgewählte Signalverläufe des Messsystems präsentiert.

4.2.2.1 Sinus-Generator

Um den sinusförmigen Verlauf der Spannung u_{Osz} zu erhalten, wird ein Spannungs-Oszillator mit einstellbarer Frequenz f_{Osz} verwendet. Dieser Oszillator liefert einen rechteckförmigen Spannungspuls, aus dem mit einem Tiefpassfilter 10. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_{\text{g-TP}} = 1,28 \cdot f_{\text{Osz}}$ die Grundschwingung herausgefiltert wird. Um ein mittelwertfreies Signal zu erhalten, wird dem Tiefpass ein Hochpassfilter mit der Grenzfrequenz $f_{\text{g-HP}} = \frac{f_{\text{Osz}}}{10}$ nachgeschaltet. In Abbildung 4.14 ist die beschriebene Signalerzeugung skizziert.

4.2.2.2 Bias-Spule

Die zu erwartende Bandbreite der Gleichstromerfassung ist maßgeblich durch die Frequenz f_{Osz} bestimmt. Für die Wahl dieser Frequenz, gilt es einen Kompromiss zwischen zu erreichender Bandbreite und dem Aufwand der Realisierung dafür zu finden. Grundsätzlich

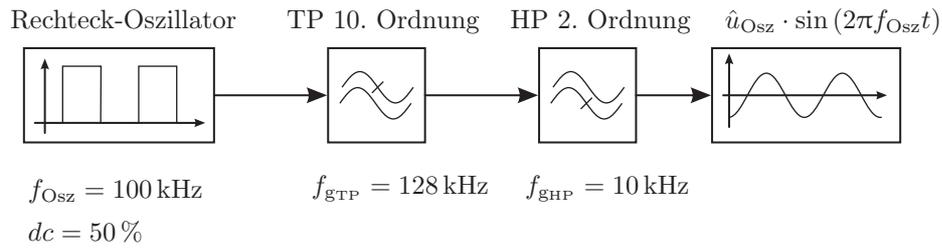


Abbildung 4.14: Signalflussbild des Sinus-Generators

führt die Forderung nach einer hohen Frequenz des Stroms durch eine Spule entweder zu einer kleinen Windungszahl und einer damit vergleichsweise niedrigen Induktivität oder zu einer großen Spannung über der Spule. Für den vorliegenden Fall ist zu berücksichtigen, dass mit der Bias-Spule neben dem oszillierenden Feld auch das Magnetfeld zur Kompensation des Messstroms erzeugt werden muss. Hier sorgen große Windungszahlen für einen geringen Bias-Strom bzw. einen großen Messbereich und stehen damit einer hohen Frequenz grundsätzlich im Wege.

Die Oszillatorfrequenz wird zu $f_{Osz} = 100 \text{ kHz}$ festgelegt, um den Messstrom bis zu Frequenzen von einigen kHz zu erfassen.

Für die Prototypen wird ein Messbereich von mind. $\pm 1000 \text{ A}$ angestrebt und für den Ausgangsstrom der Endstufe der Bias-Stromquelle eine Obergrenze von $\leq 1 \text{ A}$ festgelegt. Die Windungszahl der Bias-Spule wird nach Anhang C.1 zu $n_{Bias} = 300$ gewählt.

Die verwendeten Bias-Spulen sind mit den Daten aus Tabelle 4.5 gefertigt.

Tabelle 4.5: Daten der Bias-Spule aus Abb. 4.25

Eigenschaft	Zeichen	Wert
Drahtdurchmesser	D_{Draht}	0,23 mm
Windungszahl	n_{Bias}	300
Durchmesser	D_{Bias}	10 mm
Länge	l_{Bias}	10 mm
Induktivität	L_{Bias}	950 μH
Gleichstromwiderstand	R_{Bias}	4,1 Ω

Die Impedanz der Bias-Spule beträgt bei der gewählten Frequenz $f_{Osz} = 100 \text{ kHz}$ annähernd

$$Z_{\text{Bias}}|_{100 \text{ kHz}} = \sqrt{(2\pi f_{Osz} L_{\text{Bias}})^2 + R_{\text{Bias}}^2} \approx 600 \Omega . \quad (4.7)$$

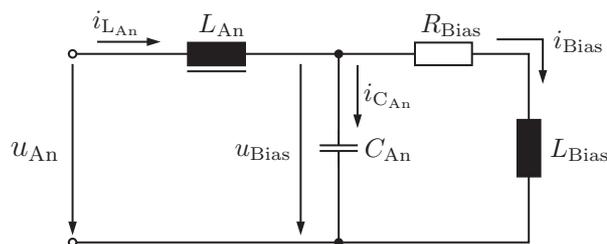


Abbildung 4.15: Bias-Spule mit Anpassung

Für eine Amplitude von 100 mA bis 200 mA des mit der Frequenz f_{Osz} oszillierenden Bias-Stroms muss die Spannung über der Bias-Spule ca. 100 V betragen. Um dieses Spannungsniveau und damit den entsprechenden Strom durch die Bias-Spule zu erreichen, wird die Bias-Spule in einen LLC-Resonanzkreis nach Abbildung 4.15 integriert.

Nach Anhang C.2 wird die Anpassspule mit $L_{An} = 225 \mu\text{H}$ gewählt. Damit ergibt sich für die Resonanzbedingung nach Anhang B.3 eine Kapazität für den Anpasskondensator von $C_{An} = 13,9 \text{ nF}$.

Mit diesem Aufbau wird erreicht, dass bei einem Spannungshub von $u_{An} = \pm 13 \text{ V}$ der Bias-Strom mit einer Amplitude von ca. 200 mA bei $f_{Osz} = 100 \text{ kHz}$ oszillieren kann. Der niederfrequente Anteil zur Kompensation eines Magnetfelds des Messstroms i_1 wird über die beiden Induktivitäten L_{An} und L_{Bias} geführt. Damit ist es möglich, die Endstufe der Bias-Stromquelle mit einem Leistungs-Operationsverstärker an $\pm 15 \text{ V}$ aufzubauen.

Die Übertragungsfunktion $G_{Str}(s) = \frac{I_{Bias}(s)}{U_{An}(s)}$ der Regelstrecke lautet:

$$G_{Str}(s) = \frac{1}{L_{An}L_{Bias}C_{An} \cdot s^3 + L_{An}C_{An}R_{Bias} \cdot s^2 + (L_{An} + L_{Bias}) \cdot s + R_{Bias}} \quad (4.8)$$

Das nach Tabelle 4.6 normierte regelungstechnische Ersatzschaltbild ist in Abbildung 4.16 dargestellt. Die für eine Regelung gemessenen Zustandsgrößen sind mit einer hochgestellten Raute gekennzeichnet.

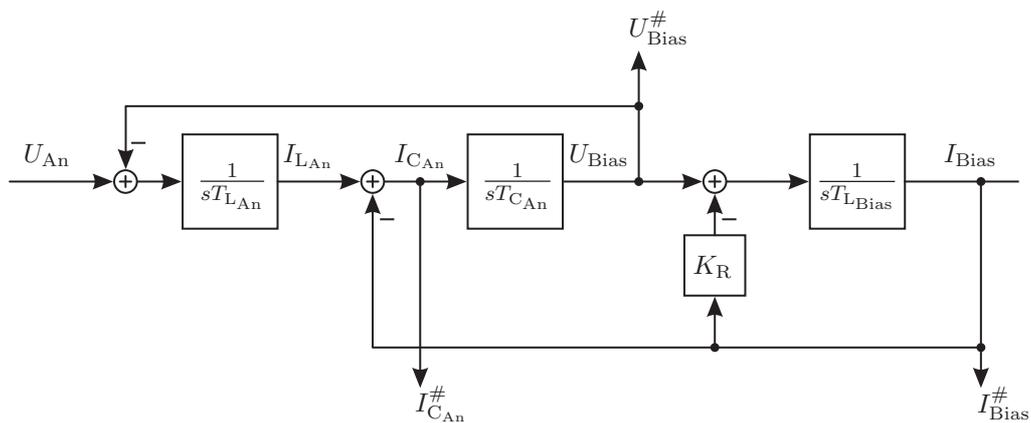
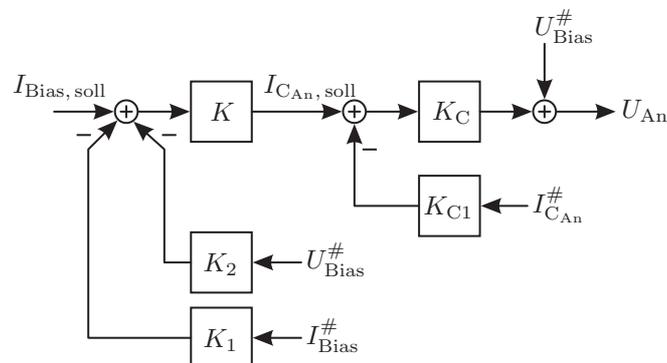
4.2.2.3 Bias-Stromquelle

Das Regelsystem für den Bias-Strom beinhaltet die Aufschaltung von u_{Bias} , die unterlagerte Kondensatorstromregelung für $i_{C_{An}}$ und die äußere Regelung für i_{Bias} . Die Struktur des realisierten Zustandsreglers für die Regelstrecke aus Abbildung 4.16 ist in Abbildung 4.17 dargestellt. Der Aufbau des Regelsystems und des Stellglieds ist mit Operationsverstärkern realisiert.

Die Aufschaltung U_{Bias} hebt die in Abbildung 4.16 enthaltene Kreisschaltung auf. Damit

Tabelle 4.6: Eigenschafts- und Einstellparameter der Regelstrecke bzw. des Regelsystems

Parameter	Beschreibung	Formel	Wert
Eigenschaft	Zeitkonstante der Anpassspule	$T_{L_{An}} = \frac{I_N}{U_N} \cdot L_{An}$	15,0 μ s
	Zeitkonstante des Anpasskondensators	$T_{C_{An}} = \frac{U_N}{I_N} \cdot C_{An}$	0,2 μ s
	Zeitkonstante der Biasspule	$T_{L_{Bias}} = \frac{I_N}{U_N} \cdot L_{Bias}$	63,3 μ s
	Proportionalitätswert der Biasspule	$K_R = \frac{I_N}{U_N} \cdot R_{Bias}$	0,27
Einstell	Zeitkonstante des Kondensatorstromreglers	T_{IC}	0,5 μ s
	Zeitkonstante des Biasstromreglers	T_0	1,8 μ s
	Dämpfung des Biasstromreglers	d	0,95

**Abbildung 4.16:** Regelungstechnisches Ersatzschaltbild der erweiterten Anordnung**Abbildung 4.17:** Aufbau des Zustandsreglers für i_{Bias}

kann die Teilstrecke für den Kondensatorstrom $I_{C_{An}}$ als Integrierer mit einer Störgröße I_{Bias} am Ausgang angesehen werden. Mithilfe der Einstellparameter K_C und K_{C1} gilt die folgende Übertragungsfunktion für den Kondensatorstrom.

$$\frac{I_{C_{An}}(s)}{I_{C_{An},soll}(s)} = K_{W_{IC}} \cdot \frac{1}{T_{IC} \cdot s + 1} \quad (4.9)$$

Sofern der Kondensatorstrom $I_{C_{An}}$ als eingeschwungen betrachtet wird, verbleibt eine Strecke 2. Ordnung, die mit den Einstellparametern K , K_1 und K_2 die Form aus Gleichung (4.10) annimmt. Als Voraussetzung dafür muss die Reglerzeitkonstante des Kondensatorstromreglers T_{IC} deutlich kleiner als die des Biasstromreglers T_0 sein.

$$\frac{I_{Bias}(s)}{I_{Bias,soll}(s)} = K_W \cdot \frac{1}{T_0^2 \cdot s^2 + 2dT_0 \cdot s + 1} \quad (4.10)$$

Mit einer Normierung von $U_N = 15 \text{ V}$ und $I_N = 1 \text{ A}$ ergeben sich die Parameter aus Tabelle 4.6.

Die Frequenzgänge der Regelstrecke und der gewählten Übertragungsfunktion des Regelsystems für $I_{Bias}(s)$ sind in Abbildung 4.18 dargestellt. Im Verlauf der Strecke ist die Resonanzstelle mit der Überhöhung bei $f = 100 \text{ kHz}$ deutlich zu erkennen. In diesem Bereich wirkt bei der Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.10) eine Dämpfung von ca. 7 dB und eine Phasenverschiebung von $\arg(G_R(s)) = -115^\circ$.

In der aufgenommenen Sprungantwort aus Abbildung 4.19 ist die Wirkung der Störgröße neben der Unsicherheit der tatsächlichen Parameter in Form der bleibenden Regelabweichung deutlich zu sehen. Weiterhin ist zu erkennen, dass ein Sprung von Null auf ca. 500 mA in 50 μs möglich ist.

Für den oszillierenden Betrieb kann mit den Parametern nach Tabelle 4.6 das in Abbildung 4.20 dargestellte Verhalten erreicht werden. Bei der Vorgabe eines sinusförmigen Verlaufs mit der Amplitude von $\hat{i}_{Bias,soll} = 300 \text{ mA}$ und der Frequenz $f_{Osz} = 100 \text{ kHz}$ ergibt sich ein sinusförmiger Stromverlauf mit $\hat{i}_{Bias} = 200 \text{ mA}$ und einer Phasenverschiebung von $\arg(G_R(s)) = -175^\circ$. Die benötigte Spannung u_{Bias} erreicht eine Amplitude $\geq 100 \text{ V}$ bei einer deutlich kleineren Amplitude der Endstufen-Ausgangsspannung u_{An} .

Das tatsächliche dynamische Verhalten weicht mit der Dämpfung und der Phasendrehung bei $f_{Osz} = 100 \text{ kHz}$ von den berechneten Werten ab. Es wird dennoch sichergestellt, dass die benötigten Signalverläufe erzeugt werden.

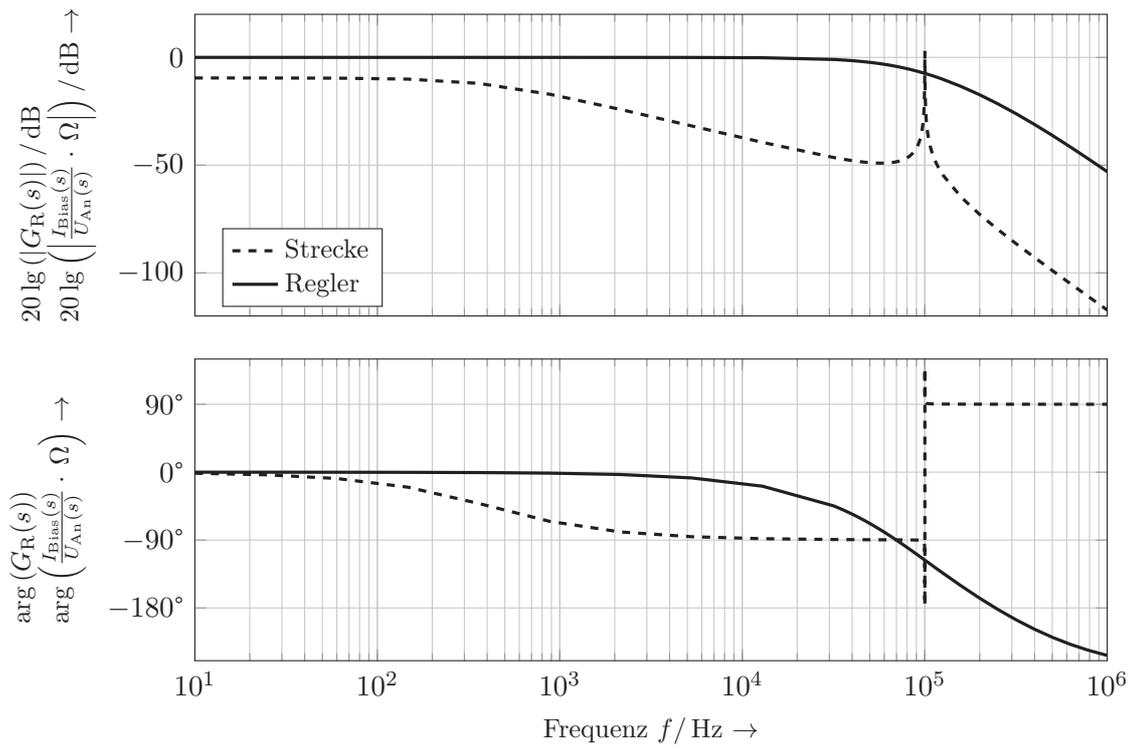


Abbildung 4.18: Frequenzgang des LLC-Resonanzkreises (Strecke) und des Bias-Strom-Reglers

4.2.2.4 u_{Diff} -Generator

Die Spannung u_{Diff} wird entgegen des im Abschnitt 4.2.1.5 beschriebenen Vorgehens nicht mit einer diskreten Abtastung des Spannungssignals u_{GMR} zu den Zeitpunkten der Scheitelwerte des Bias-Stroms i_{Bias} generiert. Sie wird dadurch erzeugt, dass das Spannungssignal u_{GMR} zwei Verstärkern zugeführt wird, wobei der eine die Verstärkung 1 und der andere -1 hat und die Verstärkerausgänge abwechselnd über einen getriggerten Analogschalter auf ein Tiefpass geschaltet werden. Dabei wird der Schalter so getriggert, dass zu den Nulldurchgängen des Bias-Stroms i_{Bias} geschaltet wird. Der prinzipielle Aufbau dieser Spannungserzeugung ist in Abbildung 4.21 dargestellt. Dabei dient derselbe Rechteck-Oszillator, der zur Erzeugung des sinusförmigen Sollwerts für den Bias-Strom benutzt wird, als Quelle für das Triggersignal u_{Trig} . Mit dem Triggersignal wird entschieden, ob der Anteil der Spannung u_{GMR} positiv oder negativ auf das Tiefpassfilter geschaltet wird. Die betragsbildende Funktion des GMR-Sensors wird mit dem Umschalten aufgehoben und es entsteht ein bipolares Signal, das mit der Frequenz f_{Osz} oszilliert. Je nach Grenzfrequenz des Tiefpasses wird diese Schwingung unterdrückt. Bei der Wahl der Grenzfrequenz muss allerdings berücksichtigt werden, dass die Dynamik des Messgeräts direkt davon abhängt.

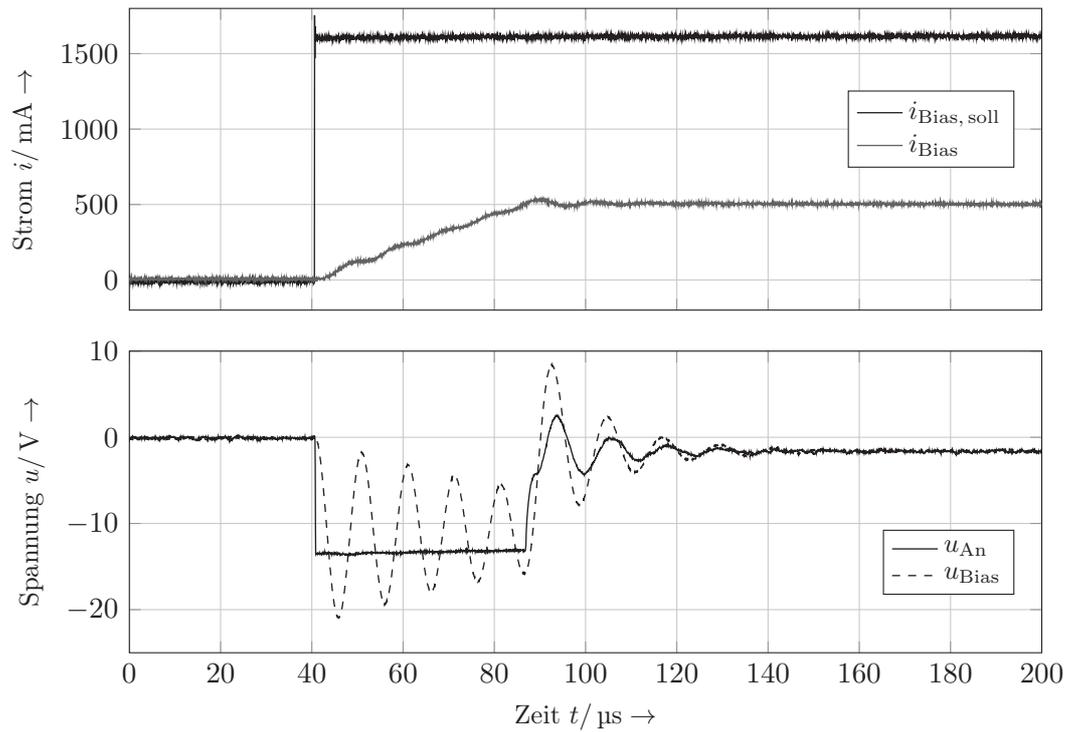


Abbildung 4.19: Sprungantwort des Bias-Stroms mit Eingangs- und Kondensatorspannung

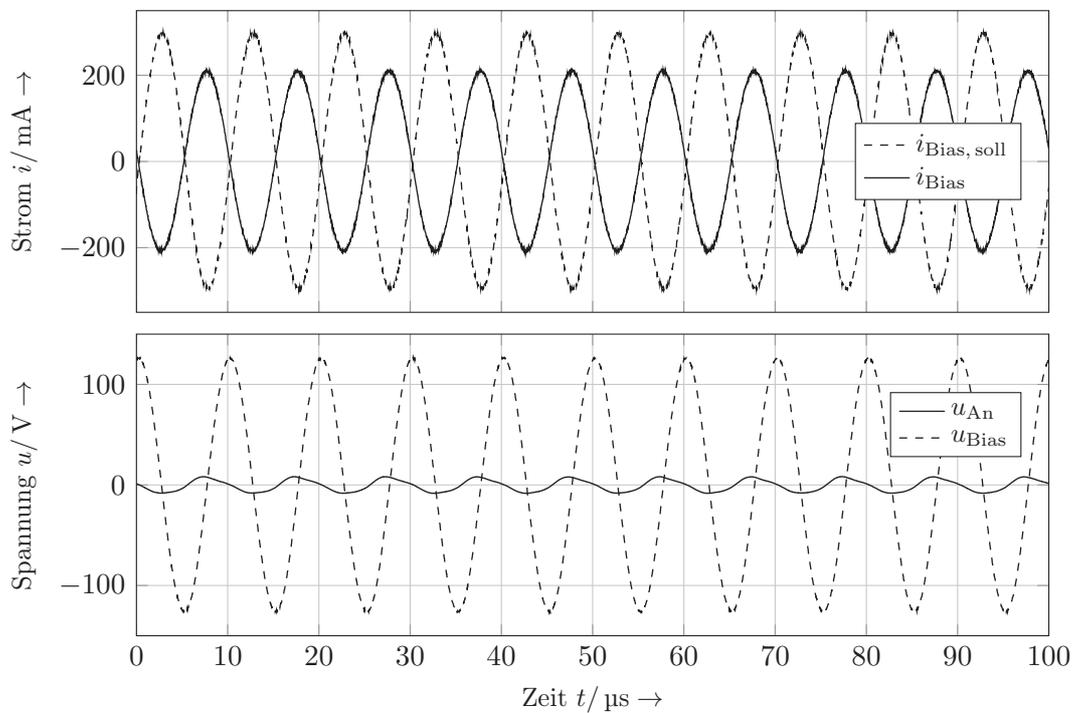


Abbildung 4.20: Oszillierender Bias-Strom mit Eingangs- und Bias-Spannung

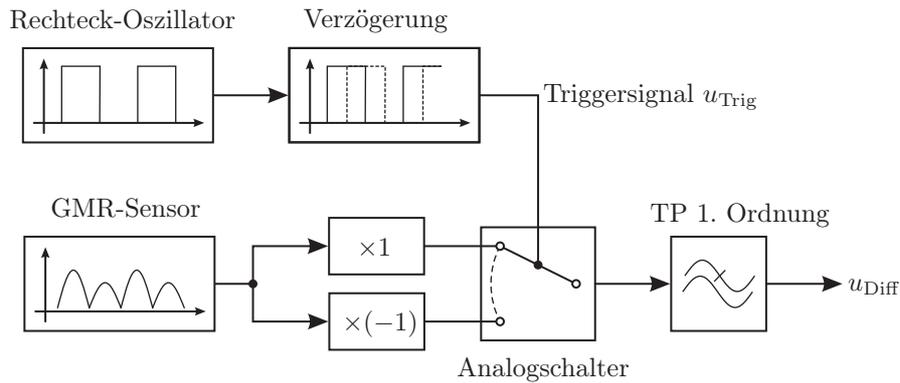


Abbildung 4.21: Signallaufplan zur Erzeugung von u_{Diff}

Deshalb ist es eher anzustreben, ein welliges Signal der Spannung u_{Diff} an den Kompensationsregler weiterzugeben, als die anregende Frequenz vollständig herauszufiltern. Aufgrund von Phasenverschiebungen in den Filtern zur Erzeugung des Sinussignals als auch in der Bias-Stromquelle, stimmen die Phasenlagen der Rechteckspannung des Oszillators nicht mit der der Spannung u_{GMR} überein. Um diesen Versatz auszugleichen, wird der Puls des Oszillators über eine einstellbare Verzögerung auf die Phasenlage der Spannung u_{GMR} angepasst.

In Abbildung 4.22 sind die entsprechenden Signalverläufe bei aktivem Kompensationsregler und Messstrom $i_1 = 0$ dargestellt. Die Spitzenwerte der Spannung u_{GMR} betragen ca. 4 V und die Schwankung von u_{Diff} beträgt ± 100 mV bei der den Bias-Strom anregenden Frequenz $f_{\text{Osz}} = 100$ kHz. Damit ist es möglich für den angestrebten Frequenzbereich ein Gleichsignal zu erhalten.

4.2.2.5 Kompensationsregler

Der Kompensationsregler stellt den benötigten Offset im Bias-Strom ein, der nach Abbildung 4.9 gleichzeitig das nicht skalierte Messergebnis darstellt. Ein PID-Regler ermöglicht gute dynamische Eigenschaften mit ausreichender Dämpfung ohne bleibende stationäre Abweichung bei einer einfachen Realisierung. Die Übertragungsfunktion mit dem Proportionalitätsfaktor P , der Integrations- T_I und der Differentiationszeitkonstanten T_D lautet folgendermaßen:

$$G_R(s) = P \cdot \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right) \quad (4.11)$$

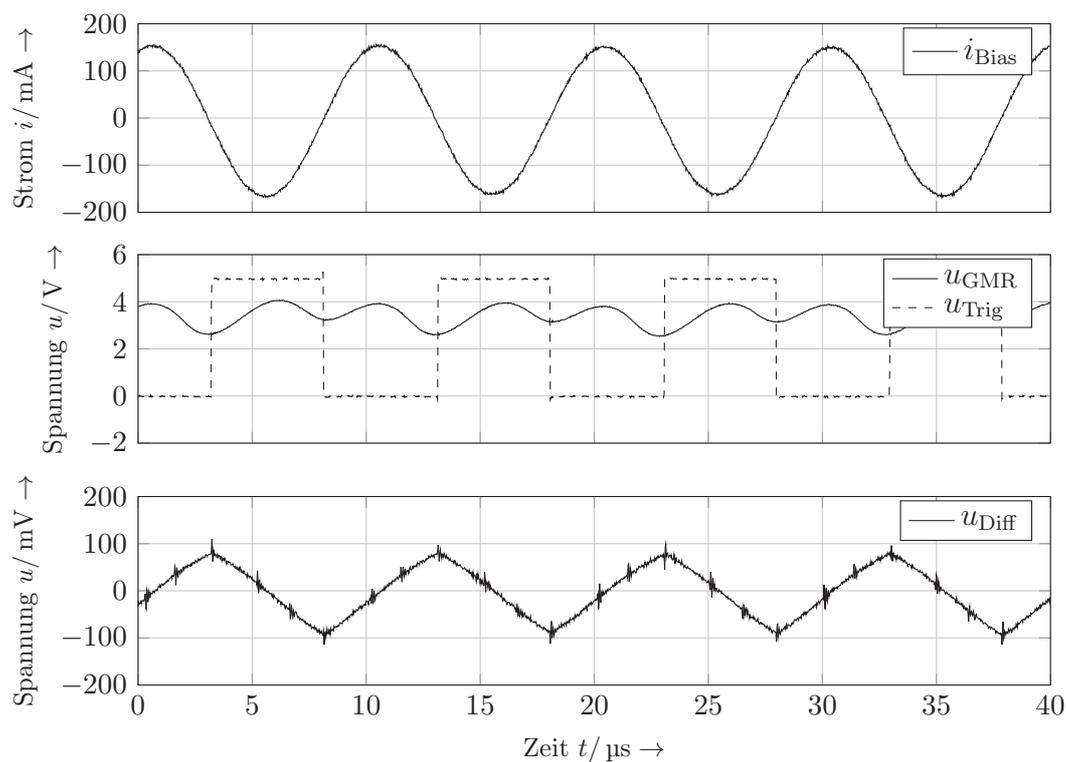


Abbildung 4.22: Aufnahmen der internen Signale

Der Kompensationsregler ist mit Operationsverstärkern aufgebaut. Die Verstärkung bzw. die Zeitkonstanten werden für jeden Kanal individuell eingestellt, so dass sich ein kritisch gedämpftes Einschwingverhalten ergibt.

4.2.2.6 Richtcharakteristik der Sensor-Spule-Kombination

Die Überlegungen aus Abschnitt 4.2.1.6 setzen eine gerichtete Empfindlichkeit der Sensor-Spule-Kombination voraus. Das Verhalten des GMR-Sensorelements sollte sich nicht ändern, sobald es als Sensor-Spule-Kombination mit der oszillierenden Anregung betrieben wird. Hier erfolgt eine Untersuchung der Richtcharakteristik einer Sensor-Spule-Kombination anhand eines Vergleichs zwischen Messung und Berechnung. In dem Aufbau aus Abbildung 4.23 wird eine Sensor-Spule-Kombination im Abstand b des Messstromleiters von -180° bis $+180^\circ$ in 5° -Schritten um den Mittelpunkt des GMR-Sensors gedreht. Das Messergebnis wird in Abbildung 4.24 mit den Berechnungen einer richtungsabhängigen Anwendung der Gleichung (4.1) verglichen.

Der Vergleich von Messung und Berechnung liefert gute Übereinstimmung. Außerdem ist mit dieser Darstellung die Funktionsweise des Ansteuer- und Auswerteverfahrens der

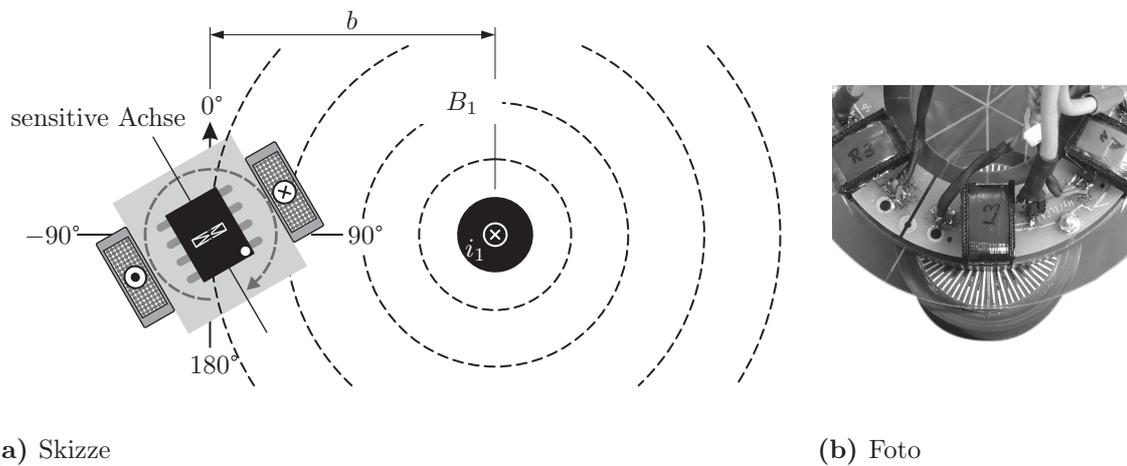


Abbildung 4.23: Versuchsaufbau zur Richtcharakteristik der Sensor-Spule-Kombination

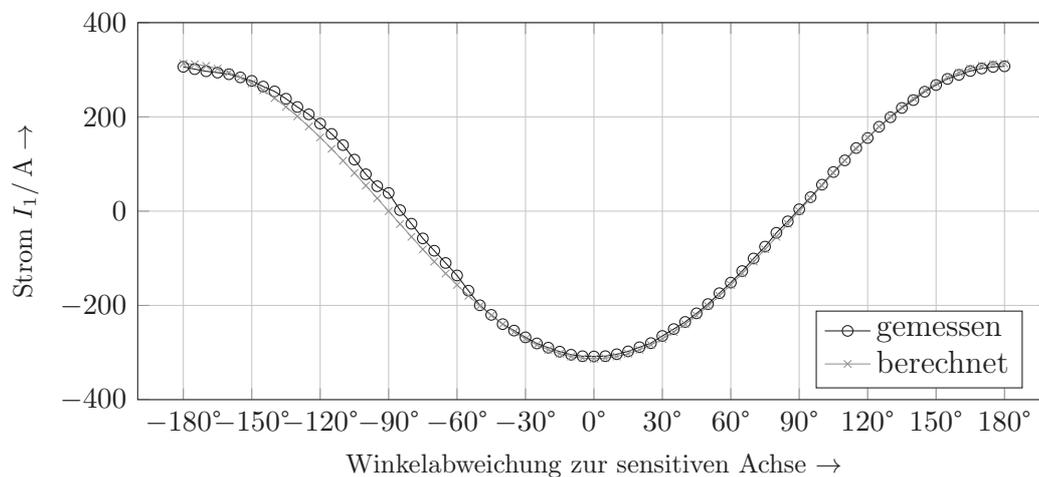


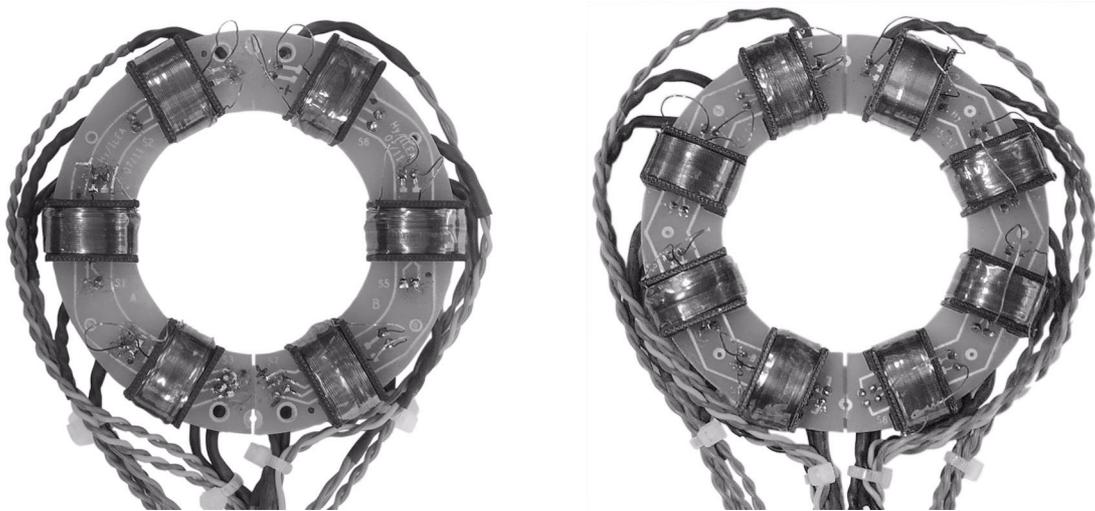
Abbildung 4.24: Vergleich Messung und Berechnung der Richtcharakteristik einer Sensor-Spule-Kombination

GMR-Sensoren unter Beweis gestellt, denn es wird bei unterschiedlich gerichteter Anregung ein vorzeichenbehaftetes Ausgangssignal unterschiedlicher Polarität erzeugt.

4.2.2.7 Aufnehmer mit ringförmiger Anordnung

Die Prototypen sind mit $N = 6$ und $N = 8$ Sensor-Spule-Kombinationen auf zwei spiegelsymmetrischen halbringförmigen Leiterplatten bestückt.

Die Magnetfeldsensoren befinden sich auf einem mittleren Radius von $r_m = 36$ mm. Die Durchführung für den Messstromleiter ist dabei mit einem Radius von $r_i = 25$ mm ausgeführt und der äußere Rand ist durch einen Radius von $r_a = 47,5$ mm gegeben.

(a) Foto der Anordnung mit $N = 6$ Sensoren(b) Foto der Anordnung mit $N = 8$ Sensoren**Abbildung 4.25:** Ausführung der realisierten Gleichstromaufnehmer

Die auf dieser Vorlage realisierten Aufnehmer sind mit ihren Anschlussleitungen in der Abbildung 4.25 zu sehen.

4.2.2.8 Parallelbetrieb mehrerer Kanäle

Die parallel betriebenen Kanäle werden zu Paaren von gegenüberliegenden Sensor-Spule-Kombinationen zusammengefasst. Innerhalb eines Paares werden die zwei Kanäle invertiert zueinander mit dem oszillierenden Steuersignal u_{Osz} angesteuert. Die verschiedenen Paare werden phasenverschoben zueinander angesteuert. Aus den Paaren werden die nicht invertiert und die invertiert angesteuerten Kanäle jeweils zu zwei Gruppen zusammengefügt. Dabei gilt für die Ansteuerung der N Sensor-Spule-Kombinationen jeweils die folgende Festlegung:

$$u_{\text{Osz},\nu} = \hat{u}_{\text{Osz}} \cdot \sin \left(2\pi f_{\text{Osz}} \cdot t - \underbrace{(\nu - 1) \cdot \frac{360^\circ}{\frac{N}{2}}}_{\phi_\nu} \right) \quad \text{mit } \nu \in \left\{ 1, \dots, \frac{N}{2} \right\} \quad (4.12)$$

$$u_{\text{Osz},\nu + \frac{N}{2}} = -u_{\text{Osz},\nu} \quad (4.13)$$

Für den Aufbau mit $N = 6$ Sensor-Spule-Kombinationen ergeben sich die in Abbildung 4.26 dargestellten Verläufe der Spannungen $u_{\text{Osz},\nu}$.

Die Ausgangsspannungen der Kompensationsregler $u_{\text{Komp},\nu}$ der nicht invertierten und

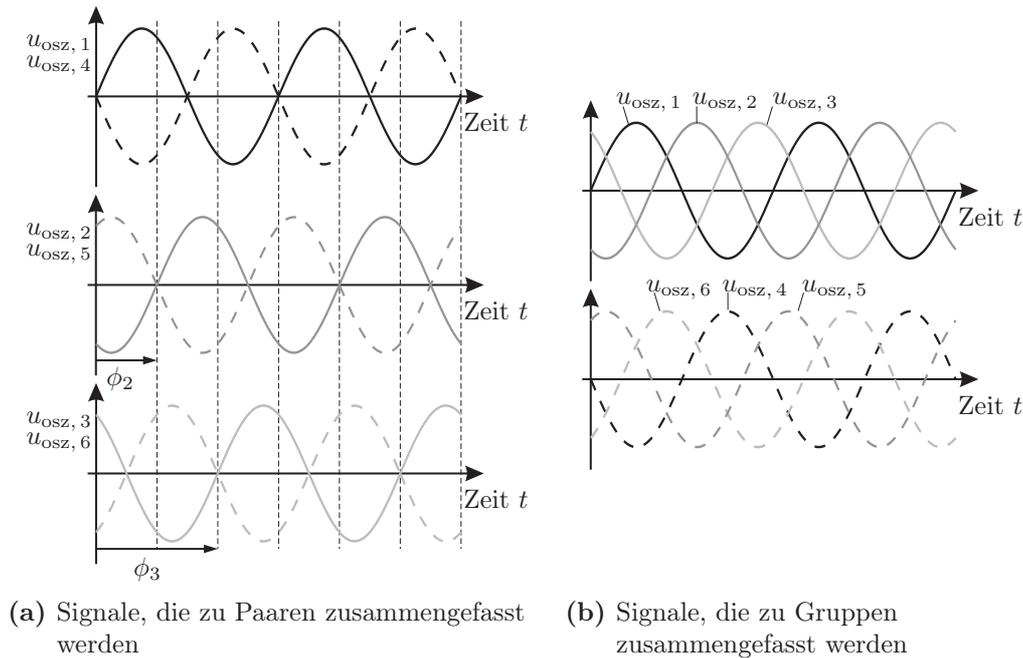


Abbildung 4.26: Schema der Ansteuerung bei sechs Sensor-Spule-Kombinationen

der invertierten Ansteuerung werden zu $u_{\text{GMR}_{\text{pos}}}$ bzw. $u_{\text{GMR}_{\text{neg}}}$ zusammengefasst. Durch die Addition der versetzt angesteuerten Kanäle wird der Wechselanteil im Summensignal deutlich reduziert, siehe Abbildungen 4.27 und 4.28. Die zusammengefassten Signale werden anschließend mit einem Differenzverstärker addiert. Das addierte Signal wird auf die benötigte Skala angepasst und als u_{DC} ausgegeben.

4.3 Erfassung des Wechselanteils

Die Wechselanteile werden mit einer Ausführungsvariante der in Abschnitt 3.3.2.3 beschriebenen Luftspule erfasst.

Die Luftspule ist mit einer Kupferdrahtwicklung auf einem starren Wickelkörper realisiert. Der Wickelkörper besteht aus zwei Hälften eines Toroids, damit der Aufnehmer in Form einer Zange entsteht.

Für die Spule wird ein Torus mit rechteckigem Querschnitt gewählt. Der Draht-Leiter wird in Nuten geführt, die eine gleichmäßige Verteilung der Wicklung über den Umfang gewährleisten. Die Wicklung ist ohne innenliegenden Rückleiter aufgebaut. Sie führt zuerst auf einer feststehenden Hälfte des Wickelkörpers vom Drehpunkt aus startend bis zur Öffnung und dann wieder zum Drehpunkt zurück. Die bewegliche Hälfte ist entsprechend

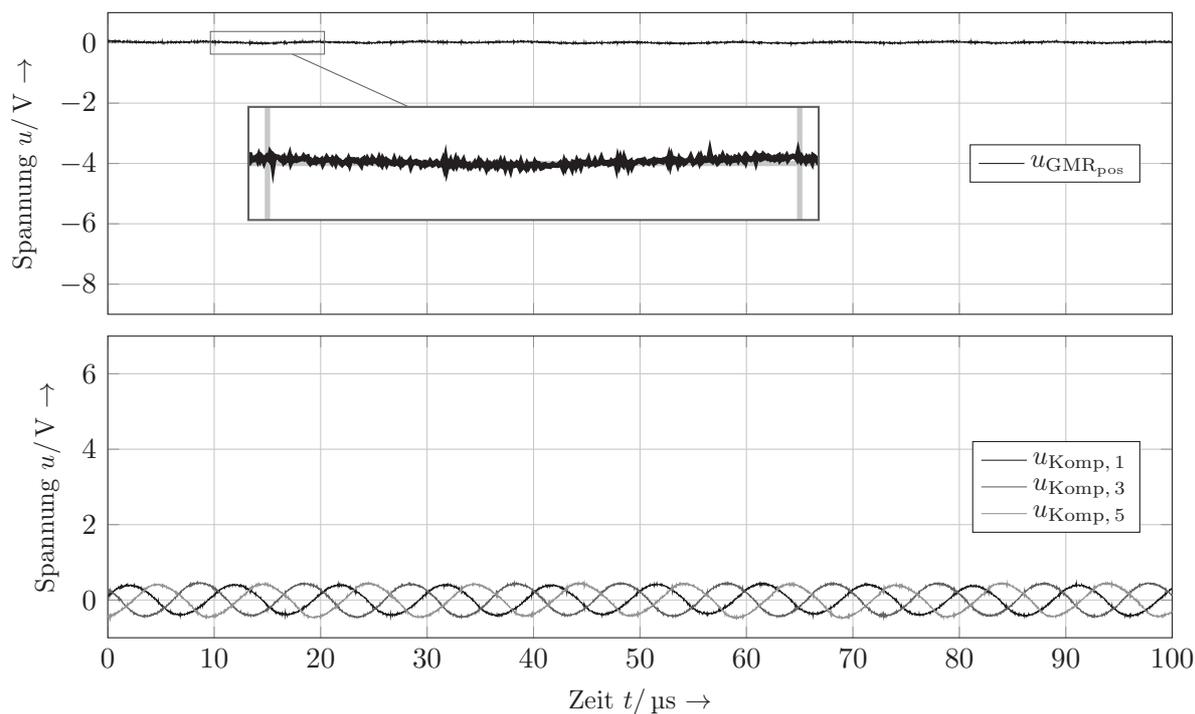


Abbildung 4.27: Summensignal und Ausgangsspannungen der Kompensationsregler bei $i_1 = 0 \text{ A}$

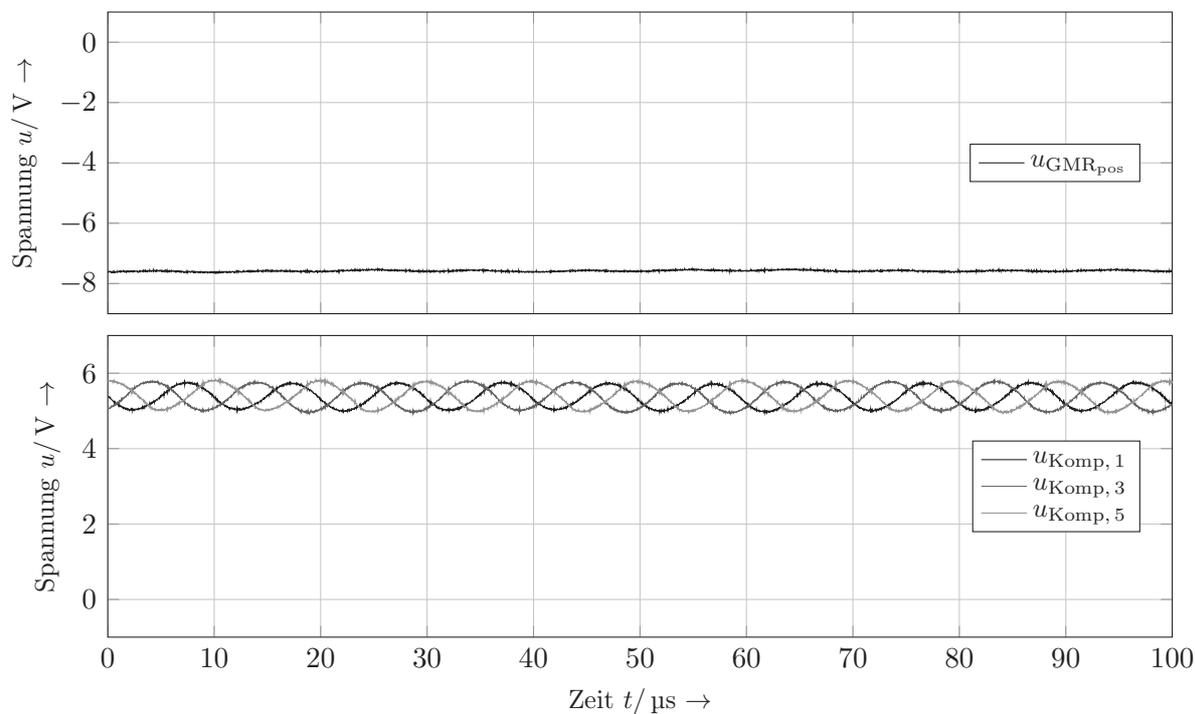


Abbildung 4.28: Summensignal und Ausgangsspannungen der Kompensationsregler bei $i_1 = 1200 \text{ A}$

bewickelt, so dass sich Drahtanfang und -ende am Drehpunkt befinden. Eine Hälfte des Wickelkörpers ist in Abbildung 4.29 skizziert.

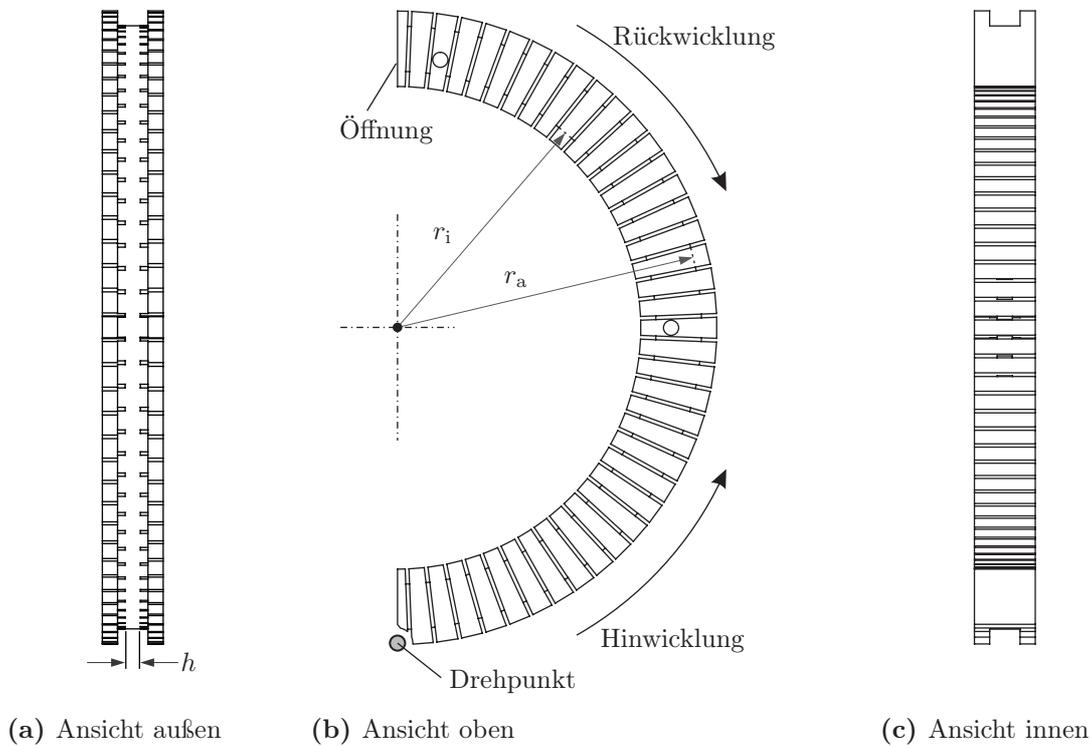


Abbildung 4.29: Eine Hälfte des Toroids

Der Wickelkörper mit Draht ist in Abbildung 4.30 zu sehen. Der Draht wird vom Drehpunkt aus startend von einer Nut zur übernächsten hin zur Öffnung geführt. Das Wechseln der Nuten geschieht am äußeren Radius r_a . Von der Öffnung zurück zum Drehpunkt wird er in den verbleibenden Nuten geführt. Die Hin- und Rückwicklung überkreuzen sich damit am äußeren Radius.

Die entstandene Wicklung hat den in Abbildung 4.31 dargestellten Impedanzverlauf. Die erste und damit relevante Resonanzfrequenz liegt bei $f_{R_1} \approx 75$ MHz. Damit ist sichergestellt, dass die Spule für eine Messung bis 10 MHz geeignet ist.

Für einen rechteckigen Querschnitt der Spule nach Abbildung 4.29 gilt der Geometriefaktor g_m nach Gleichung (4.14).

$$g_m = \mu_0 \cdot \frac{h}{2\pi} \cdot \ln \left(\frac{r_a}{r_i} \right) \quad (4.14)$$



Abbildung 4.30: Wechselstromerfassung

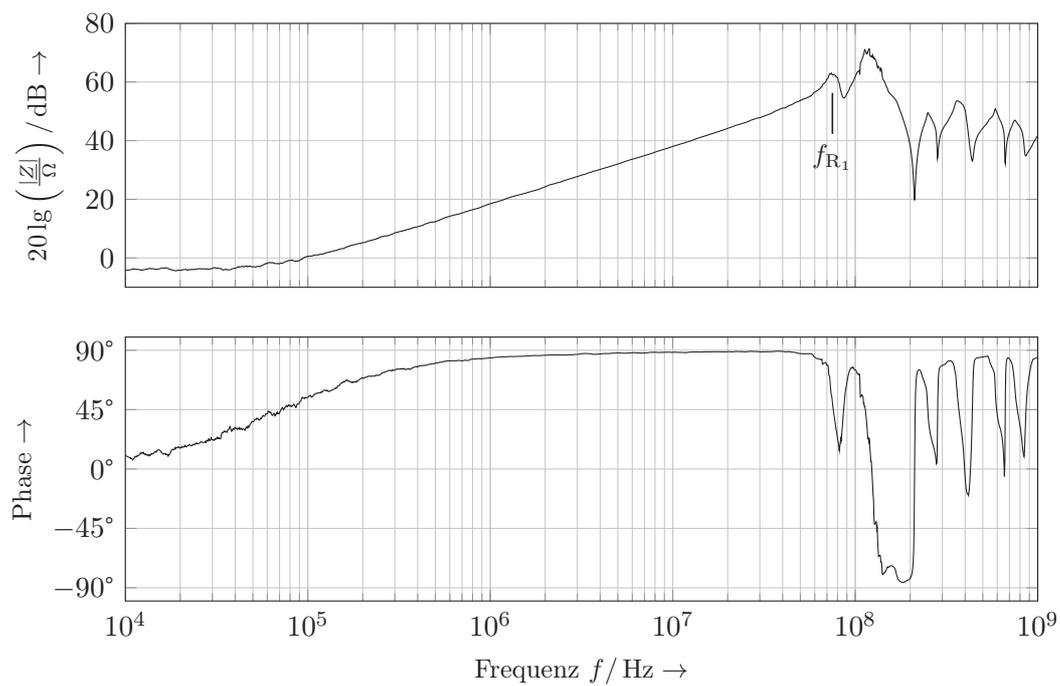


Abbildung 4.31: Impedanzmessung der realisierten Luftspule

Mit dem Geometriefaktor können die Eigeninduktivität L und die Gegeninduktivität M theoretisch angegeben werden.

$$L = n_2^2 \cdot g_m \quad (4.15)$$

$$M = n_2 \cdot g_m = \frac{L}{n_2} \quad (4.16)$$

Die sensorseitige Wicklungskapazität C_W ergibt sich mit der aus der Impedanzmessung in Abbildung 4.31 ermittelten Resonanzfrequenz f_{R1} zu:

$$C_W = \frac{1}{L \cdot (2\pi f_{R1})^2}. \quad (4.17)$$

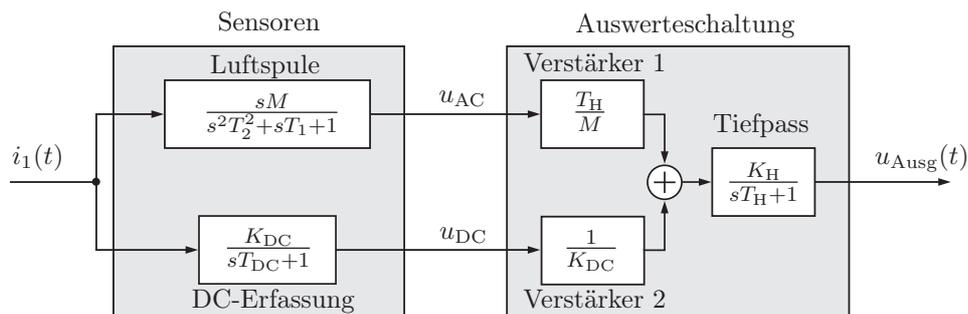
Tabelle 4.7: Daten der realisierten Luftspule

Eigenschaft	Zeichen	Werte
Windungen	n_2	80
Drahtdurchmesser	D_{Draht}	0,25 mm
Innerer Radius	r_i	34 mm
Äußerer Radius	r_a	40 mm
Höhe	h	2 mm
Eigeninduktivität	L	416 nH
Gegeninduktivität	M	5,2 nH
erste Resonanzstelle	f_{R_1}	75 MHz
Wicklungskapazität	C_W	10,2 pF

Für den Aufbau des Prototypen wurde die Spule mit den Daten aus Tabelle 4.7 realisiert.

4.4 Verkoppelung von Gleich- und Wechselanteil

Die Schaltung, die die Ausgangssignale der niederfrequenten Erfassung u_{DC} und die der Luftspule u_{AC} stoßfrei verkoppelt, ist aus [16] entnommen. Das Prinzip der stoßfreien Verkoppelung ist für den Anwendungsfall der Strommessung in Abbildung 4.32 dargestellt.

**Abbildung 4.32:** Prinzip der Verkoppelung

Die Übertragungsfunktion $G_{\text{AC}}(s)$ der hochohmig abgeschlossenen Luftspule kann unter der Voraussetzung, dass alle parasitären Effekte nur bei Frequenzen oberhalb der ersten Resonanzstelle f_{R_1} in Erscheinung treten und nur unterhalb gemessen werden soll, nach Abschnitt 3.3.2 mit der Gleichung (4.18) angegeben werden. M entspricht dabei der

Gegeninduktivität zwischen Messstromleiter und Luftspule. Für den DC-Pfad wird ein PT1-Verhalten mit der Übertragungsfunktion $G_{\text{DC}}(s)$ angenommen.

$$G_{\text{AC}}(s) = \frac{sM}{s^2T_2^2 + sT_1 + 1} \quad (4.18)$$

$$G_{\text{DC}}(s) = K_{\text{DC}} \cdot \frac{1}{sT_{\text{DC}} + 1} \quad (4.19)$$

Die Verstärkung des DC-Pfads wird mit dem Faktor K_{DC} als Zusammenfassung der einzelnen Faktoren K_{Aus} angegeben. Der Faktor K_{H} skaliert die Ausgangsspannung u_{Ausg} . Beide Faktoren wandeln einen Strom in ein Spannungssignal um und haben als Abbildungskonstanten die Einheit eines Ohmschen Widerstands. T_{H} ist die zur Verkoppelung gewählte Zeitkonstante, wobei $T_{\text{H}} \gg T_{\text{DC}}$ gelten muss. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion eines verkoppelten Stromsensors nach der Gleichung (4.20).

$$G_{\text{H}}(s) = \frac{U_{\text{Ausg}}(s)}{I_1(s)} = K_{\text{H}} \frac{s^2(T_{\text{H}}T_{\text{DC}} + T_2^2) + s(T_{\text{H}} + T_1) + 1}{(s^2T_2^2 + sT_1 + 1)(sT_{\text{H}} + 1)(sT_{\text{DC}} + 1)} \quad (4.20)$$

Der resultierende Frequenzgang und diejenigen des AC- und des DC-Pfads sind in Abbildung 4.33 beispielhaft dargestellt. Für die Darstellung ist die Abbildungskonstante $K_{\text{H}} = 1 \Omega$ gewählt. In diesem Beispiel würde sich die obere Bandbreitenbegrenzung des realisierten Strommesssystems mit $f_{\text{g}} \approx 10 \text{ MHz}$ ergeben, wobei der DC-Pfad eine Grenzfrequenz von $f_{\text{PT1}} = 1 \text{ kHz}$ und die Luftspule die erste Resonanzstelle bei $f_{\text{R1}} = 50 \text{ MHz}$ hat.

Sofern gewährleistet ist, dass die Zeitkonstanten T_1 und T_2 des AC-Pfads deutlich kleiner sind als die kleinste Zeitkonstante im zu messenden Signal, kann deren Einfluss auf das Messergebnis vernachlässigt werden. Und wenn sichergestellt ist, dass $T_{\text{H}} \gg T_{\text{DC}}$ gilt, ist die genaue Kenntnis von T_{DC} vernachlässigbar. Die Gleichung (4.20) vereinfacht sich unter diesen Voraussetzungen zu der folgenden Form:

$$G_{\text{H}}(s) = K_{\text{H}} \frac{s^2T_{\text{H}}T_{\text{DC}} + sT_{\text{H}} + 1}{s^2T_{\text{H}}T_{\text{DC}} + s(T_{\text{H}} + T_{\text{DC}}) + 1} \stackrel{T_{\text{H}} \gg T_{\text{DC}}}{\approx} K_{\text{H}} \quad (4.21)$$

Für die Realisierung muss die Verstärkung der Verstärker 1 und 2 angepasst werden. Die Verstärkung, die Addition und die Tiefpassfilterung können mit einer OP-Schaltung nach Abbildung 4.34 realisiert werden.

Für die im folgenden Abschnitt durchgeführten Messungen wird eine Auswerteschaltung

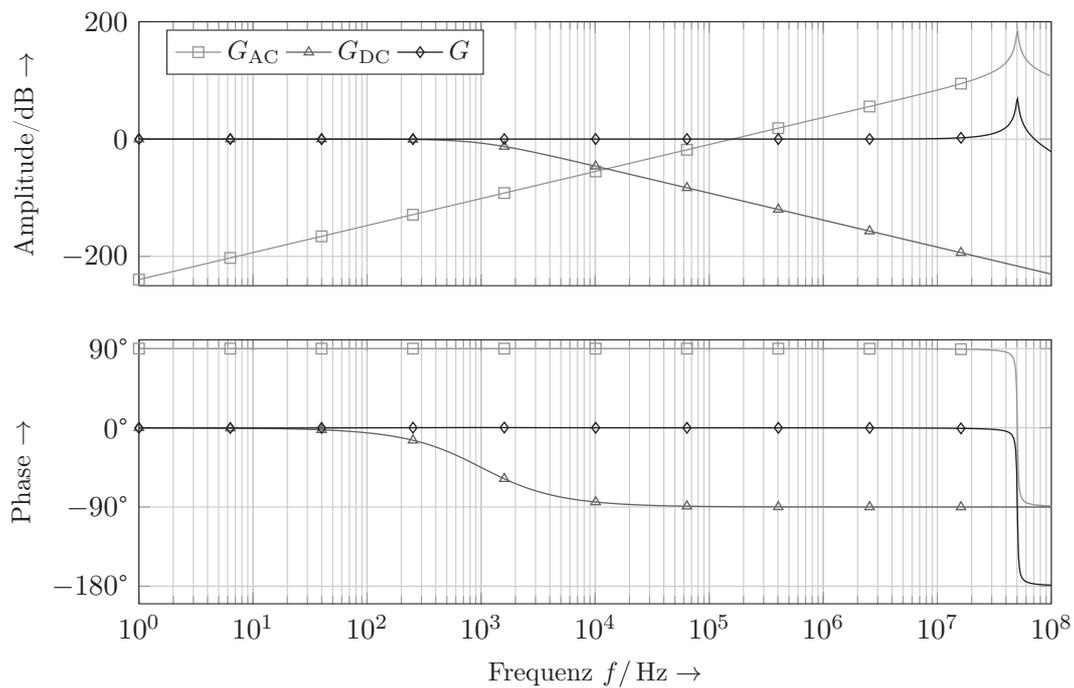


Abbildung 4.33: Beispielhafter Frequenzgang der stoßfreien Verkoppelung

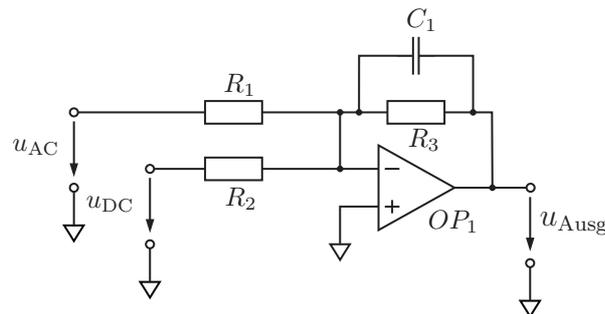
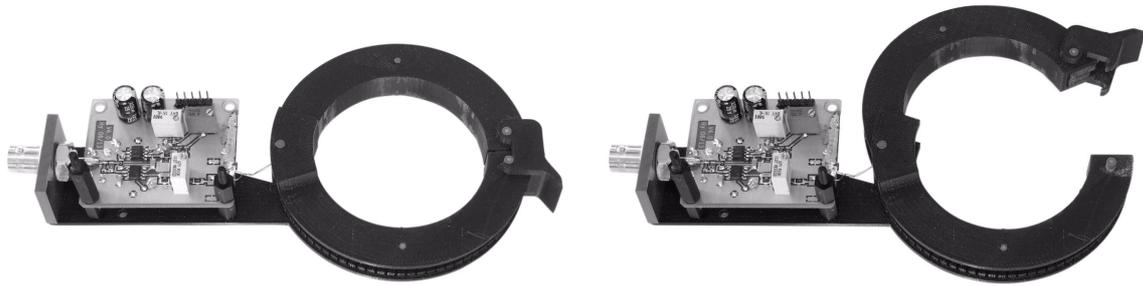


Abbildung 4.34: Schaltplan zur Realisierung der Verkoppelung

entworfen, dimensioniert und aufgebaut. Zusammen mit der Aufnahme für die Wickelkörper der Luftspule ist die Schaltung in Abbildung 4.35 zu sehen.

4.5 Messungen

Der aufgebaute Prototyp einer Strommesszange (SMZ) mit sechs Sensor-Spule-Kombinationen in Verbindung mit der Luftspule und der Auswerteschaltung wird als „SMZ-6“ bezeichnet. Damit werden verschiedene Stromsignale gemessen und die Ergebnisse präsentiert. Der aufgebaute Prototyp hat einen Messbereich von $I_N = \pm 1500$ A.



(a) geschlossen

(b) offen

Abbildung 4.35: Klappbare Hochfrequenzerfassung mit Auswerteschaltung

Die Messungen werden mit den in Kapitel 5 vorgestellten Prozessstromquellen durchgeführt und die Ergebnisse nach den Methoden aus Kapitel 6 aufbereitet.

Der angegebene relative Fehler in Prozent ergibt sich nach folgender Gleichung zu:

$$F_R = \frac{i_{\text{Prüf}} - i_{\text{Ref}}}{I_N} \quad (4.22)$$

Dabei entspricht die Angabe $i_{\text{Prüf}}$ der auf den Strom umgerechneten Spannung u_{Ausg} des Messsystems SMZ-6. Der Wert i_{Ref} wird mit einem geeigneten Referenzmessgerät aufgenommen.

4.5.1 Gleichstrommessung

Bei der Gleichstrommessung wird das Strommesssystem im gesamten Messbereich von $-I_N$ bis $+I_N$ getestet. Hierzu fließt für die Dauer von je zwei Sekunden ein Gleichstrom durch einen Mehrfachleiter, der sich im Zentrum des Gleichstromaufnehmers befindet. Der Strom durch den Mehrfachleiter wird mit einem präzisen Messgerät aufgenommen und dient als Stromreferenz. Die Messung startet bei 0 A. Anschließend wird der Strom mit konstanter Schrittweite bis auf $+I_N$ erhöht. Direkt anschließend wird der Strom mit der selben Schrittweite reduziert, bis der Wert von $-I_N$ erreicht ist. Daraufhin wird er wieder erhöht, bis der Wert $+I_N$ erneut erreicht ist. Das Ergebnis kann einerseits, wie in Abbildung 4.36 gezeigt, grafisch dargestellt oder analytisch, wie in Tabelle 4.8 gezeigt, ausgewertet werden.

Die Gleichstrommessung ergibt, dass der Prototyp den relativen Messfehler von $\pm 1\%$ nicht überschreitet. Mit dieser Messung wird bestätigt, dass die angestrebten Werte des Messbereichs und des Messfehlers aus Tabelle 4.1 eingehalten werden.

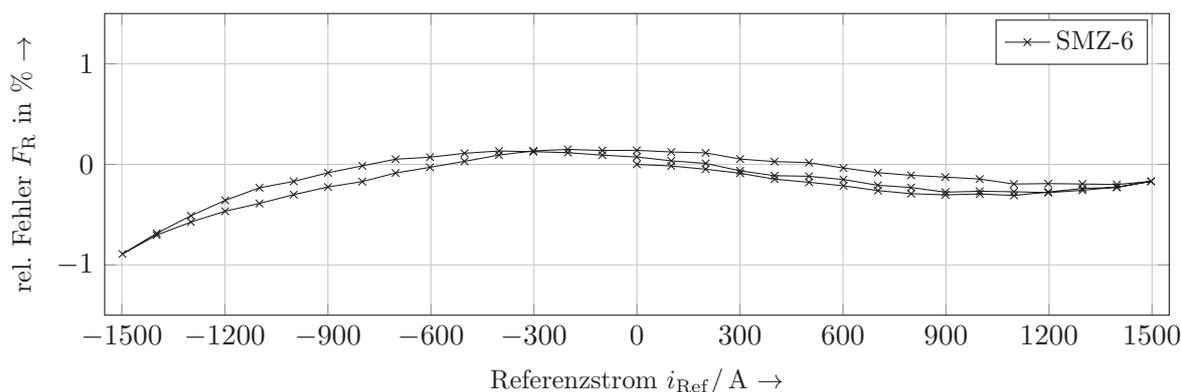


Abbildung 4.36: Linearitätsmessung zu SMZ-6

Tabelle 4.8: Messwerte zu SMZ-6

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	1
absoluter Offset	c	-2,406 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-13,36 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	0,0136 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	0,1606 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	0,8919 %

4.5.2 Frequenzgang

Mit der Frequenzgangmessung wird das Verhalten des Strommessgeräts bei verschiedenen Frequenzen ermittelt. Aufgrund der Tatsache, dass sich der insgesamt ergebende Frequenzbereich auf zwei Prüfquellen aufteilt, ist die Darstellung in Abbildung 4.37 entsprechend zweigeteilt. Die Amplitude der Messung beträgt jeweils 100 A. Im Abschnitt der zweiten Prüfquelle von 10 bis 100 kHz sind Sprungstellen zu erkennen, die beim Abschalten von Kondensatorbänken entstehen. Die ungeschirmten Aufbauten der Prüfquelle einerseits und des Sensorkopfes andererseits führen dazu, dass elektromagnetische Störungen in das Messsignal einkoppeln.

Außerdem ist bei der Aufzeichnung des Phasenverlaufs ein deutlicher Schritt zwischen den beiden Prüfanlagen zu erkennen. Dieser Schritt ist mit den beiden unterschiedlichen Referenzmesssystemen zu begründen. Diese haben verschiedene Signallaufzeiten, die nicht aufeinander abgestimmt sind.

Im Frequenzgang ist ebenfalls zu erkennen, dass das Messgerät im Bereich der angestrebten Werte von $0,85 \leq i_{\text{Prüf}}/i_{\text{Ref}} \leq 1,15$ bleibt.

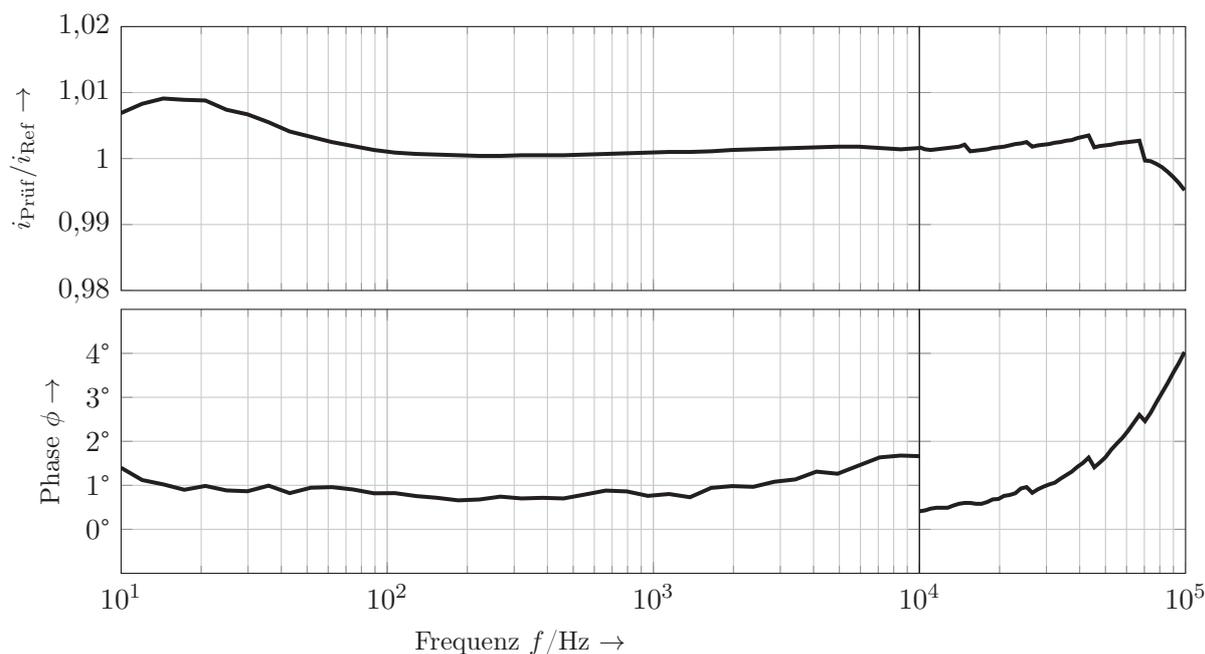


Abbildung 4.37: Frequenzgang zu SMZ-6

4.5.3 Impulsstrom

Bei der Messung eines Stromimpulses mit steilen Flanken wird nach Kapitel 2 eine große Bandbreite des Stromsensors vorausgesetzt, wenn der Messfehler nur wenige Prozent des Messbereichs betragen soll. Der Stromverlauf in Abbildung 4.38 beinhaltet eine Aufladephase und einen entsprechenden Impuls. Der Stromverlauf des Messstroms wird mit einem Koaxialshunt als Referenzmessgerät und dem Prototypen SMZ-6 gemessen. Die Bandbreite des Shunts beträgt 200 MHz.

In Abbildung 4.38 ist ein vollständiges Schaltspiel der Prüfquelle, die im folgenden Abschnitt 5.2.2.2 vorgestellt wird, abgebildet. In Abbildung 4.39 wird der Bereich der Flanken zeitlich gestreckt herausgestellt. In Abbildung 4.40 werden die Signalverläufe um den Stromwert Null des Zeitabschnitts aus Abbildung 4.39 vergrößert dargestellt.

Die Zuordnung der Signale entspricht den Angaben aus Tabelle 4.9, wobei das Signal SMZ-AC eine Sonderrolle einnimmt. Das Signal SMZ-AC ist am Ausgang der Auswerteschaltung zu messen, wenn der Eingang von u_{DC} zu Null gesetzt ist. Es kann nach Gleichung (4.23) bestimmt werden.

$$U_{SMZ-AC}(s) = U_{AC}(s) \cdot \frac{T_H}{M} \cdot \frac{K_H}{sT_H + 1} \quad (4.23)$$

Die Flanken des Stromimpulses sind deutlich steiler als $1 \text{ kA}/\mu\text{s}$ und das Maximum des

Tabelle 4.9: Zuordnung der Signale in Abbildungen 4.38 bis 4.40

Bezeichnung	Signalursprung
Shunt	Spannungsabgriff am Koaxialshunt HILO ISM100
SMZ-6	Ausgangsspannung $u_{\text{Ausg}}(t)$ nach Abbildung 4.32
SMZ-AC	Spannungssignal der Luftspule nach Tiefpass, siehe Gleichung (4.23)
SMZ-DC	Ausgangssignal der Gleichstromerfassung u_{DC} nach Abschnitt 4.2.2

Stroms erreicht einen Wert von über 3 kA . Der gesamte Stromverlauf kann von dem Prototypen SMZ-6 ausreichend gut abgebildet werden. Nur im Zeitbereich der ansteigenden und abfallenden Flanken überschreitet der dargestellte relative Fehler die Grenze von $\pm 1\%$. Sofern die Signallaufzeit des Prototypenmessgeräts berücksichtigt wird, wird sich der Fehler in diesen Zeitbereichen reduzieren (vgl. Abbildung 2.9).

Das Signal SMZ-AC entspricht demjenigen einer hochohmig abgeschlossenen Luftspule mit nachgeschaltetem Integrator (vgl. Abschnitt 3.3.2.3) und hat die untere Grenzfrequenz von $f_{\text{H}} = \frac{1}{T_{\text{H}}} \approx 10 \text{ Hz}$. Insbesondere in der vergrößerten Ansicht aus Abbildung 4.40 wird deutlich, dass dieses Signal allein nicht geeignet ist, um den originalen Stromverlauf mit Gleichanteil abzubilden.

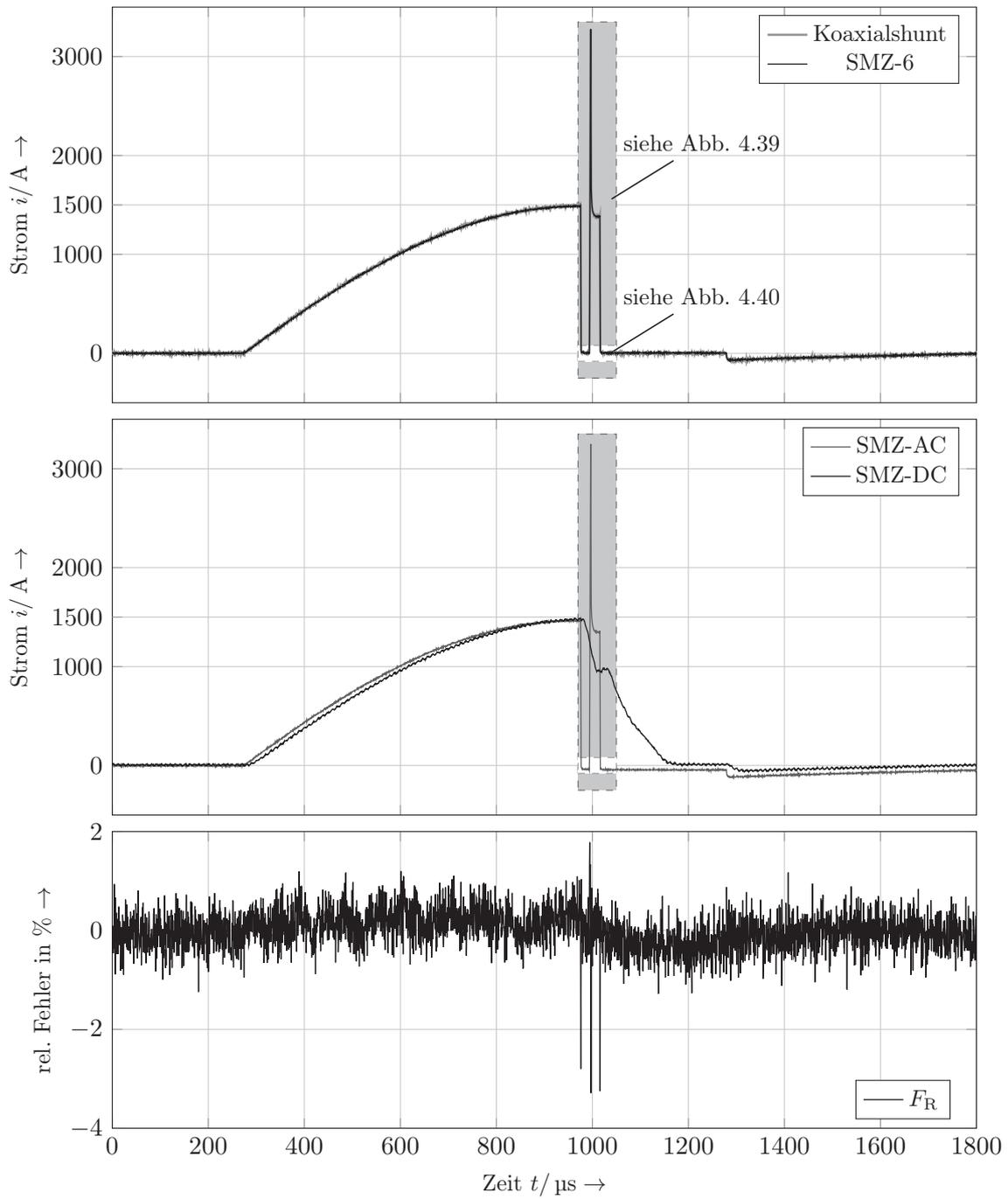


Abbildung 4.38: Impulsmessung SMZ-6

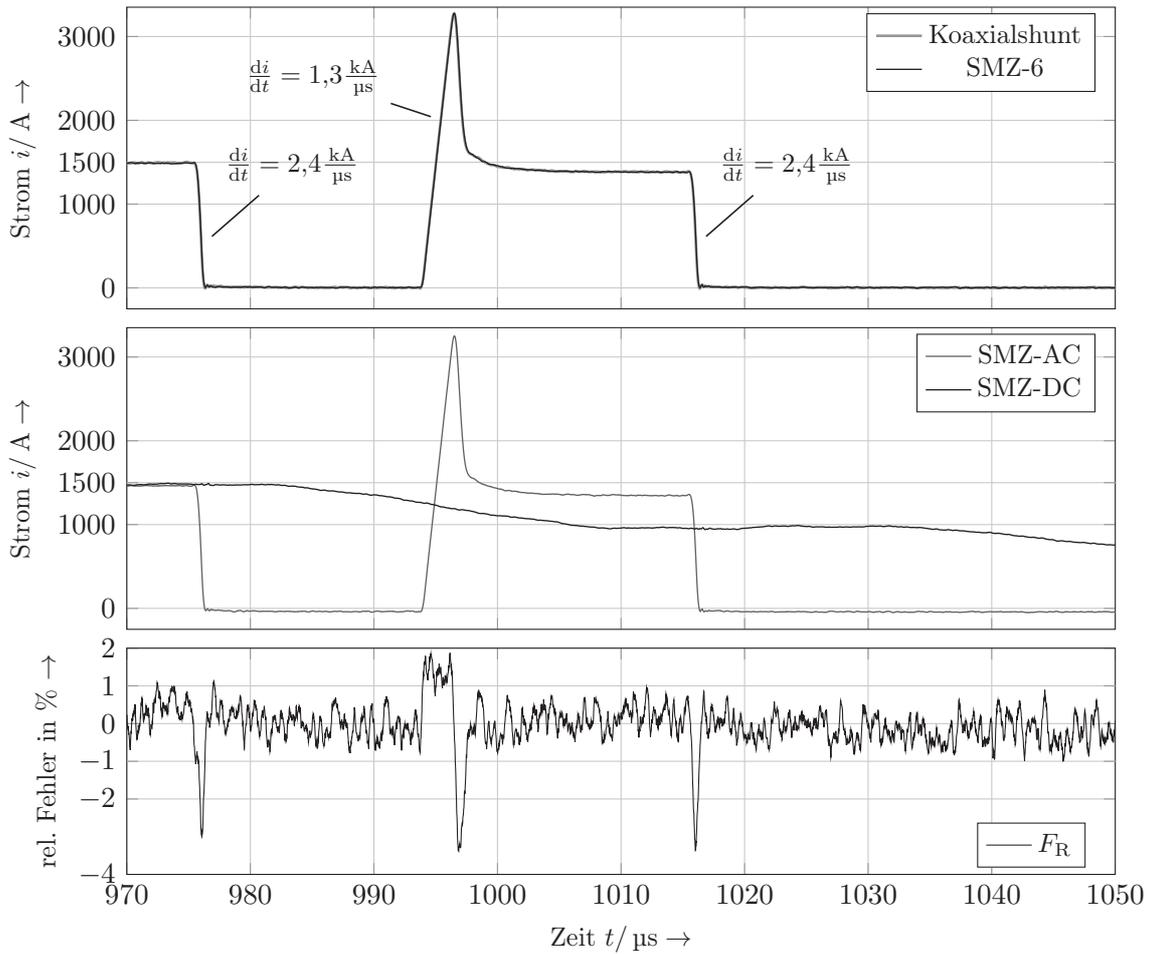


Abbildung 4.39: Impulsmessung vergrößert SMZ-6

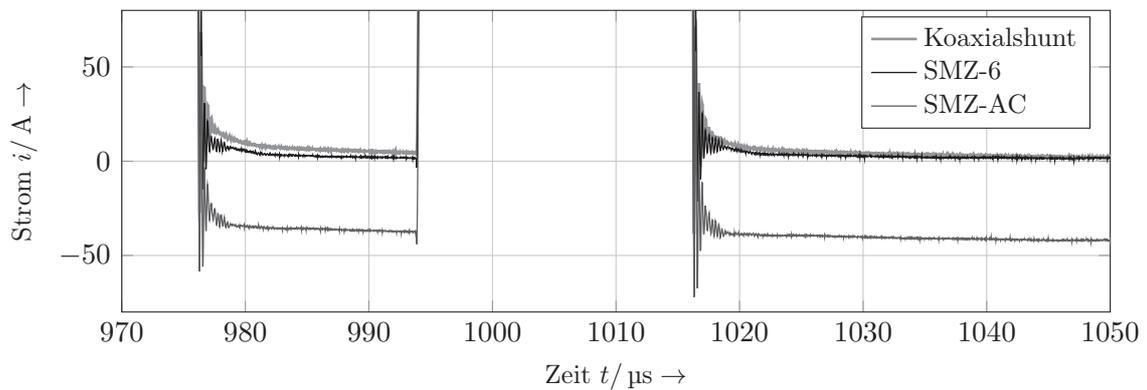


Abbildung 4.40: Impulsmessung vergrößert SMZ-6

4.5.4 Messstromleiter außerhalb

Um den Einfluss der in Abschnitt 4.2.1.6 diskutierten Störfelder praktisch zu untersuchen, wird außerhalb des Aufnehmers SMZ-6 ein Stromleiter positioniert und der Abstand in Verlängerung einer Achse variiert. Das Messergebnis wird in Abbildung 4.41 mit den berechneten Werten verglichen. Bei der Betrachtung des Ausschnitts aus Abbildung 4.13 ergibt sich eine ausreichende Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation.

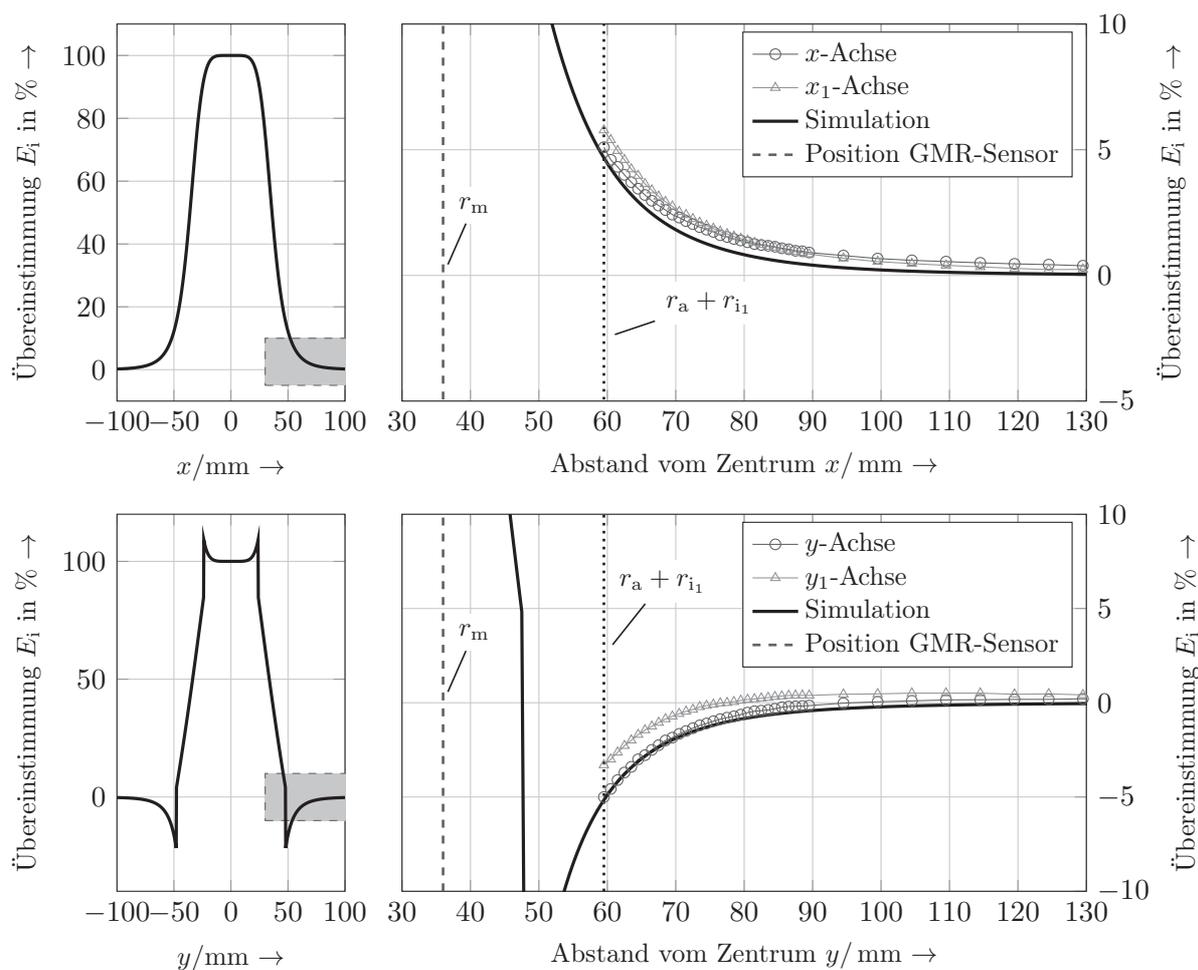


Abbildung 4.41: Vergleich Messung und Simulation: Messstromleiter außerhalb

Die zwei verschiedenen Messungen entlang der x - und x_1 - bzw. y - und y_1 -Achsen sind bei unterschiedlichen Ausrichtungen des Sensorkopfes nach Abbildung 4.11 (a) entstanden und bestätigen damit die Gültigkeit der Simulation. Die Positionswerte der Messungen starten am äußeren Radius des Aufnehmers $r_a = 47,5$ mm und werden mit einem Mehrfachleiter als Messstromleiter mit einem Radius von $r_{i1} = 12$ mm durchgeführt. Damit

beginnen die aufgezeichneten Werte ab der Position $r_a + r_{i1}$. In Abbildung 4.41 ist außerdem der Radius $r_m = 36$ mm eingetragen, auf dem sich die Sensor-Spule-Kombinationen befinden.

Damit sind die getroffenen Annahmen für die Funktion des innovativen Strommessgeräts als zutreffend bestätigt und es kann die Funktion anhand des Prototypen SMZ-6 gezeigt werden.

5 Prozessstromquellen zur Validierung von Strommessgeräten

Um Strommessgeräte auf ihre Einsatzfähigkeit in der schnell schaltenden Leistungselektronik zu prüfen, bedarf es spezieller Prozessstromquellen. Damit sollen Verhältnisse ähnlich oder äquivalent zu denen aus tatsächlichen Einsatzfällen geschaffen werden. Weiterhin ist es notwendig die Strommessgeräte in ihrem gesamten Messbereich zu belasten.

Etablierte und anerkannte Referenzmesssysteme müssen ebenfalls im Strompfad vorhanden sein, um den Prüfling mit vergleichenden Messungen zu beurteilen. Aussagen zum geprüften Messgerät werden somit sowohl hinsichtlich der Referenz als auch zu weiteren Prüflingen möglich.

Strommessgeräte sollten auf die Punkte aus Tabelle 5.1 hin untersucht werden, um deren Einsatzfähigkeit für bestimmte Messzwecke einschätzen zu können. Je nach Anwendungsfall müssen bestimmte Kriterien erfüllt sein – andere nicht zwangsläufig.

Für die Untersuchung von Strommesssystemen werden unterschiedliche Prüfquellen aufgebaut. Diese Aufbauten ermöglichen es, die Kriterien aus Tabelle 5.1 zu untersuchen.

Tabelle 5.1: Kriterien von Strommessgeräten

DC-Genauigkeit	Linearitäts- und Offsetfehler
Zeitverhalten	Ansprechzeit bei Impulsbelastung Signallaufverzögerungszeit
Bandbreite	Maximal zulässige Flankensteilheit Grenzfrequenz
Stabilität	Schwingneigung bei transienten Übergängen Frequenz- und Phasengang
Parasitärer Einfluss	Induktive Belastung des Messstromkreises

5.1 Sinusförmige Prüfströme

Sinusförmig verlaufende Ströme ohne Oberschwingungen kommen in der schaltenden Leistungselektronik nicht vor. Die Anwendung als frequenz- und amplitudenvariabler Prüfstrom eröffnet allerdings die Möglichkeit, eine Frequenz- bzw. Amplitudengangmessung vorzunehmen. Aus diesen Messungen lassen sich Schlüsse für die Einsatzfähigkeit in gepulsten Schaltungen ziehen, vgl. Kapitel 2.

5.1.1 Generator für DC- und niederfrequente Ströme

Der Übergangsbereich von Gleich- zu Wechselstrom ist bei der Beurteilung von Strommessgeräten von besonderem Interesse. Bestimmte physikalische Prinzipien haben entweder Tief- oder Hochpassverhalten. Werden sie in einem Messsystem kombiniert, stellt der Frequenzbereich des Übergangs einen kritischen Bereich dar.

Linear, in ihrem aktiven Bereich betriebene Halbleiter ermöglichen es, einen überschwingungsarmen bzw. -freien Stromverlauf mit einer großen Bandbreite inklusive Gleichstrom zu erzeugen. Insbesondere sind dies Transistoren, die explizit für einen linearen Betrieb ausgelegt sind.

Die benötigte Schaltung ist grundsätzlich so wie ein Operationsverstärker aus der Signalelektronik aufgebaut, allerdings mit Leistungstransistoren in der Endstufe. Sie wird als Leistungsoperationsverstärker (LOV) bezeichnet. Komplementäre Bipolartransistoren für lineare Schaltungen werden für Verlustleistungen von 250 bis 350 W bei Sperrspannungen von 150 bis 250 V gefertigt und können Dauerströme im Bereich von 15 A tragen. Andere Transistortechnologien sind hauptsächlich auf die schaltende Arbeitsweise ausgelegt oder nicht mit vergleichbarer Dauerverlustleistung erhältlich.

Um die Nennströme der Prüflinge zu erreichen, müssen verschiedene Maßnahmen getroffen werden, die in den folgenden Punkten beschrieben sind.

Parallelschaltung In der Ausgangsstufe eines linear betriebenen Verstärkers werden die Transistoren im Hauptstrompfad parallel verschaltet. Bei einer symmetrischen Aufteilung des Stroms durch die einzelnen Pfade verringert sich die Belastung jedes einzelnen Transistors. Problematisch bei der Parallelschaltung von Bipolartransistoren ist die Ansteuerung über ein Stromsignal und der negative Temperaturkoeffizient dieser Art von Transistoren.

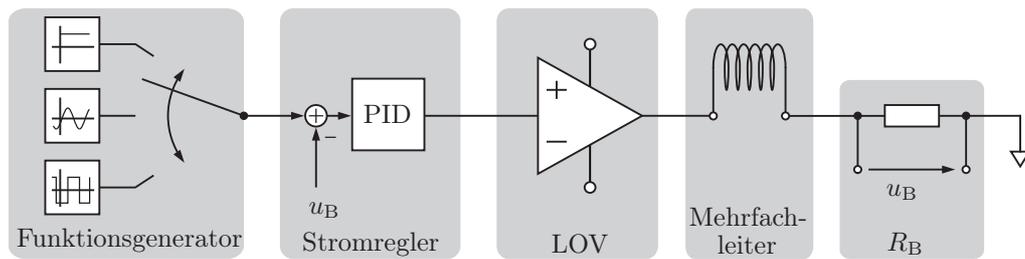


Abbildung 5.1: Aufbau der Stromquelle für DC- und niederfrequente Ströme

Mehrfachdurchführung Um eine einfache Vervielfältigung des Stroms zu erhalten, wird der Prüfstrom mehrfach durch das zu prüfende Strommesssystem geführt. Jede Durchführung trägt additiv mit dem Ausgangsstrom der Stromquelle zum Gesamtstrom der Prüfung bei. Für diese Art der Stromvervielfältigung werden Mehrfachleiter eingesetzt. Sie bestehen aus mehreren Leitern, die den selben Strom führen. Der bereitgestellte Strom bleibt damit auf einem vertretbaren Maß, jedoch erhöht sich die Impedanz des Mehrfachleiters mit zunehmender Windungszahl. Daher muss die Endstufe eine ausreichende Ausgangsspannung für Wechselstrommessungen liefern.

Serienschaltung der Transistoren Die Ausgangsspannung steht in direktem Zusammenhang mit der Spannungsbelastung der Ausgangstransistoren. Wird anstelle eines Transistors eine Reihenschaltung eingesetzt, reduziert sich die maximale Spannungsbelastung je Transistor und die maximale Ausgangsspannung kann bei gleicher Belastung der Transistoren größer gewählt werden.

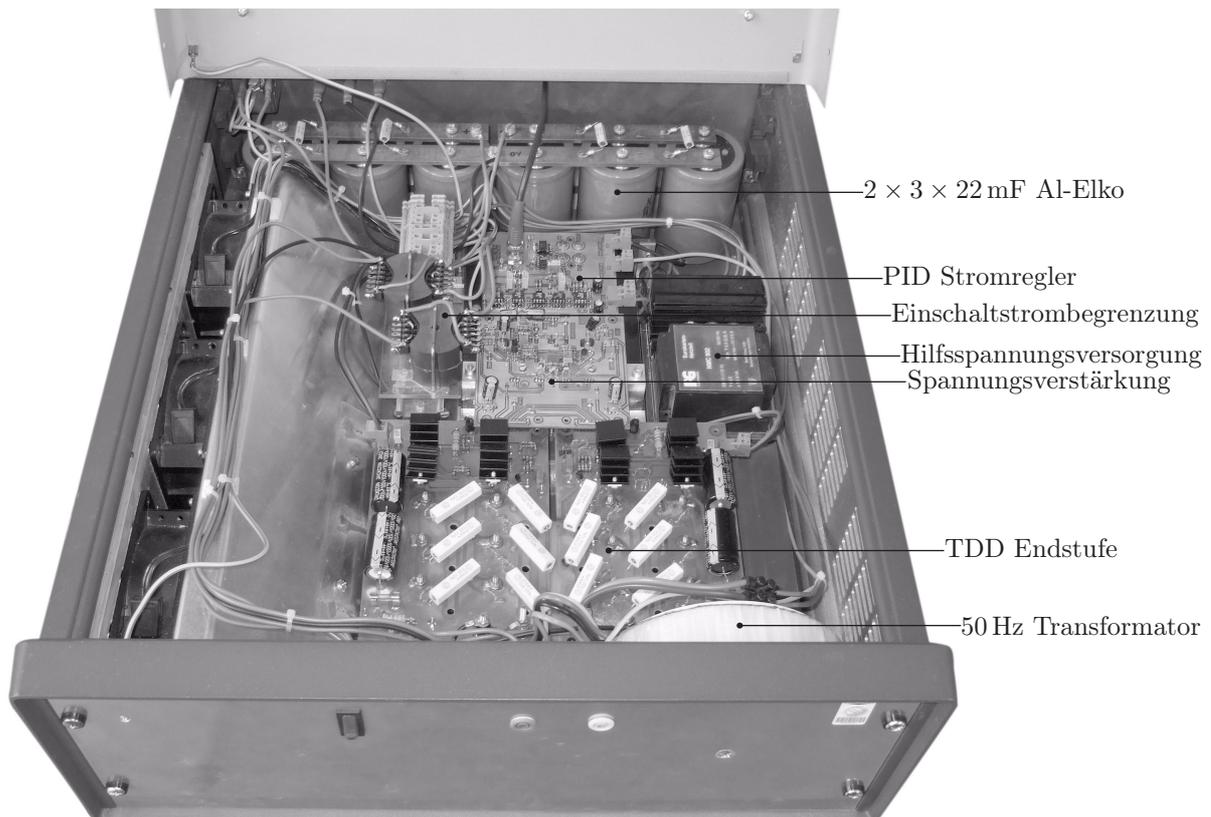
Die Prozessstromquelle für lineare Stromverläufe setzt sich mit dem Leistungsteil in Form eines LOVs, der in Anlehnung an [27] und [28] aufgebaut wurde, aus folgenden Komponenten zusammen, vgl. Abbildung 5.1:

1. Funktionsgenerator für Signalform
2. Regelkreis für den Ausgangsstrom
3. Leistungsoperationsverstärker (LOV)
4. Mehrfachleiter zur Aufnahme des Prüflings
5. Stromerfassung zur Regelung über Bürdenwiderstand

Das Hauptaugenmerk des Aufbaus aus Abbildung 5.1 liegt auf dem LOV, dessen konkreter Aufbau in Anhang D.1 beschrieben wird. Die Eckdaten aus Tabelle 5.2 spezifizieren

Tabelle 5.2: Daten für den Gesamtaufbau der Prozessstromquelle

Eigenschaft	Wertebereich
Bandbreite	0..10 kHz
Stromamplitude	± 10 A
Spannungsamplitude	± 70 V

**Abbildung 5.2:** Foto des realisierten Leistungsoperationsverstärkers mit Stromregelung

den realisierten Aufbau.

Der realisierte Aufbau wird über einen Eingangstransformator und anschließender Gleichrichtung mit Glättung am einphasigen Netz betrieben. Er ist in [29] beschrieben und in Abbildung 5.2 zu sehen.

5.1.2 Generator für den mittleren Frequenzbereich

Für einen Prüfstrom von bis zu 100 A bei Frequenzen über 10 kHz scheidet der Ansatz mit linear geregelten Transistoren und Mehrfachdurchführung aus, weil entweder die benötigte Spannung oder der Aufwand zur Parallelschaltung in der Endstufe nicht realisierbare

Ausmaße annehmen würde. Einen möglichen Ausweg für eine Prüfquelle in dem Frequenzbereich von 10 kHz bis 100 kHz bei Stromamplituden bis 100 A bietet ein Schwingkreis mit veränderlicher Resonanzfrequenz. Für die ausschließliche Belastung der Schaltung durch Strommessgeräte kann davon ausgegangen werden, dass kaum Wirkleistung umgesetzt werden muss. Daher genügt es einen Strom zu erzeugen, der hauptsächlich Blindleistung benötigt. Die aufzubauende Versorgungseinheit dieser Schaltung muss aufgrund dieser Tatsache nur eine vergleichsweise kleine Wirkleistung bereitstellen.

Ein LC-Parallelresonanzkreis führt bei Anregung im Resonanzpunkt aufgrund der gegenläufigen Phasenlage des Stroms durch die Resonanzelemente zu einer Stromüberhöhung des Schwingkreisstroms im Vergleich zum anregenden Strom in der Zuleitung, siehe Anhang B.1.

Durch Erweiterung des LC-Schwingkreises um eine in Reihe geschaltete Anpassspule¹ L_{An} entsteht ein LLC-Schwingkreis nach Abbildung 5.3, der an einem Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis betrieben werden kann. Der LLC-Schwingkreis ist ein System dritter

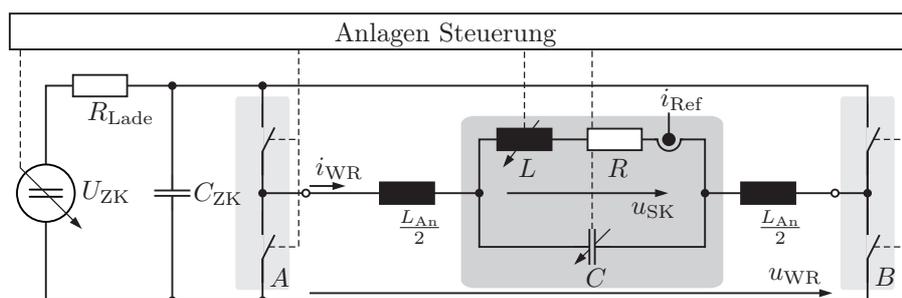


Abbildung 5.3: Prinzipieller Aufbau der Anlage mit variablem Resonanzkreis

Ordnung, das je nach Dämpfung durch den ohmschen Anteil R zwei Resonanzstellen f_{R_1} und f_{R_2} ausbildet, vgl. Anhang B.3.

Mit dem Verhältnis der Stromtransformation $G_i(j\omega)$ (siehe Anhang B.3) kann theoretisch ein beliebig großer Schwingkreisstrom i_{Ref} erzeugt werden. Für die Prozessstromquelle ist der Schwingkreisstrom zu maximieren, allerdings dürfen dabei die Aspekte einer möglichen Realisierung nicht außer Acht gelassen werden. Entsprechend dem Strom steigt die Spannung u_{SK} , die u. a. durch die Spannungsfestigkeit des Kondensators C begrenzt wird. Über die Betrachtung der Energie in der Spule E_L und im Kondensator E_C sowie

¹Aufgrund der Symmetrie wird die benötigte Induktivität der Anpassspule im praktischen Aufbau auf zwei Elemente mit je der halben Induktivität aufgeteilt.

bei Vernachlässigung des Widerstands R kann die maximale Spannung am Kondensator ermittelt werden.

$$E_L = E_C \quad (5.1)$$

$$\frac{1}{2} i_{\text{Ref}}^2 L = \frac{1}{2} u_{\text{SK}}^2 C \quad (5.2)$$

$$u_{\text{SK}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot i_{\text{Ref}} \quad (5.3)$$

5.1.2.1 Konzept für einen veränderlichen Resonanzkreis

Mit den Berechnungen aus Anhang B.3 und der Gleichung (5.3) wird untersucht, welche Konstellation der passiven Bauteile für den Resonanzkreis ausgewählt werden sollte. Mit der Maßgabe der Bauteileverfügbarkeit und eines übersichtlichen Aufbaus werden als Randbedingungen die beiden folgenden Angaben festgelegt:

- Wechselrichterausgangsstrom $|i_{\text{WR}}| \leq 10 \text{ A}$
- Spannungsbelastung der Kondensatoren und der Schwingkreisspule $|u_{\text{SK}}| \leq 380 \text{ V}$

Im Folgenden wird der im Rahmen von [30] entstandene Aufbau näher beschrieben.

Resonanzfrequenz: Die vorgegebene Bandbreite von 10 kHz bis 100 kHz ist der Bereich, in dem die Resonanzfrequenz f_{R_2} über die beiden Energiespeicher des Parallelschwingkreises L und C eingestellt werden kann. Hierzu gibt es verschiedene Möglichkeiten, einen in der Frequenz variablen Resonanzkreis aufzubauen:

1. L fest und C veränderbar,
2. L veränderbar und C fest oder
3. L und C veränderbar.

Die Spule L des Schwingkreises soll als Stromabgriff für die Prüflinge dienen und deshalb mit mindestens einer doppelten Durchführung ($n_1 \geq 2$) realisiert werden. Daraus resultiert die Tatsache, dass mindestens mit einer Induktivität von $L_{\text{min}} = 2 \mu\text{H}$ auf Grund der benötigten Geometrie dieser Wicklung gerechnet werden muss.

Im Folgenden werden die drei Möglichkeiten im Detail besprochen.

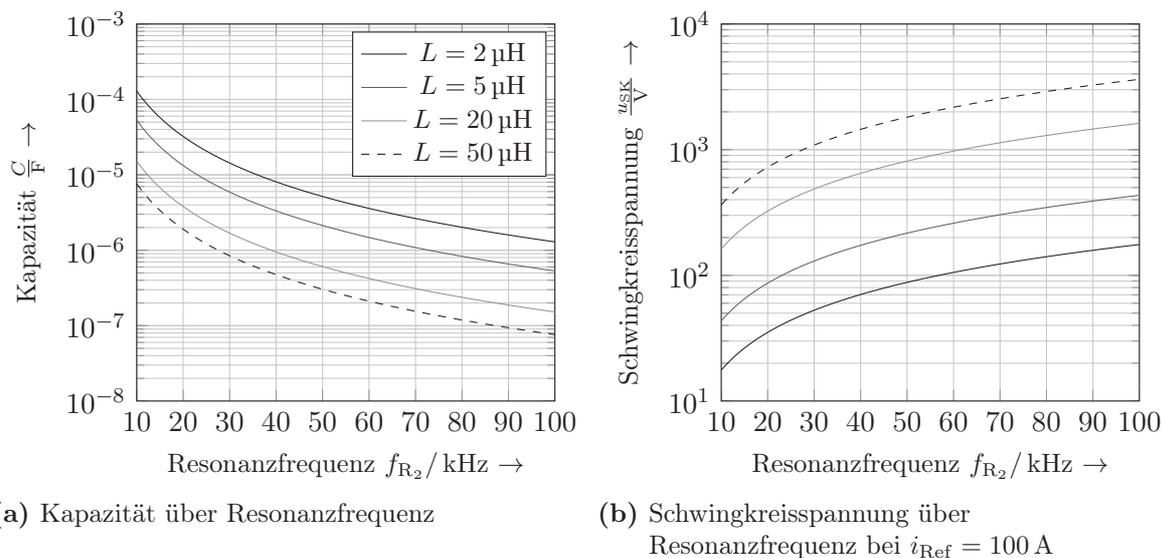
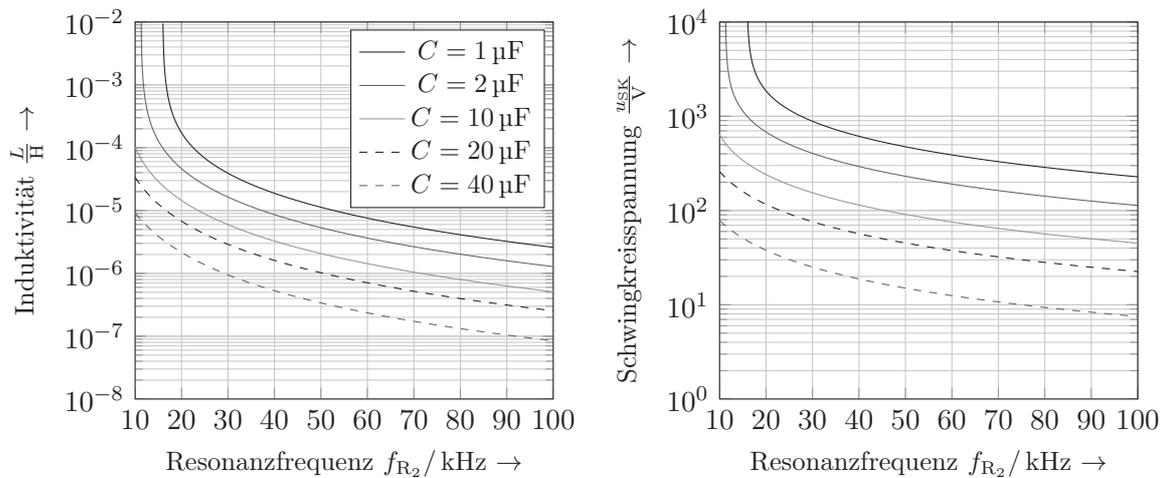


Abbildung 5.4: Kapazität des Kondensators C und Schwingkreisspannung u_{SK} über Resonanzfrequenz f_{R_2} bei verschiedenen Induktivitäten der Spule L

1. C variabel: Bei einer festen Induktivität der Spule L ergibt sich ein benötigter Stellbereich des Kondensators von ca. zwei Dekaden, vgl. Abbildung 5.4(a). Bei großen Induktivitäten für die Spule L ist festzuhalten, dass die auftretende Spannung für den oberen Frequenzbereich sehr große Werte annehmen würde, siehe Abbildung 5.4(b). Veränderliche Kondensatoren sind für die vorgesehene Leistung mit dem benötigten Stellbereich nicht verfügbar. Dieser Ansatz wird nicht realisiert.

2. L variabel: Wird eine feste Kapazität für den Kondensator C gewählt, muss die Induktivität nach Abbildung 5.5(a) über zwei Dekaden verstellt werden, wobei der Startwert unter L_{min} liegt. Die Spannungsbelastung u_{SK} am Schwingkreis bleibt nach Abbildung 5.5(b) über die Bandbreite von f_{R_2} ab einer bestimmten Kapazität im vertretbaren Rahmen. Dieser Ansatz wird wegen des nicht zu erreichenden Stellbereichs der Induktivität der Spule nicht realisiert.

3. C und L variabel: Die Darstellungen in Abbildung 5.5 lassen einen Lösungsansatz derart erkennen, dass der Stellbereich der Spule L nicht besonders groß sein muss, wenn die Kapazität des Kondensators C entsprechend der einzustellenden Resonanzfrequenz umgeschaltet wird. Dieser Ansatz wird für die im Folgenden realisierte Stromquelle verfolgt.



(a) Induktivität über Resonanzfrequenz

(b) Schwingkreisspannung über Resonanzfrequenz bei $i_{\text{Ref}} = 100 \text{ A}$

Abbildung 5.5: Induktivität der Spule L und Schwingkreisspannung u_{SK} über Resonanzfrequenz f_{R_2} bei verschiedenen Kapazitäten des Kondensators C

Stromtransformation: Abhängig von den Parametern des Parallelschwingkreises muss die Induktivität der Anpassspule bestimmt werden. Für ein konstantes Übersetzungsverhältnis des Wechselrichterstroms i_{WR} zum Schwingkreisstrom i_{Ref} müsste bei einer veränderlichen Induktivität der Spule L die Anpassspule ebenfalls veränderbar sein. Um den technischen Aufwand der Spulen gering zu halten, wird ein nicht konstantes Verhältnis für die Stromtransformation in Kauf genommen. Angestrebt wird mit diesen Vorgaben ein Verhältnis von ca. 10.

5.1.2.2 Aufbau des veränderlichen Resonanzkreises

Die Kapazität des Kondensators C wird in fünf schaltbare Stufen aufgeteilt. Die variable Spule L aus Abbildung 5.3 wird in eine Spule L_{var} mit kontinuierlich veränderbarer Induktivität neben einer Spule L_{fest} mit fester Induktivität für die zweifache Durchführung im Prüfling aufgeteilt. So kann gewährleistet werden, dass die zulässige Spannung am Kondensator den vorgegebenen Maximalwert nicht überschreitet und die Eingangsleistung nur einige 100 W beträgt. Außerdem wird der Stellbereich der Induktivität mit diesem Ansatz in einem realisierbaren Maß gehalten.

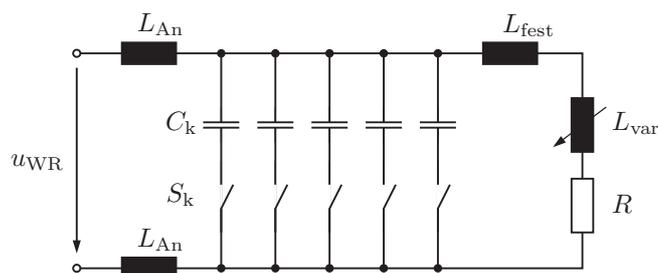


Abbildung 5.6: Schaltplan des Resonanzkreises in der realisierten Form

5.1.2.3 Kondensator mit diskreten Stufen

Die verschiedenen Stufen des Kondensators C werden mit mehreren einzelnen Folienkondensatoren realisiert. Jede Stufe besteht so aus einer Kondensatorbank. Die Kapazität jeder Stufe ist jeweils die Differenz ΔC_k zur wirksamen Kapazität ohne diese Stufe. Details zu den Stufen sind in Anhang D.2 aufgeführt.

Für jede Abstufung wird ein Schalter S_k geschlossen. Die Schalter sind mit Schützen ausgeführt.

5.1.2.4 Veränderliche Spule

Um eine Spanne der Induktivität einer Spule L von $2\ \mu\text{H}$ bis $10\ \mu\text{H}$ bei einem zulässigen Effektivstrom von bis zu $100\ \text{A}$ und einer Frequenz zwischen $10\ \text{kHz}$ und $100\ \text{kHz}$ zu erreichen, stellt die Auslegung und die Realisierung eines Kerns ($\mu_r \gg 1$) eine große Herausforderung dar.

Eine veränderliche Induktivität ohne Kern kann in Form eines Kugelvariometers aufgebaut werden. Für diesen Anwendungsfall werden die zwei ineinander liegenden Spulen bei etwa gleichen Induktivitäten parallel geschaltet, damit die kleinste Induktivität $L_{\text{var, min}}$ niedrig gehalten und ein relativ großer Stellbereich realisiert werden kann, siehe Abbildung 5.7 (a). Die Veränderung der wirksamen Induktivität L_{var} ergibt sich über die magnetische Kopplung, ausgedrückt mit der winkelabhängigen Gegeninduktivität $M(\alpha)$ durch die Stellung der beiden Spulen $L_{\text{außen}}$ und L_{innen} im Bereich von $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ zueinander. Die Parallelschaltung der beiden Spulen führt zu folgendem Gleichungssystem:

$$u_{L_{\text{var}}} = L_{\text{außen}} \frac{di_{\text{außen}}}{dt} + M(\alpha) \frac{di_{\text{innen}}}{dt} \quad (5.4)$$

$$u_{L_{\text{var}}} = M(\alpha) \frac{di_{\text{außen}}}{dt} + L_{\text{innen}} \frac{di_{\text{innen}}}{dt} \quad (5.5)$$

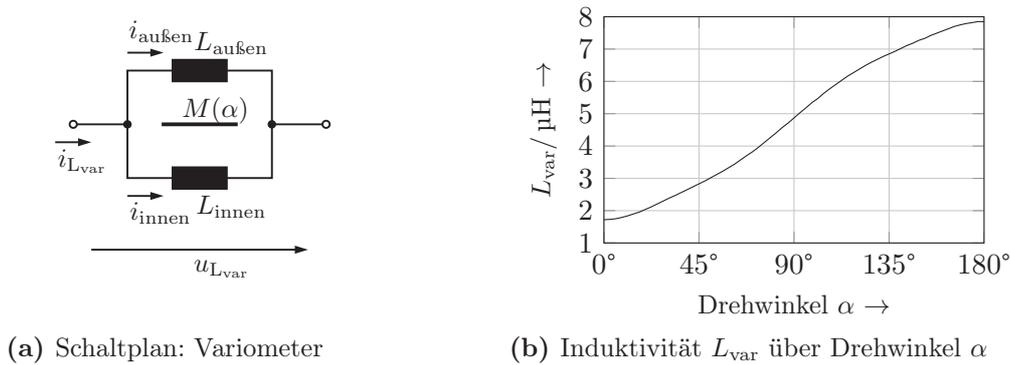


Abbildung 5.7: Kugelvariometer als veränderliche Spule

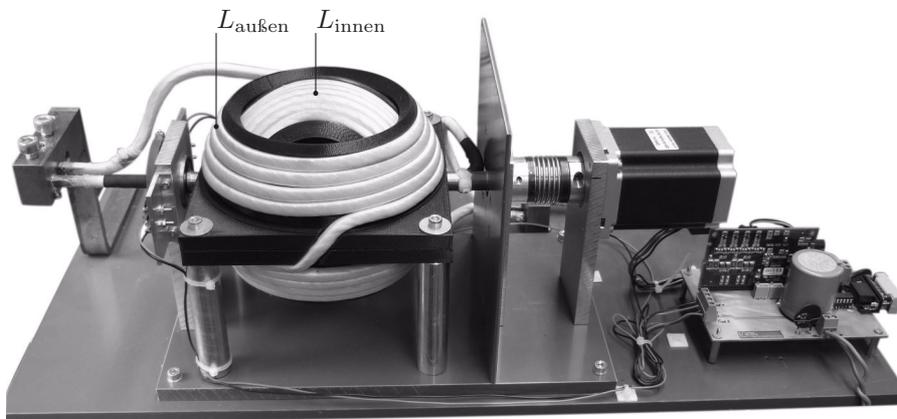


Abbildung 5.8: Ausführungsform des Kugelvariometers

Werden die beiden obigen Gleichungen zusammengefasst, kann auf die winkelabhängige Induktivität L_{var} geschlossen werden, siehe auch Anhang D.2.

$$L_{\text{var}} = \frac{L_{\text{außen}}L_{\text{innen}} - M^2(\alpha)}{L_{\text{außen}} + L_{\text{innen}} - 2M(\alpha)} \quad (5.6)$$

Die Einstellung des Winkels α wird über einen Schrittmotor vorgenommen. Die Konstruktion ist in Abbildung 5.8 und der Verlauf der resultierenden Induktivität L_{var} über dem Winkel zwischen $L_{\text{außen}}$ und L_{innen} im Bereich von $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ in Abbildung 5.7(b) dargestellt.

5.1.2.5 Wechselrichter mit veränderlicher Zwischenkreisspannung

Wie in Abbildung 5.3 angedeutet, wird der Schwingkreis über einen Wechselrichter angeregt. Dabei werden die mit N-Kanal Leistungs-MOSFETs ausgeführten Schalter der

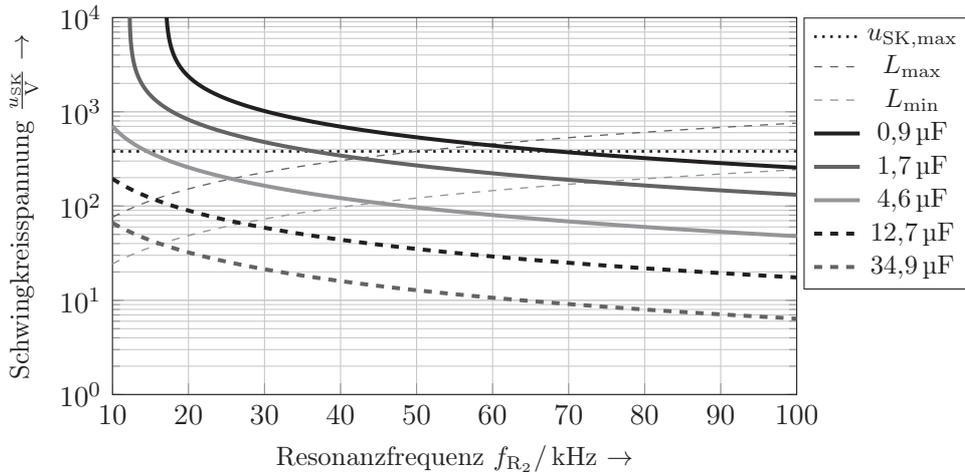


Abbildung 5.9: Schwingkreissspannung u_{SK} über Resonanzfrequenz f_{R_2} bei verschiedenen Kapazitäten des Kondensators C mit vorgegebenen Grenzen L_{min} und L_{max}

beiden Halbbrückenzeige A und B jeweils mit einem PWM-Signal angesteuert, welches der einzustellenden Resonanzfrequenz f_{R_2} entspricht. Das Einschaltverhältnis der beiden PWM-Kanäle liegt fest bei 50%. Die Leistungssteuerung wird über die Phasenverschiebung dc der PWM-Kanäle A und B zueinander sowie über die Variation der Zwischenkreisspannung vorgenommen. Der Wechselrichter wurde im Rahmen von [31] aufgebaut und arbeitet mit Zwischenkreisspannungen von $20 \text{ V} \leq U_{ZK} \leq 80 \text{ V}$ bei Ausgangsströmen bis zu $|i_{WR}| \leq 20 \text{ A}$.

5.1.2.6 Resonanzpunktregelung

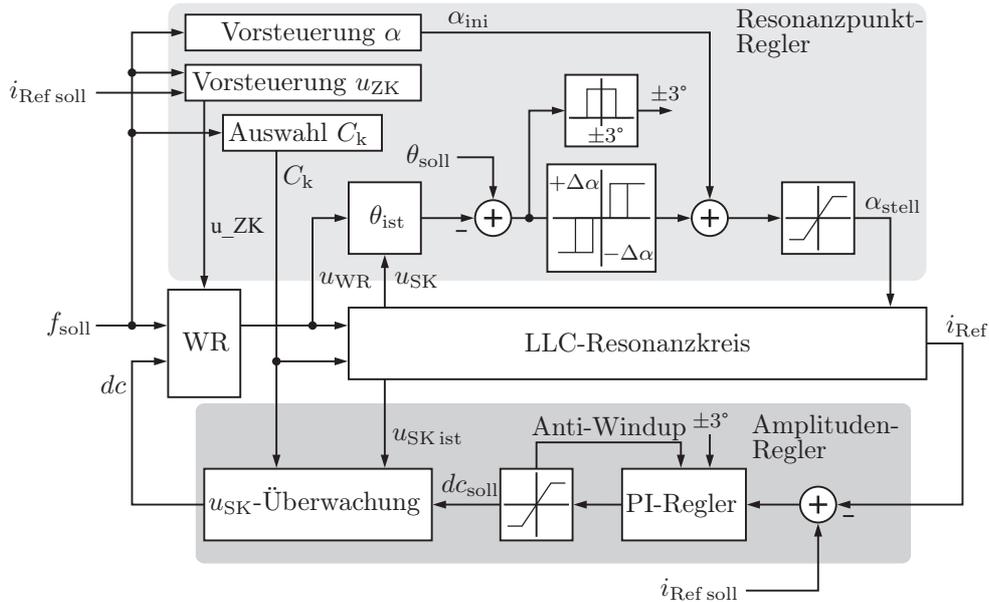
Mit den Vorgaben aus den vorangegangenen Abschnitten ergibt sich die Aufteilung des LLC-Resonanzkreises in schaltbare Stufen des Kondensators C und einer veränderlichen Induktivität L nach Abbildung 5.9. Für den Betrieb ist gewährleistet, dass jede Frequenz f_{R_2} innerhalb der beiden gestrichelten Kurven L_{min} und L_{max} auf einer Kurve C_k unterhalb der maximalen Spannung $u_{SK,max} = 380 \text{ V}$ einzustellen ist.

Die Regelung des LLC-Resonanzkreises wird über zwei Regelstrukturen mit jeweils eigenen Ein- und Ausgangsgrößen realisiert, vgl. Abbildung 5.10. Dabei wird die Sollfrequenz f_{soll} vorgegeben und nicht mehr verändert. Die Einstellung des Resonanzpunkts erfolgt daraufhin anhand der in Tabelle 5.3 aufgeführten Größen in zwei Schritten.

1. Die entsprechende Kapazität C_k wird ausgewählt und der Winkel der inneren Spule auf einen abgespeicherten Wert $\alpha = \alpha_{ini}$ gesetzt (Initialisierung).

Tabelle 5.3: Im Betrieb erfasste Größen und daraus berechnete Angaben

Schwingkreisstrom	i_{Ref}	gemessen
Schwingkreisspannung	u_{SK}	gemessen
WR-Ausgangsspannung	u_{WR}	vorgegeben
Phasenverschiebung der Spannungen	$\theta = \angle(u_{\text{WR}}, u_{\text{SK}})$	berechnet

**Abbildung 5.10:** Signalflussplan der Regelung des LLC-Resonanzkreises

2. Sobald der Wechselrichter taktet, kann der Phasenwinkel θ_{ist} ermittelt werden und durch Veränderung des Spulenwinkels α in Schritten von $\Delta\alpha$ mittels eines Dreipunktreglers auf den Sollwert von $\theta_{\text{soll}} = -90^\circ$ mit einer Toleranz von $\pm 3^\circ$ eingeregelt werden.

Für den Resonanzpunktregler ist demnach der Phasenwinkel θ die Regelgröße und der Spulenwinkel α die Stellgröße.

Sobald das Toleranzfenster von $\theta_{\text{ist}} = -90^\circ \pm 3^\circ$ erreicht ist, wird der Amplitudenregler aktiv und verstellt die Phasenverschiebung dc der PWM-Kanäle A und B (Stellgröße) so, dass die vorgegebene Stromamplitude von $i_{\text{Ref,soll}}$ (Regelgröße) erreicht wird.

Der Aufbau der gesamten Anlage ist in Abbildung 5.11 dargestellt.

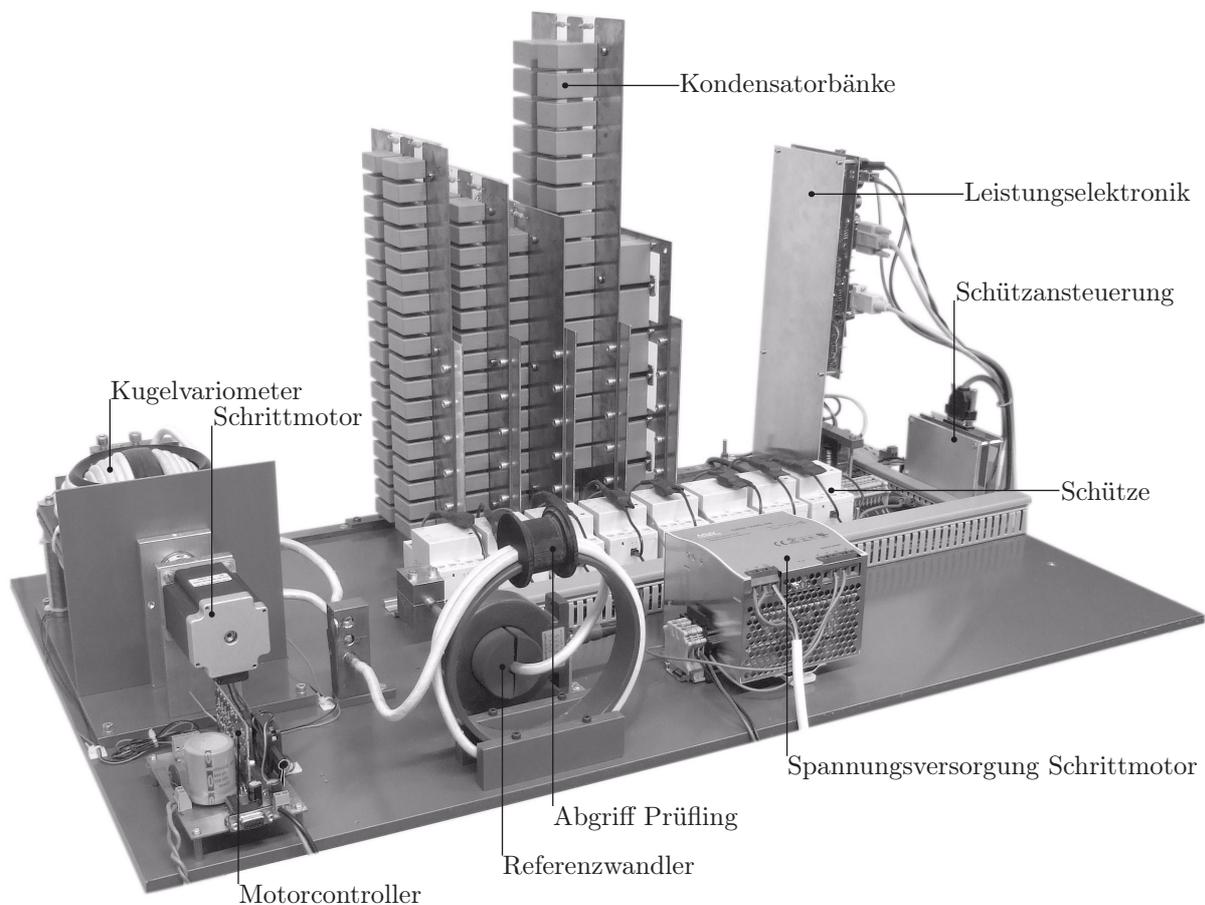


Abbildung 5.11: Aufbau der gesamten Stromquelle

5.1.3 Generator für hohe Frequenzen

Mit den Anlagen aus den Abschnitten 5.1.1 und 5.1.2 kann bei sinusförmigem Strom der Frequenzbereich von DC bis 100 kHz mit einer Amplitude bis zu 100 A (bzw. 200 A bei doppelter Durchführung) in kontinuierlicher Messung abgedeckt werden. Ströme mit Frequenzen bis ca. 12 MHz können mit einem Aufbau nach Abbildung 5.12 erzeugt werden. Dabei wird ein Kondensator C_k über einen hochohmigen Ladewiderstand R_{Lade} auf eine Spannung von 100 bis 900 V aufgeladen. Beim Schließen des Schalters S , realisiert mit einem MOSFET, ist der Aufladepfad durch den Widerstand entkoppelt und die gespeicherte Energie schwingt zwischen der Kapazität des Kondensators und der Induktivität der Leitung L mit einer abklingenden Amplitude hin und her. Die Schaltung entspricht einem LC-Resonanzkreis, der mit seiner natürlichen Kreisfrequenz ω_d schwingt, siehe Anhang B.1, 1. Fall.

Mit den Schaltern S_k wird die wirksame Kapazität durch Parallelschalten verändert und

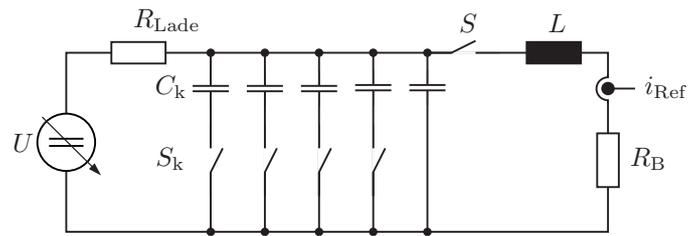


Abbildung 5.12: Schaltplan der Prozessstromquelle für hohe Frequenzen

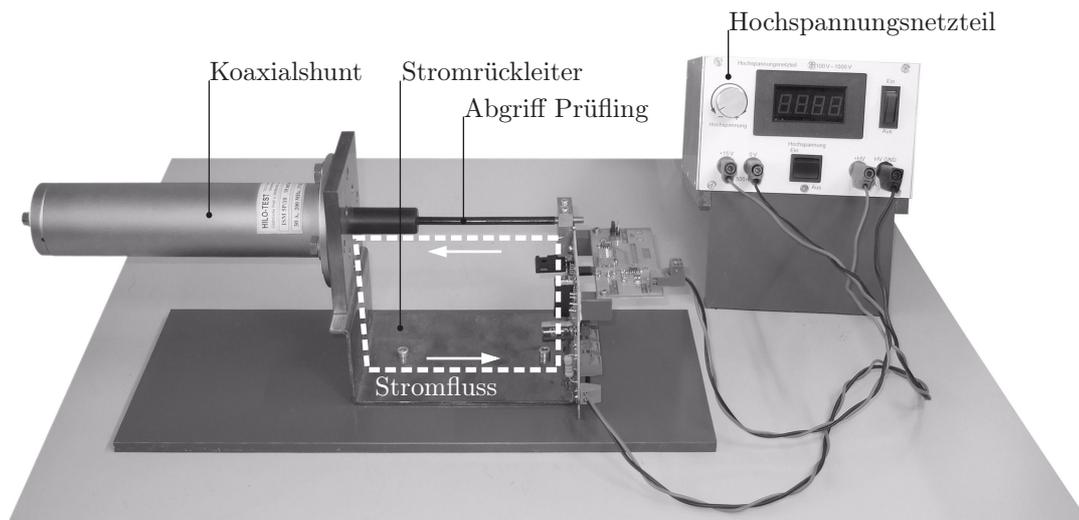


Abbildung 5.13: Aufbau der Prozessstromquelle in Form eines LC-Resonanzkreises

damit die Frequenz der Schwingung gewählt. Die Stromamplitude wird über die Wahl der Spannung, mit der der Kondensator aufgeladen wird, variiert. Als Referenzmessgerät ist ein austauschbarer Koaxialshunt auf einer Wechselplatte montiert, siehe Abbildung 5.13. Der Kondensator mit der kleinsten Kapazität ist ohne Schalter in den Schwingkreis integriert. Alle weiteren sind einzeln oder in Kombination mit anderen zuschaltbar. Abhängig von der gewählten Kapazität ergibt sich eine Kreisfrequenz ω_d der abklingenden Schwingung. Je kleiner die Kapazität gewählt wird, desto geringer wird der maximale Strom und desto größer die Frequenz, siehe Anhang D.3.

Es ergeben sich nur einige Schwingungen, da die Dämpfung im Schwingkreis relativ groß ist. Dieser Aufbau ist ausreichend, um Resonanzen anzuregen und Verzögerungen oder Dämpfungen der Prüflinge festzustellen.

Neben dem eigentlichen Schwingkreis ist ein Hochspannungsnetzteil mit drei Watt Ausgangsleistung ebenfalls Bestandteil der Prozessstromquelle. Beide Komponenten sind in Abbildung 5.13 zu sehen.

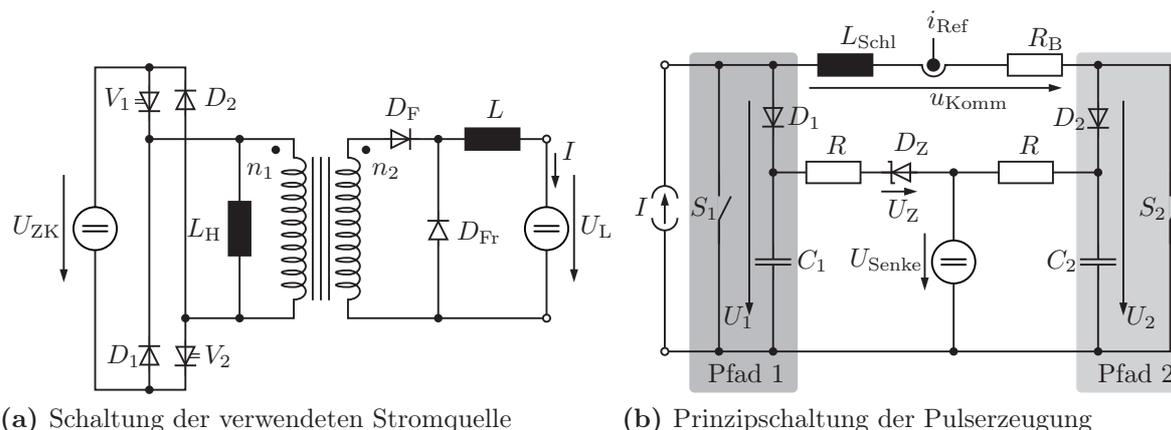


Abbildung 5.14: Schaltpläne zur Pulsstromquelle

5.2 Impulsförmige Prüfströme

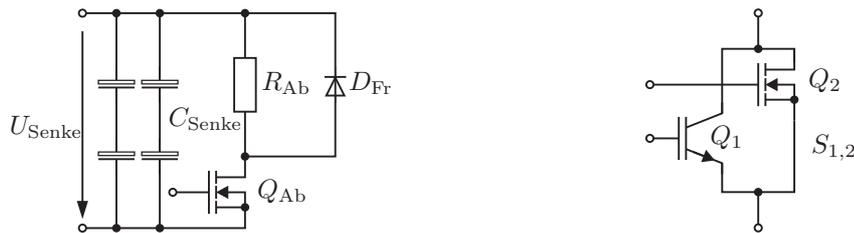
In Kapitel 2 werden fast ausschließlich die Eigenschaften von trapezförmigen Stromverläufen behandelt. Diese Stromverlaufsform ergibt sich in der Leistungselektronik durch den getakteten Betrieb von Halbleiterschaltern. Die Erfassung dieser Signalform ist für Strommessgeräte in der Leistungselektronik obligatorisch. Nachfolgend werden zwei Topologien für Prozessstromquellen zur Untersuchung von zwei unterschiedlichen Anforderungen bzgl. der Pulsmessung vorgestellt. Zum einen wird ein Strompuls erzeugt. Zum anderen wird die Kombination eines niederfrequenten Signals mit einem anschließenden Einzelimpuls bei großer Stromanstiegs- und Abfallgeschwindigkeit realisiert. Mit dieser Kombination wird die Eigenschaft der korrekten Erfassung von Mischströmen getestet.

5.2.1 Rechteckpuls

Ein idealer Rechteckpuls mit unendlicher Flankensteilheit würde die größte Bandbreite eines Messgerätes erfordern und jede Schwachstelle in dessen Frequenzgang mit einer Messung sichtbar machen. Da ein idealer rechteckförmiger Stromimpuls weder in der Praxis auftritt noch erzeugt werden kann, handelt es sich bei der Signalform dieser Prozessstromquelle um eine Folge von trapezförmigen Stromimpulsen.

Der Strompuls wird dadurch erzeugt, dass ein eingepprägter Gleichstrom I abwechselnd über je einen Kurzschluss-Schalter vor dem Prüfling und einem dahinter fließt.

Die erste Version der Pulsstromquelle ist in [32–34] beschrieben. Die zweite leicht modifizierte Variante ist mit der ersten als Vorlage in [35–37] beschrieben und wird im Folgenden



(a) Realisierung der Spannungssenke

(b) Realisierung der Schalter S_1 und S_2 **Abbildung 5.15:** Detaillierte Darstellung der Spannungssenke und des Schalters

anhand der Abbildung 5.14 erläutert. Die Widerstände R sind so niederohmig, dass sie in der folgenden Betrachtung vernachlässigt werden.

5.2.1.1 Gleichstromquelle

Die Stromquelle für den Gleichstrom I ist in Form eines Durchflusswandlers in asymmetrischer Halbbrückenschaltung nach Abbildung 5.14 (a) aufgebaut. Die Zwischenkreisspannung U_{ZK} wird über einen Brückengleichrichter einphasig aus dem Netz entnommen. Anstelle der Spannungsquelle mit der Gegenspannung U_L ist die Schaltung aus Abbildung 5.14 (b) einzusetzen. Die Gegenspannung beträgt im arithmetischen Mittel $U_L = 5 \text{ V}$. Der maximale Gleichstrom beträgt $I_{\max} = 100 \text{ A}$.

5.2.1.2 Spannungssenke

Die Spannung U_{Senke} am Kondensator C_2 ist ein vom Bediener einzustellender Wert zwischen 0 und 400 V, der sich direkt auf die Steilheit der fallenden Flanke des Ausgangsstroms auswirkt. Diese Spannung wird auf den eingestellten Wert geregelt. Die Spannungssenke ist nach Abbildung 5.15 (a) aufgebaut.

5.2.1.3 Leistungsschalter

Die Leistungsschalter $S_{1,2}$, die die Pulsform vorgeben, sind aus zwei parallel geschalteten Leistungshalbleitern aufgebaut. Es werden jeweils ein MOSFET und ein IGBT zu einem Schalter zusammengefasst, siehe Abbildung 5.15 (b). Bei jedem Schaltvorgang dominieren die Schaltflanken des MOSFETs. Beim Wechsel vom sperrenden Zustand in den leitenden wird zuerst der MOSFET angesteuert und danach der IGBT. Beim Wechsel vom leitenden zum sperrenden Zustand sperrt der IGBT vor dem MOSFET. So wird gewährleistet, dass die Schaltflanken vom MOSFET vorgegeben werden und die Strombelastung während des Leitens vom IGBT übernommen wird.

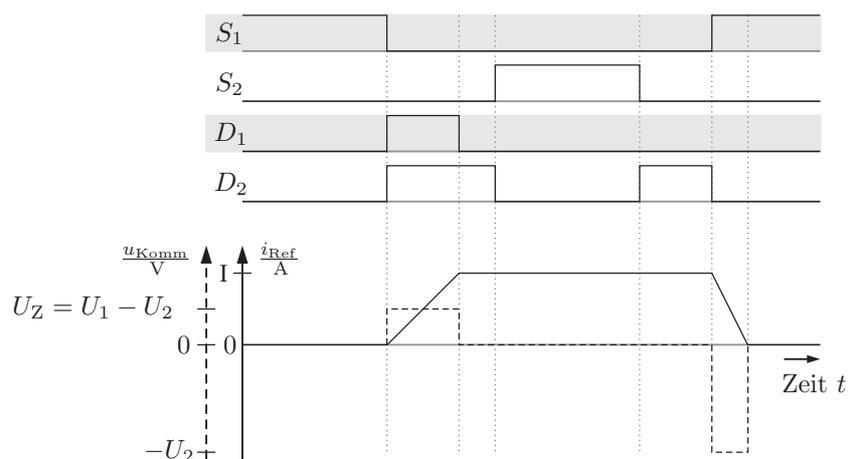


Abbildung 5.16: Kommutierung

5.2.1.4 Kommutierung

Die Kommutierung des Gleichstroms I vom Pfad 1 in den Pfad 2 erfolgt bei sperrenden Schaltern S_1 und S_2 . Wenn beide Schalter sperren, übernimmt zu Beginn die Diode D_1 die Stromführung und der Strom kommutiert in den Pfad mit D_2 . Sobald der Strom i_{Ref} vollständig von D_2 geführt wird, ist die Diode D_1 stromlos und S_2 wird eingeschaltet und übernimmt damit die Stromführung (d. h. S_2 leitet). Sperrt S_2 erneut, so kommutiert der Strom in die Diode D_2 bis der Schalter S_1 leitet, vgl. Abbildung 5.16. Die Kondensatorspannungen bestimmen die Kommutierungsspannung u_{Komm} . Über die Zenerdiode D_Z wird sichergestellt, dass die Spannung an C_1 für die Kommutierung von Pfad 1 auf Pfad 2 immer größer ist als jene an C_2 .

5.2.1.5 Zusammenbau

Die Schaltfrequenz der Pulse beträgt $f_S = 1 \text{ kHz}$ mit einer variablen Amplitude von $0 \leq i_{\text{Ref}} \leq 100 \text{ A}$. Das Verhältnis von Ein- zu Ausschaltdauer dc kann im Bereich von $0 < dc \leq 50\%$ eingestellt werden. Ein Referenzmesssignal wird über einen Koaxialshunt abgegriffen. Die realisierte Prozessstromquelle ist in Abbildung 5.17 zu sehen.

5.2.2 Einzelimpuls Schaltung

Ein Stromimpuls mit dem Nennstrom eines Prüflings soll erzeugt werden. Die Schaltflanken sollen realistisch und praxisnah mit aus der Leistungselektronik üblichen Halbleiterschaltern realisiert werden. Bei der Prüfung mit Stromimpulsen wird neben der Amplitude die erfassbare Änderungsgeschwindigkeit $\frac{di}{dt}$ des Stroms getestet.



Abbildung 5.17: Foto der Pulsstromquelle

Eine Mehrfachdurchführung des Prüfstroms, um große Stromamplituden zu erhalten, scheidet aus, da sich die Induktivität des Lastkreises mit zunehmender Windungszahl erhöht und einer raschen Stromänderung entgegen wirkt.

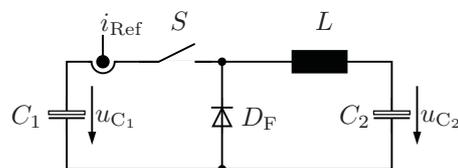


Abbildung 5.18: Skizze für Schaltungsansatz

Für die Prüfstromquelle wird folgender Ansatz gewählt: Zwei Kondensatoren C_1 und C_2 gleicher Kapazität werden auf verschiedene Spannungen $u_{C_1} > u_{C_2} > 0$ aufgeladen. Nach dem Schließen eines Schalters S schwingt die Energie in eine Speicherspule L zwischen den Kondensatoren um. Es bildet sich ein Stromfluss aus, der die Grundlage für den Impuls

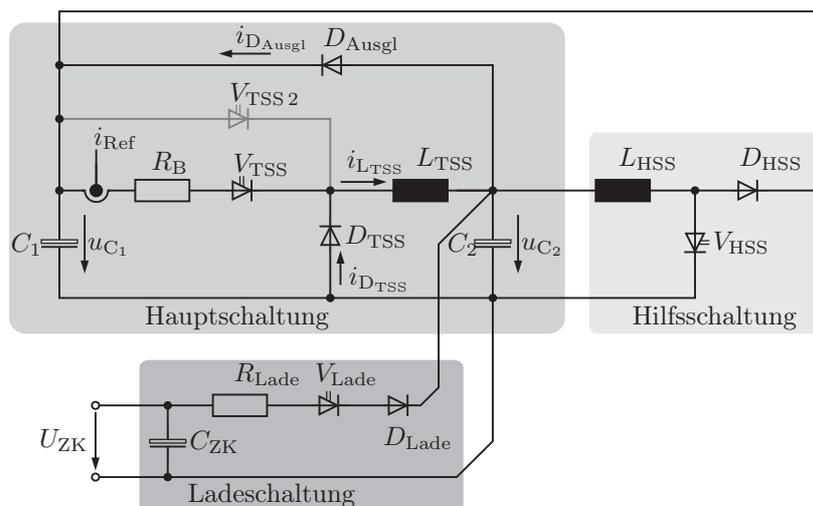


Abbildung 5.19: Topologie der Impulsschaltung

ist, siehe Abbildung 5.18.

Der Stromfluss kann während des Umschwingvorgangs zu beliebigen Zeiten unterbrochen werden, sofern sichergestellt ist, dass dem Strom durch die Spule ein Ausweichpfad zur Verfügung steht, in Abbildung 5.18 über die Freilaufdiode D_F . Eine Unterbrechung mit anschließendem Ein- und Ausschalten führt zur Erzeugung eines Impulses. In Abbildung 5.19 ist das Schaltungskonzept für die Erzeugung eines Einzelimpulses mit der dafür vorgesehenen Hilfs- und Ladeschaltung dargestellt. Das Referenzmesssystem besteht aus einem breitbandigen Koaxialshunt.

Die Hauptschaltung entspricht der Topologie eines Tiefsetzstellers² (TSS). Die Speicherspule L_{TSS} muss für einen großen Strom ausgelegt sein, ohne dass Sättigung auftritt und wird als Luftspule ausgeführt. Zur Hauptschaltung gehört abweichend zur allgemein bekannten Topologie des TSSs eine Ausgleichsdiode D_{Ausgl} , die dafür sorgt, dass sich der Zustand $u_{C_1} < u_{C_2}$ ³ nicht einstellen kann und somit das Ventil V_{TSS} keine negative Sperrspannung aufnehmen muss. Mit dieser Diode wird die Funktionsbedingung des TSSs während des Betriebs der Schaltung aufrecht erhalten, denn die Hauptschaltung ist für die Zeit eines zur Impulserzeugung notwendigen Schaltspiels nach Abbildung 5.20 ohne Energiezufuhr.

Vor und nach einer Impulserzeugung sorgt die Hilfsschaltung in Form eines Hochsetzstellers (HSS) für die zwei erforderlichen Startbedingungen:

²Die Indizes der beteiligten Bauteile werden dementsprechend gewählt.

³Unter Berücksichtigung der Durchlassspannung u_F der Diode D_{Ausgl} wird der Zustand $u_{C_1} < u_{C_2} + u_F$ vermieden.

1. Die Spannung $u_{C_1}|_{t=0}$ ist größer als $u_{C_2}|_{t=0}$.
2. Die Differenz $\Delta u_C = u_{C_1} - u_{C_2}$ ist ausreichend groß für die gewünschte Stromamplitude, siehe Gleichung (5.7).

Mit Hilfe einer Ladeschaltung wird die Eingangsseite des Hochsetzstellers C_2 mit Spannung versorgt. Da die Spannungsversorgung aus dem Zwischenkreiskondensator mit dem Ladeventil unterbrochen werden kann, ist es möglich, die Spannung an C_2 zum Zeitpunkt $t = 0$ im Bereich von Null bis zur Zwischenkreisspannung vorzugeben. Da nicht auszuschließen ist, dass während eines Schaltspiels die Spannung u_{C_2} über das Niveau der Zwischenkreisspannung angehoben wird, ist dem Ladeventil V_{Lade} eine Diode D_{Lade} in Reihe geschaltet.

Wird das Ventil V_{TSS} zum Zeitpunkt $t = 0$ geschlossen, stellt sich bei Vernachlässigung der ohmschen Anteile im Stromkreis ein sinusförmiger Stromverlauf nach der folgenden Gleichung ein.

$$i_{\text{Ref}}(t) = \kappa \cdot (u_{C_1}|_{t=0} - u_{C_2}|_{t=0}) \cdot \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_{TSS}C_{\text{ges}}}}\right) \quad (5.7)$$

$$\text{mit } C_{\text{ges}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \stackrel{C_1 \equiv C_2}{=} \frac{C_1}{2}$$

$$\text{und } \kappa = \sqrt{\frac{C_{\text{ges}}}{L_{TSS}}}$$

Der Stromfluss durch das Ventil und damit die Prüfzelle wird im Scheitelpunkt des Stromverlaufs unterbrochen und nach einer kurzen Pause wieder für eine ebenfalls kurze Zeit hergestellt. Damit ergibt sich ein kurzer Stromimpuls mit einer Amplitude nahe des Spitzenwerts $\hat{i}_{\text{Ref}} = \kappa \cdot \Delta u_C$ des Stroms durch den Prüfling.

Mit der oben beschriebenen Topologie werden zwei Prozessstromquellen aufgebaut. Impulse bis 300 A können mit einem Aufbau mit MOSFETs (V_{TSS} und V_{TSS2}) mit einem vernachlässigbaren Einfluss von Speichereffekten der Halbleiter bei maximalen Spannungen bis 120 V erreicht werden. Amplituden der Sinushalbschwingung bis zu 3 kA werden mit einem IGBT-Schalter (nur V_{TSS}) erzeugt, wobei die Kondensatorspannungen auf 800 V begrenzt sind.

5.2.2.1 Einzelimpuls bis 300 A

In der Variante mit MOSFET-Schaltern ist ein Parallelpfad mit identischem Halbleiter V_{TSS2} für die Aufladephase realisiert. Somit ist es möglich, den Strom i_{Ref} als einzelnen

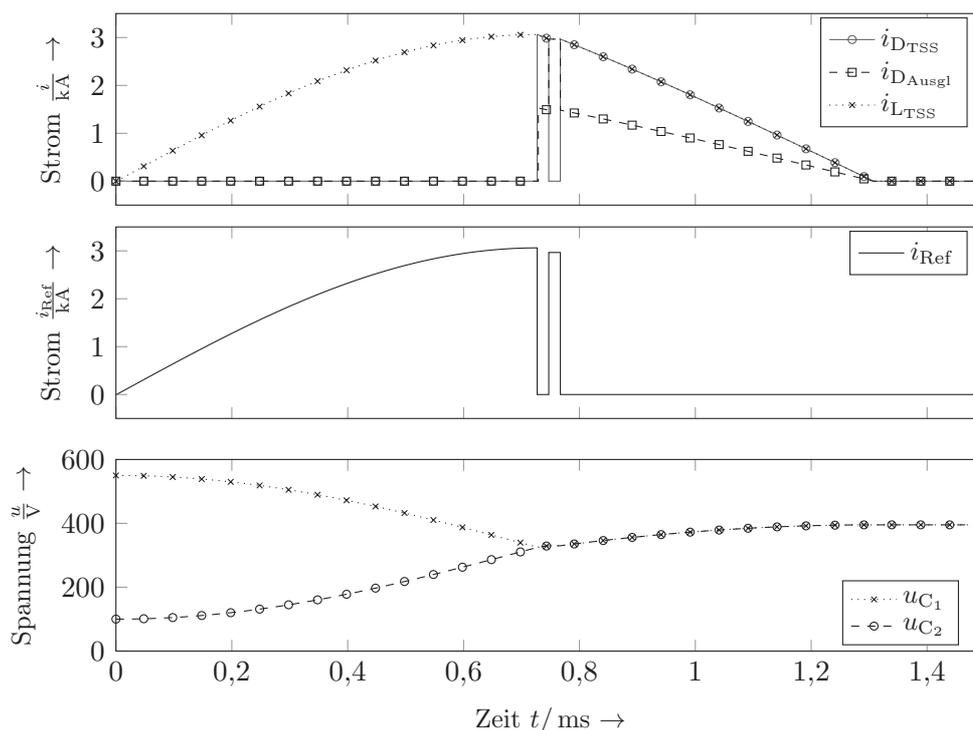


Abbildung 5.20: Ideale Signalverläufe eines Schaltspiels zur Impulserzeugung

Impuls durch den Prüfling zu führen, ohne diesen vorher mit einem großen Gleichanteil zu belasten.

Der Aufbau ist in [38] beschrieben und in Abbildung 5.21 zu sehen.

5.2.2.2 Einzelimpuls bis 3 kA

Die Anlage für einen 3 kA-Impuls ist ohne den Parallelpfad realisiert, ansonsten vom Verhalten und Aufbau identisch zur 300 A Variante. Bedingt durch die Eigenschaften der verwendeten Leistungshalbleiter sehen die Stromverläufe anders aus. Vor allem die Speicherladungen der verwendeten Freilaufdiode führen bei dem aufzunehmenden Impuls zu einer Stromüberhöhung und damit einer nennenswerten Abweichung von der Signalform des Trapezes.

Der Aufbau ist in [39] beschrieben und in Abbildung 5.22 zu sehen.

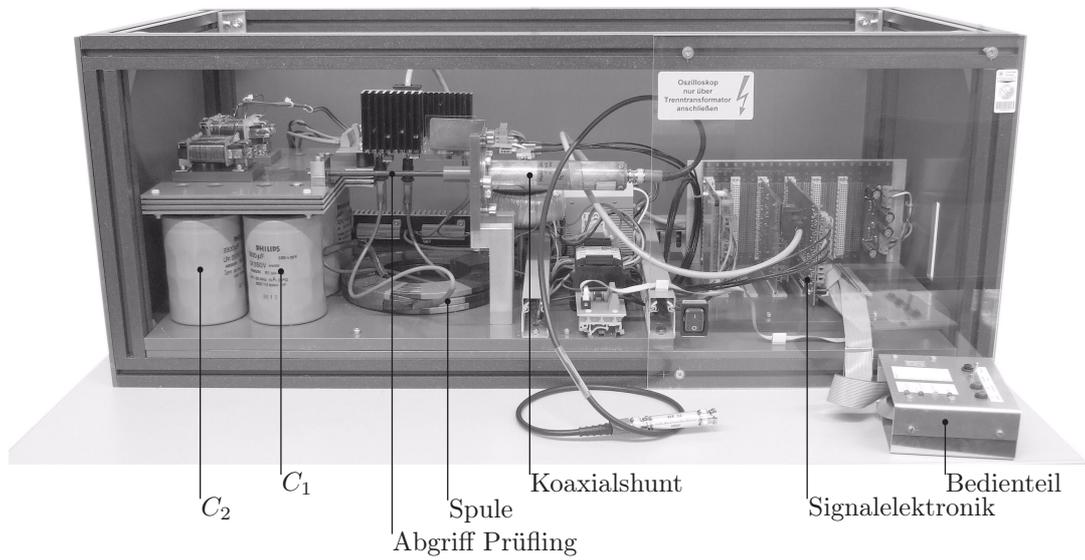


Abbildung 5.21: Aufbau der 300 A-Anlage

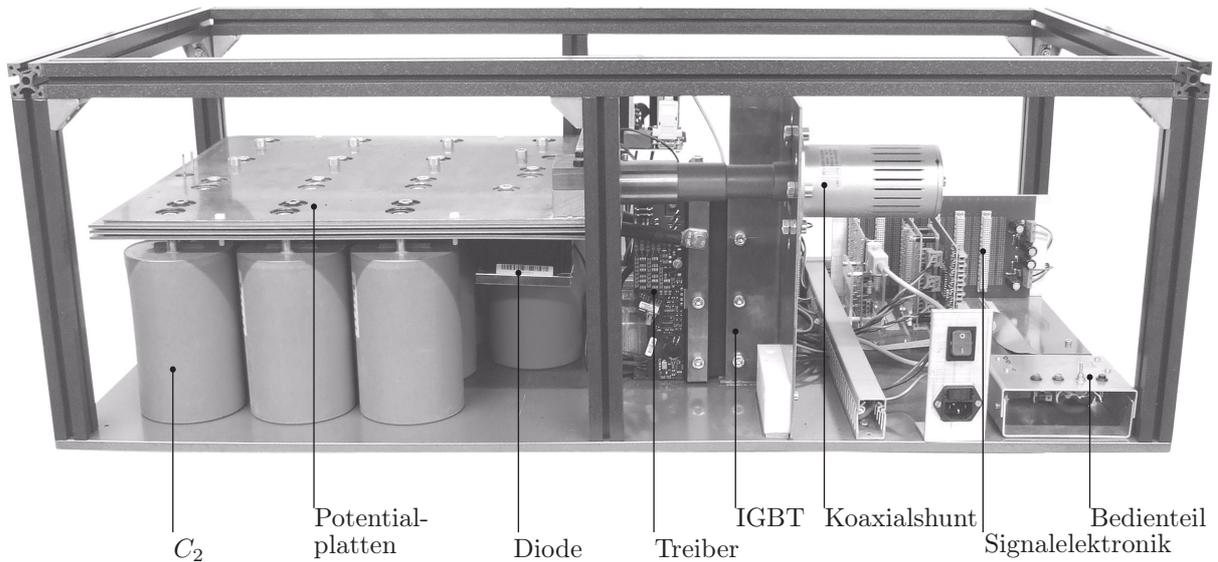


Abbildung 5.22: Aufbau der 3 kA-Anlage

6 Strommessgerätestests

In Kapitel 2 werden mit Tabelle 2.1 die Kriterien für ein Strommessgerät benannt. In Kapitel 5 werden Prozessstromquellen zum Überprüfen dieser Eigenschaften aufgebaut und vorgestellt. In diesem Kapitel werden diese Quellen zu Messplätzen ergänzt und es wird die Auswertung der mit den Messungen verbundenen Signale anhand weiterführender Berechnungsmethoden vorgestellt. Dabei werden den Punkten aus Tabelle 5.1 Prüfungen zugeordnet. Werden alle Prüfungen zusammengefasst, entsteht ein Ablauf, der als Prüfplan aufgefasst werden kann. Die Punkte dieses Plans sind allgemein gehalten, so dass es nicht sinnvoll ist, für jeden Typ von Strommessgerät jeden Punkt zu bearbeiten.

Im Anschluss an eine Betrachtung der zur Referenzmessung herangezogenen Systeme werden die Messungen zu den einzelnen Punkten vorgestellt. Dabei werden entweder die Ergebnisse eines Prüflings vorgestellt (Abschnitt 6.2.1 und Abschnitt 6.2.2) oder es werden die dynamischen Verläufe der Referenzmesssysteme gezeigt (Abschnitt 6.2.3 bis Abschnitt 6.2.5).

Die Ergebnisse einer Auswahl an aktuell verfügbaren Strommesssystemen sind im Anhang F zu finden.

6.1 Referenzmessgeräte

In den Prüfstromquellen aus Kapitel 5 sind entweder Messgeräte integriert, deren Ausgangssignal für die jeweilige Messaufgabe als Referenzmessung verwendet wird, oder es wird zusätzlich mit einem zweiten Messgerät hoher Präzision außerhalb der Quelle gleichzeitig mit dem Prüfling gemessen. Die Spezifikation bzgl. Amplitudengenauigkeit oder Bandbreite der Referenzmesssysteme liegt deutlich über derjenigen der zu prüfenden Geräte. Im Folgenden werden die Referenzmesssysteme näher betrachtet.

6.1.1 Präzisions-Leistungsmessgerät

Bei der Aufnahme von diskreten Messpunkten – im Unterschied zur Betrachtung des dynamischen Verlaufs am Oszilloskop – muss sichergestellt werden, dass sich das zu beurtei-

lende System im eingeschwungenen Zustand befindet und die zu vergleichenden Größen gleichzeitig erfasst werden. Mit einem Leistungsmessgerät wird sichergestellt, dass die beiden zu vergleichenden Größen, Prüflings- ($i_{\text{Prüf}}$) und Referenzsignal (i_{Ref}), zeitgleich erfasst werden.

Zur Gleichstrommessung und Aufnahme von Frequenzgängen bis 100 kHz kommt das Leistungsmessgerät LMG 500 von ZIMMER ELECTRONIC SYSTEMS GmbH (Daten siehe [40]) zum Einsatz. Der Referenzstrom (i_{Ref}) bis ± 30 A wird als Reihenschaltung über die internen Präzisionsmesswiderstände ausgewertet. Größere Ströme werden mit Stromwandlern auf den zulässigen Bereich transformiert oder als Spannungssignal eines Referenzstrommesssystems an das Leistungsmessgerät übertragen. Das Ausgangssignal des geprüften Geräts wird als Spannungssignal $u_{\text{Prüf}}$ an das Leistungsmessgerät übergeben und dann mit dem entsprechenden Abbildungsmaßstab in den Strom $i_{\text{Prüf}}$ umgerechnet. Für jedes Messgerät kann eine Laufzeit bzw. Verzögerungszeit im Leistungsmessgerät hinterlegt werden, so dass die Gleichzeitigkeit einer Messung gewährleistet wird.

Die Messplätze mit Leistungsmessgerät werden in den Prüfungen durch ein LabVIEW-Programm vom PC ferngesteuert. Der PC übernimmt neben der Steuerung der Stromquellen die Abfrage und Speicherung der Messwerte aus dem Leistungsmessgerät.

6.1.2 Koaxialshunt

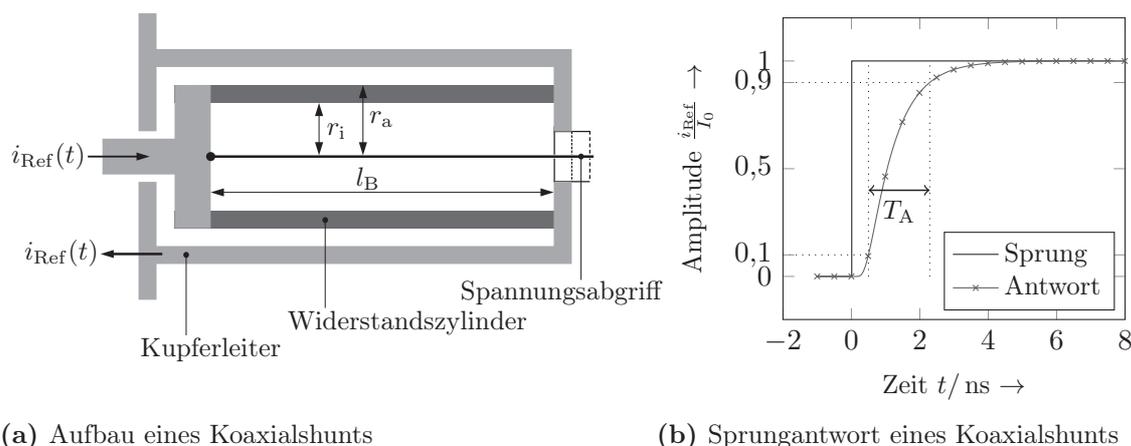
Koaxial aufgebaute Messwiderstände (*Coaxialshunts*) zählen zu den Strommesssystemen mit der größten Bandbreite. Sie arbeiten passiv und können für Gleich-, Misch- und Wechselströme eingesetzt werden. Typischerweise werden sie bei der Messung sehr großer Impulsströme eingesetzt. Der zulässige Frequenzbereich erstreckt sich von DC bis hin zu einigen zehn oder hundert Megahertz. Die zulässige Dauerbelastung richtet sich nach der maximal zulässigen Verlustleistung, die je nach Bauart variiert.

Grundsätzlich gelten für einen Koaxialshunt die Aussagen aus Abschnitt 3.3.1. Der Widerstand wird allerdings so aufgebaut, dass parasitäre Induktivitäten auf ein vernachlässigbares Maß reduziert werden, siehe Abbildung 6.1 (a).

Die Antwort eines Koaxialshunts bei einem Sprung von 0 auf I_0 wird in [41] mit der Gleichung (6.1)¹ angegeben und ist in Abbildung 6.1 (b) dargestellt.

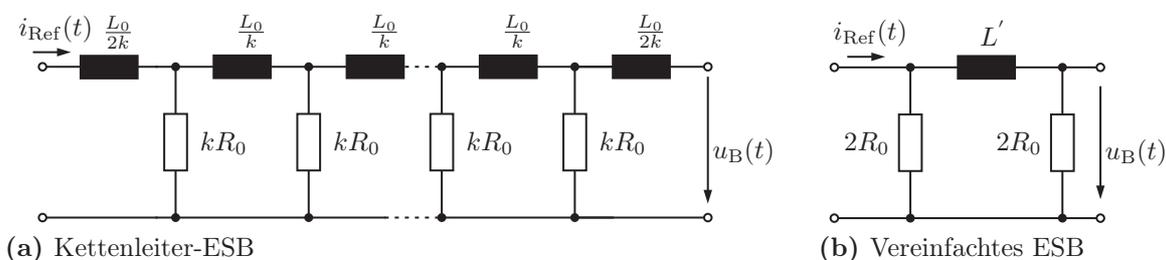
$$u_{\text{B}}(t) = I_0 \cdot R_0 \cdot \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot e^{-\frac{k^2 \pi^2}{\mu \sigma d_{\text{B}}^2} \cdot t} \right) \quad (6.1)$$

¹Die Herleitung zu dieser Form ist in Anhang E zu finden.



(a) Aufbau eines Koaxialshunts

(b) Sprungantwort eines Koaxialshunts

Abbildung 6.1: Aufbau und Sprungantwort eines Koaxialshunts

(a) Kettenleiter-ESB

(b) Vereinfachtes ESB

Abbildung 6.2: Ersatzschaltbilder für Koaxialshunts

Für das Widerstandsmaterial gilt i. d. R. $\mu = \mu_0$. Die elektrische Leitfähigkeit σ richtet sich nach dem verwendeten Widerstandsmaterial. Die Dicke $d_B = r_a - r_i$ des Widerstandszylinders ergibt sich aus der Differenz des äußeren und inneren Radius.

Anhand der Sprungantwort kann ein elektrisches Ersatzschaltbild als Leitungsmodell der ebenen Stromverdrängung in Form eines Kettenleiters angegeben werden, siehe Abbildung 6.2 (a) (vgl. [41, 42]). Dabei ist R_0 der Gleichstromwiderstand und L_0 ein innerer Induktivitätswert nach folgenden Gleichungen.

$$R_0 = \frac{2\pi r_i}{l_B} \cdot \sigma \quad (6.2)$$

$$L_0 = \frac{\mu d_B l_B}{2\pi r_i} \quad (6.3)$$

Für den praktischen Umgang bietet sich das vereinfachte Ersatzschaltbild aus Abbildung 6.2 (b) an, mit dem ein äquivalentes Einschwingen der Sprungantwort erreicht wer-

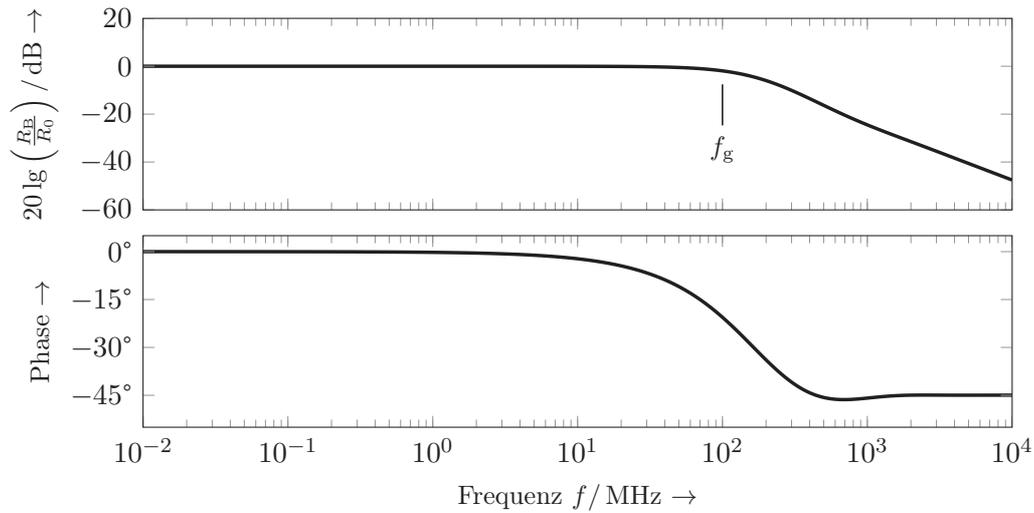


Abbildung 6.3: Frequenzgang eines koaxial aufgebauten Messwiderstands

den kann, wenn $L' = 0,43 \cdot L_0$ gewählt wird. Mit diesen Angaben werden in [41] die Anstiegszeit T_A aus Abbildung 6.1 (b) und die Bandbreite f_g berechnet.

$$T_A = 0,237 \cdot \frac{L_0}{R_0} = 0,237 \cdot \mu\sigma d_B^2 \quad (6.4)$$

$$f_g = 1,46 \cdot \frac{R_0}{L_0} = 1,46 \cdot \frac{1}{\mu\sigma d_B^2} \quad (6.5)$$

Aus der Herleitung der Sprungantwort und des Ersatzschaltbilds kann der Frequenzgang für den koaxial aufgebauten niederohmigen Messwiderstand ermittelt werden. Er ist in Abbildung 6.3 dargestellt.

In den Prüfstromquellen werden Koaxialshunts von HILO-TEST GmbH und T&M RESEARCH PRODUCTS, INC. eingesetzt.

6.1.3 Impuls-Strom-Transformator

Ebenfalls als passiver Referenzsensor eignet sich der Impulsübertrager (*ICT*), wie er in Abschnitt 3.3.2.2 vorgestellt wurde. Dieser Stromsensor hat eine untere Grenzfrequenz und kann deshalb nicht als Referenz herangezogen werden, wenn im zu messenden Strom Gleichanteile enthalten sind. Schnelle Flanken werden korrekt abgebildet, weisen ggf. einen DC-Offset auf.

In den Prüfstromquellen werden Impulsstromwandler von PEARSON ELECTRONICS, INC. und BERGOZ INSTRUMENTATION eingesetzt.

6.2 Messungen

In diesem Abschnitt werden die Methoden der Auswertung und Darstellung der jeweiligen Messung aus dem Prüfplan erläutert und die Signalverläufe der Prüfstromquellen anhand ihrer Referenzsignale vorgestellt. Zusätzlich werden die Aufbauten, mit denen die eigentlichen Prozessstromquellen aus Kapitel 5 zu Messplätzen erweitert werden, erläutert.

Die Prozessstromquellen stellen einen bestimmten Bestandteil eines Messplatzes dar. Sie werden durch Komponenten ergänzt, die allgemeingültigen Charakter haben. Ein Messplatz setzt sich aus den Komponenten in Abbildung 6.4 zusammen.

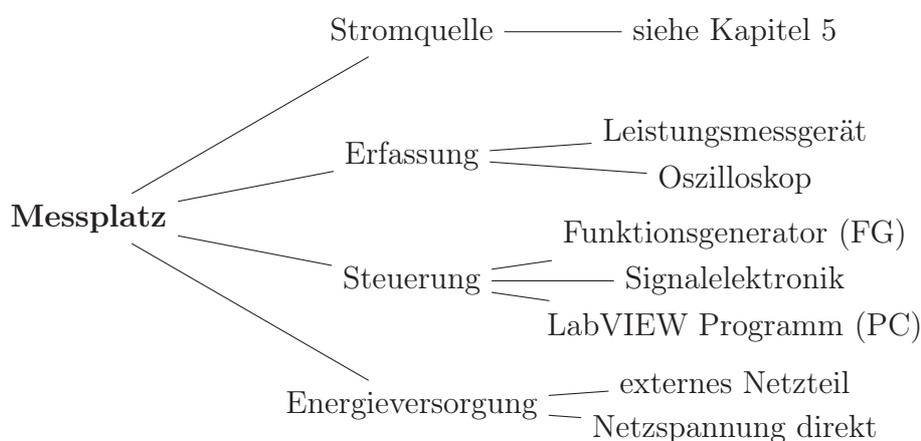


Abbildung 6.4: Komponenten eines Messplatzes

6.2.1 Bestimmung der Linearität und des Offsets

Um die Linearität zu bestimmen, werden DC-Ströme mit definierten Stromstärken erzeugt. Der Strom steigt treppenförmig ausgehend von 0 A bis zum positiven Nennwert des Prüflings an und fällt dann bis auf den negativen Nennwert ab, um daraufhin wieder auf den positiven Nennwert anzusteigen. Je Stromwert wird ein Messpunkt bestehend aus den Messwerten der Referenz und des Prüflings abgespeichert.

Der tatsächlich fließende Strom wird mit dem internen Messwiderstand des Leistungsmessgeräts LMG 500 (LMG) bestimmt und als Referenzmesswert i_{Ref} herangezogen. Der vom Prüfling gemessene Wert wird als Spannungssignal $u_{\text{Prüf}}$ erfasst und zum gleichen Zeitpunkt aufgezeichnet. Anhand des Abbildungsmaßstabs R_{Abb} kann daraus ein Strom $i_{\text{Prüf}} = R_{\text{Abb}} \cdot u_{\text{Prüf}}$ berechnet werden. Die Ansteuerung und Auswertung bzw. Speicherung der Messwerte wird von einem PC übernommen. Der Aufbau ist in Abbildung 6.5 skizziert.

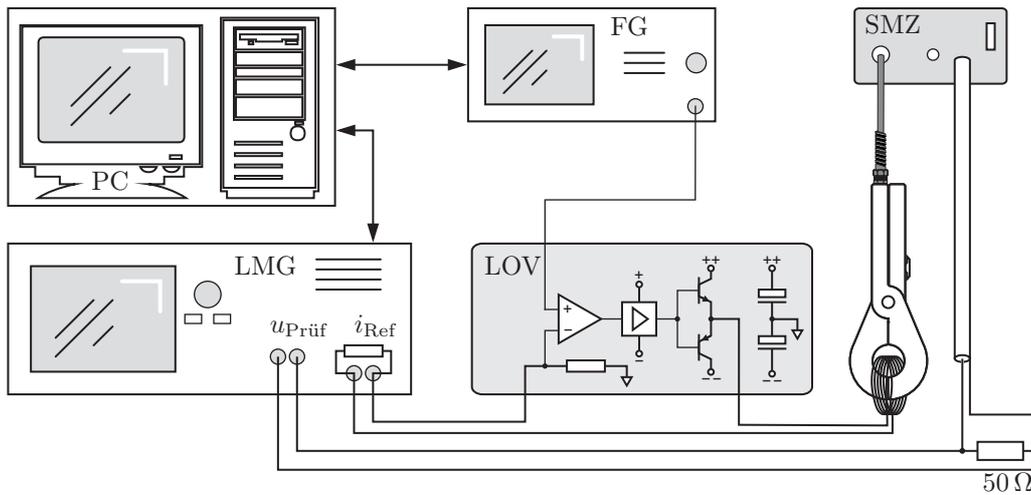


Abbildung 6.5: Prüfplatz mit Leistungsoperationsverstärker (LOV), Ansteuerung (PC und Funktionsgenerator - FG) und Auswertung über ein Leistungsmessgerät (LMG) sowie Prüfling (Strommesszange - SMZ)

Der Strom des Prüflings auf den Referenzwert bezogen ermöglicht die folgenden Betrachtungen der Linearität. Für die Funktion $i_{Prüf}(i_{Ref})$ wird mit MATLAB mittels polynomi-scher Anpassung eine Ausgleichsgerade der Form

$$i_{Ausgl}(i_{Ref}) = E_{Ausgl} \cdot i_{Ref} + c \quad (6.6)$$

bestimmt.

E_{Ausgl} beschreibt die absolute Empfindlichkeit (Steigung) der Ausgleichsgeraden und ist im Idealfall gleich eins ($E_{Ausgl}|_{ideal} = 1$).

c beschreibt den absoluten Offset der Ausgleichsgeraden und ist im Idealfall gleich Null.

Der relative Empfindlichkeitsfehler F_{EmpfR} , bezogen auf den Sollwert, berechnet sich wie folgt:

$$F_{EmpfR} = \frac{E_{Ausgl} - E_{Ausgl}|_{ideal}}{E_{Ausgl}|_{ideal}} \cdot 100 \%$$

$$\text{bzw. } F_{EmpfR} = (E_{Ausgl} - 1) \cdot 100 \% \quad (6.7)$$

Der relative Offsetfehler F_{OffR} bezieht sich auf den Maximalwert des tatsächlich geflossenen Stroms:

$$F_{OffR} = \frac{c}{\max(i_{Ref})} \cdot 100 \% \quad (6.8)$$

Der absolute Linearitätsfehler F_{Lin} beschreibt die maximale Abweichung zwischen gemessenem Strom und Referenzstrom.

$$F_{\text{Lin}} = k_{\text{VZ}} \cdot \max(|i_{\text{Prüf}}(i_{\text{Ref}}) - i_{\text{Ref}}|) \quad (6.9)$$

Dabei dient k_{VZ} als Vorzeichenfaktor und ist je nach Lage der maximalen Abweichung entweder +1 oder -1.

Der relative Linearitätsfehler ist der absolute Linearitätsfehler bezogen auf den Maximalwert des tatsächlich geflossenen Stroms:

$$F_{\text{LinR}} = \frac{F_{\text{Lin}}}{\max(i_{\text{Ref}})} \cdot 100 \% \quad (6.10)$$

Ein entsprechendes Messergebnis ist in Abschnitt 4.5.1 als grafische Darstellung in der Abbildung 4.36 oder in ausgewerteter Form in der Tabelle 4.8 zu finden.

Mit der Darstellung ist es möglich ein Hystereseverhalten des Sensors bezogen auf eine statische Messung mit unterschiedlichen Amplituden sichtbar zu machen. Eine ideale Kurve hätte einen horizontalen Verlauf ohne Hysterese bei $F_{\text{R}} = 0$.

6.2.2 Frequenzgangmessungen

Die Messung des Frequenzgangs eines Prüflings ist im Bereich von DC bis 100 kHz bei einem maximalen Strom von 100 A möglich und teilt sich dabei nach Abschnitt 5.1.1 und Abschnitt 5.1.2 in zwei Frequenzbereiche auf. DC bis 10 kHz wird mit dem Prüfplatz aus Abbildung 6.5 angeregt und gemessen. Für die Messung von 10 kHz bis 100 kHz wird der Prüfplatz aus Abbildung 6.6 mit dem variablen Resonanzkreis als Quelle verwendet.

In beiden Fällen wird zur Auswertung der Messergebnisse das Leistungsmessgerät aus Abschnitt 6.1.1 herangezogen. Bei den niederfrequenten Messungen wird der Referenzwert i_{Ref} über einen internen Shunt ermittelt, bei den Messungen ab 10 kHz kommt das Referenzsignal vom Pearson ICT Modell 101.

Eine Messung des Frequenzgangs des Prototypen Hy₆1500 wird in Abbildung 4.37 in Abschnitt 4.5 gezeigt.

6.2.3 Trapezform-Implusstrommessung

Die Impulsstrommessung wird mit den Anlagen aus Abschnitt 5.2.2.1 und 5.2.2.2 vorgenommen. Dabei wird jeweils ein transientes Signal am Oszilloskop aufgenommen. Als

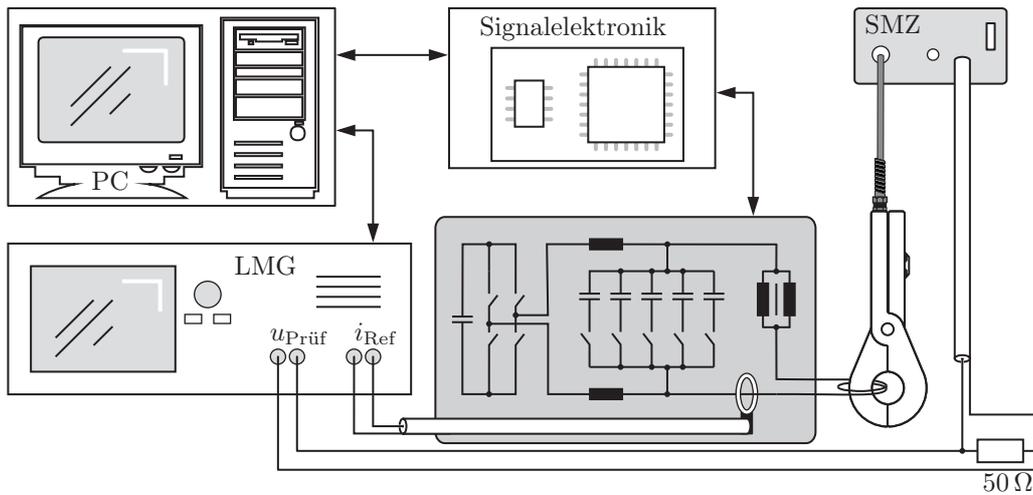


Abbildung 6.6: Prüfplatz zur Aufnahme des Frequenzgangs von 10 kHz bis 100 kHz bei 100 A

Referenzmesssystem steht in beiden Fällen ein Koaxialshunt zur Verfügung.

Der Stromverlauf der 300 A-Anlage ist in der Abbildung 6.7 zu sehen, der der 3 kA-Anlage in Abbildung 6.8.

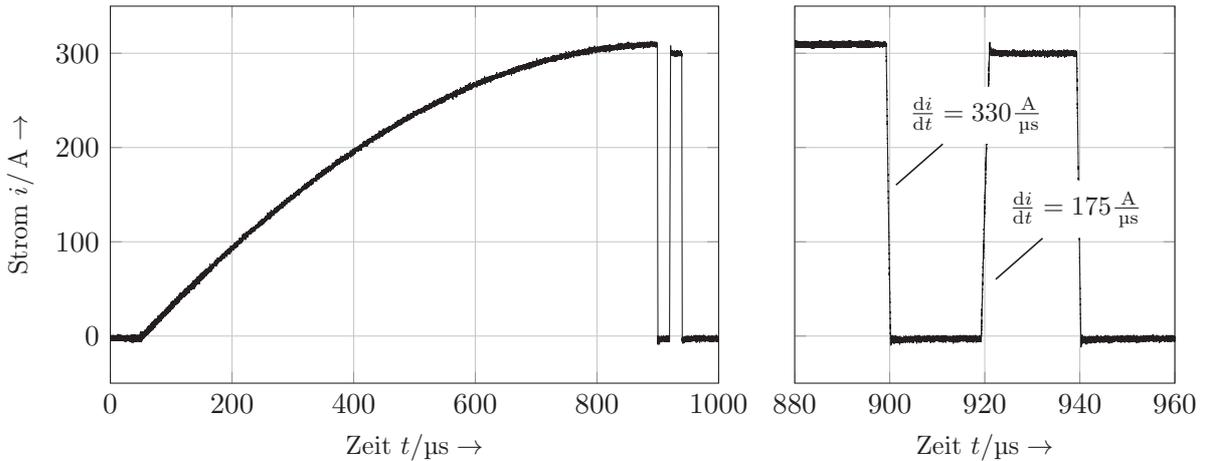


Abbildung 6.7: Signalverlauf der 300 A-Impulsquelle aufgenommen mit T&M RESEARCH Koaxialshunt mit $R_B = 20 \text{ m}\Omega$

Die Wirkung der Speicherladung der Diode D_{TSS} ist im Stromverlauf in Abbildung 6.8 sichtbar. Der Impuls beim Wiedereinschalten des Tiefsetzsteller-Ventils (V_{TSS}) ist deutlich größer als das Maximum aus dem Umschwingvorgang davor. Durch diesen Umstand werden mit dieser Anlage größere maximale Stromamplituden erreicht. Für den Einsatz zur Validierung kann dieser Umstand zum Vorteil genutzt werden.

Der Impuls erreicht bei beiden Anlagen nicht die Amplitude, bei der vorher mit der ersten

fallenden Flanke abgeschaltet wird.

Die Flankensteilheiten variieren entsprechend der eingestellten Spannung an C_2 . Für die 300 A-Anlage werden Stromanstiegs- bzw. Stromabfallgeschwindigkeiten von $150 \text{ A}/\mu\text{s}$ bis $500 \text{ A}/\mu\text{s}$ erreicht. Sie können bei der 3 kA-Anlage größer als $2 \text{ kA}/\mu\text{s}$ werden.

6.2.4 Trapezform-Pulsmessung

Genau wie beim Einzelimpuls wird bei der Pulsfolgemessung das dynamische Verhalten eines Prüflings betrachtet. Dies geschieht am Oszilloskop und wird mit einem Koaxialshunt von HILO referenziert. In Abbildung 6.9 ist eine beispielhafte Signalfolge mit der maximalen Stromamplitude bei einem Einschaltverhältnis von 50 % aufgezeichnet. Zur Analyse der Prüflinge ist es notwendig, bestimmte Bereiche aus dem gesamten Verlauf mit hoher Auflösung darzustellen und dann dort gezielt die Signale mit dem der Referenz zu vergleichen.

6.2.5 Sinusform-Impulsmessung

Die Betrachtung der Messergebnisse eines Prüflings bei hohen Frequenzen wird am Oszilloskop vorgenommen. Hier werden entsprechend der vorangegangenen Abschnitte zwei Referenzmessungen abgebildet, die sich in der Frequenz der abklingenden Schwingung unterscheiden, siehe Abbildung 6.10.

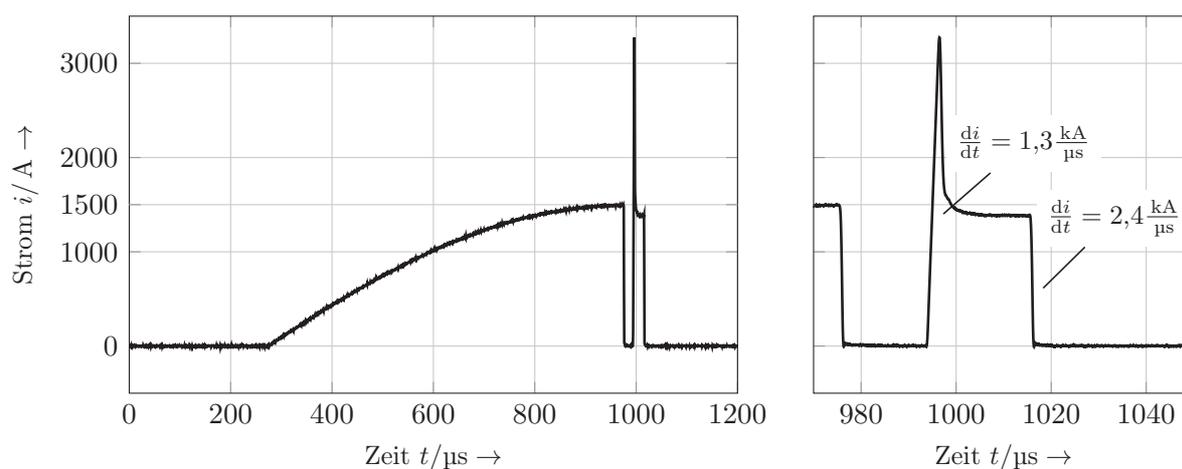


Abbildung 6.8: Signalverlauf der 3 kA-Impulsquelle aufgenommen mit HILO Koaxialshunt mit $R_B = 1 \text{ m}\Omega$

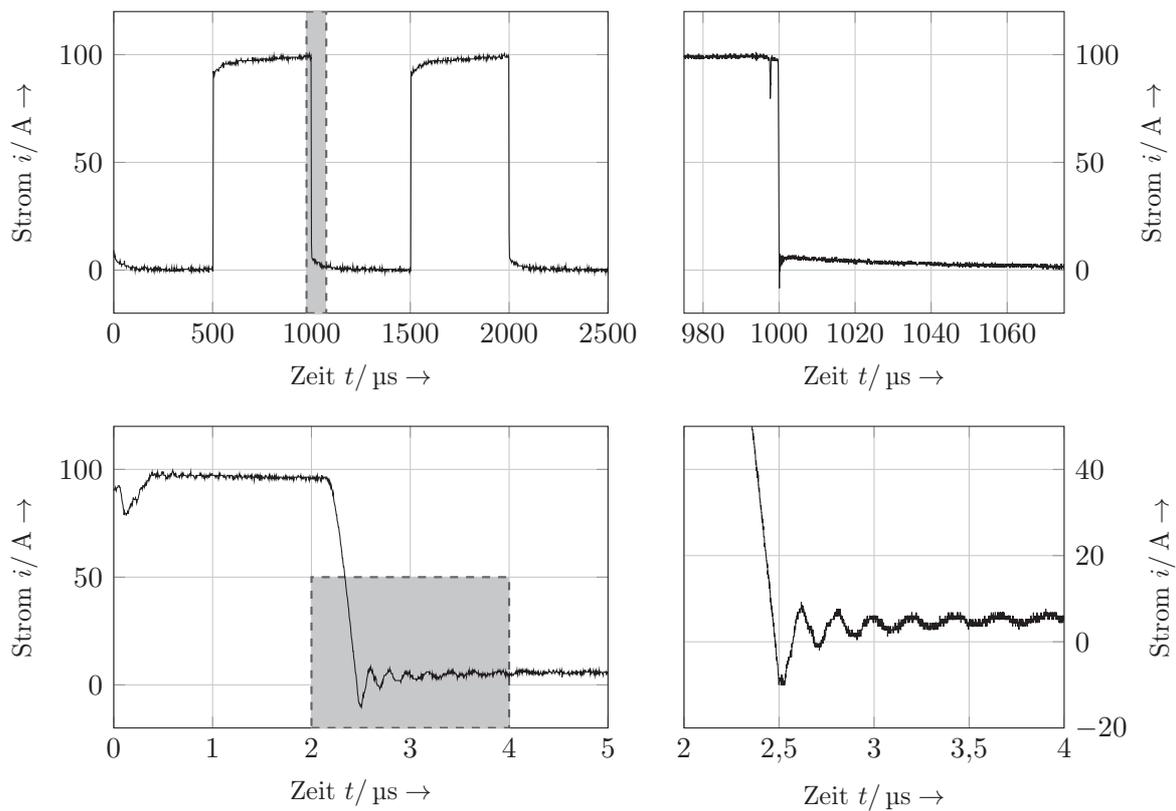


Abbildung 6.9: Signalverlauf der Pulsfolge aufgenommen mit HILO Koaxialshunt mit $R_B = 1 \text{ m}\Omega$

6.2.6 Messung der Einfügeinduktivität eines Strommessgeräts

Ein Messgerät soll den Strom so abbilden, wie er tatsächlich fließt; durch das Einfügen des Messgeräts in den Messstromkreis darf keine Verfälschung bzw. Veränderung entstehen. Für eine Strommessung bedeutet das, dass der Sensorkopf die Eigenschaften des Messstromleiters nicht verändern darf. Insbesondere spielt der Wert der zusätzlich eingefügten Induktivität bei der berührungslosen Messung von Strömen eine wichtige Rolle.

Mit der Messung der Einfügeinduktivität wird untersucht, inwieweit die zu überprüfenden Geräte eine zusätzliche Induktivität in den Messstromkreis einfügen. Diese Einfügeinduktivität wird bezogen auf eine Windung mit $A_{L \text{ Einfüge}}$ ermittelt und angegeben.

Für die Messungen von $A_{L \text{ Einfüge}}$ wird an einen Mehrfachleiter mit n_1 Windungen eine pulsformige Spannung angelegt (vgl. Abb. 6.11 (a)). Dazu wird eine Spannungsquelle für rechteckförmige Spannungsimpulse mit der Amplitude U benötigt. Im nächsten Schritt wird das zu prüfende Strommesssystem in den Mehrfachleiter eingefügt (vgl. Abb. 6.11 (b)).

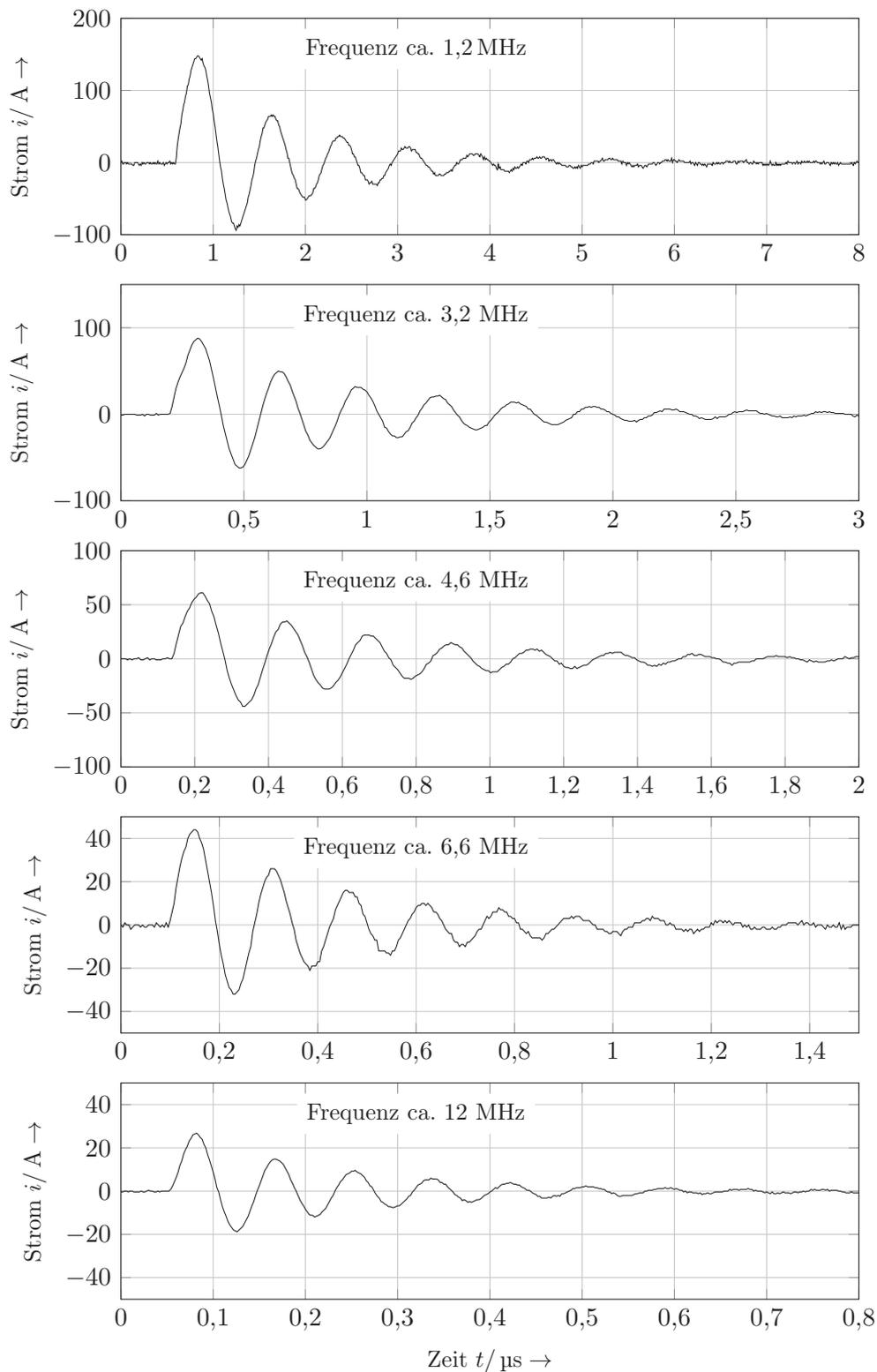


Abbildung 6.10: Referenzsignalverlauf bei der Sinusimpulsform, aufgenommen mit einem T&M RESEARCH Koaxialshunt mit $R_B = 20 \text{ m}\Omega$

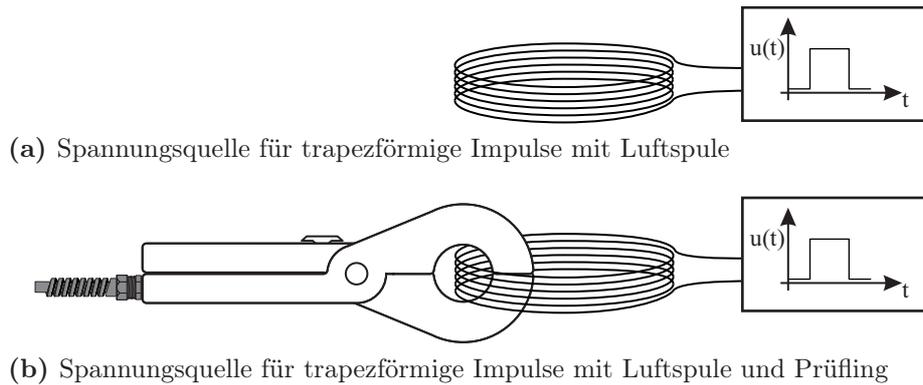


Abbildung 6.11: Messaufbau zur Bestimmung der Einfügeinduktivität

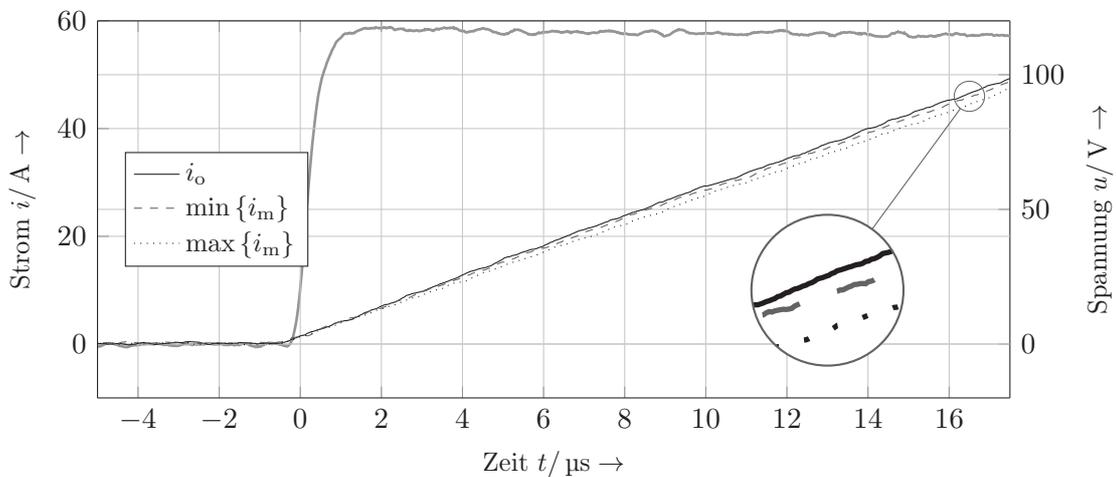


Abbildung 6.12: Beispielhafte Messung zur Bestimmung der Einfügeinduktivität

Durch die eingefügte Induktivität verringert sich der Anstieg des Stromes und die Differenz der Stromänderungsgeschwindigkeiten kann ausgewertet werden, siehe Abbildung 6.12.

Mit dem Zusammenhang

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (6.11)$$

folgt bei linearem Anstieg

$$L = u \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (6.12)$$

und liefert den Ausgangspunkt für die Bestimmung der Einfügeinduktivität. Die Messungen ohne Prüfling werden mit dem Index o und diejenigen mit durch m gekennzeichnet. Die gesuchte Einfügeinduktivität $A_{L \text{ Einfüge}}$ berechnet sich demnach folgendermaßen:

$$A_{L \text{ Einfüge}} = \frac{U}{n_1^2} \cdot \left(\frac{\Delta t}{\Delta i_m} - \frac{\Delta t}{\Delta i_o} \right) \quad (6.13)$$

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die berührungslose Strommessung wird in dem speziellen Anwendungsgebiet der Leistungselektronik mit dieser Arbeit bezüglich der Anforderungen an Messgeräte, des Stands der Technik und einem eigens entwickelten Messsystem behandelt.

Zunächst werden die vorherrschenden Stromsignale analysiert und daraus die Anforderungen für die Messgeräte zur Strommessung formuliert. Anschließend werden bekannte und etablierte Techniken für die Strommessung im Detail präsentiert.

Zentraler Bestandteil der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung und der Aufbau des Strommesssystems, das durch eine große Bandbreite inklusive Gleichstrom und der Erfassung des Nennstroms über den gesamten Frequenzbereich gekennzeichnet ist. Die Stromerfassung des vorgestellten Systems teilt sich dabei gemäß dem HOKA-Prinzip in zwei primäre Sensoren auf, die mit einer Auswerteschaltung zu einem Ausgangssignal zusammengeführt werden. Mit dem ersten Sensor werden Gleich- und niederfrequente Ströme (DC-Erfassung) erfasst, mit dem zweiten die zeitliche Ableitung von nieder- bis hochfrequenten Strömen (AC-Erfassung). In der Auswerteschaltung wird aus beiden Signalen ein zum zu erfassenden Strom proportionales Spannungssignal gebildet.

Ein nach diesem Prinzip arbeitender Prototyp wird aufgebaut und untersucht. Mit diesem ist es möglich, Ströme mit einer Amplitude von bis zu 1500 A in einem Frequenzbereich von DC bis über 10 MHz zu messen.

Für das gesamte Messsystem nimmt die DC-Erfassung eine Schlüsselrolle ein. Hier wird ein innovatives Konzept für eine Messzange entworfen. Damit in einer Umgebung bei hochfrequenten Strömen großer Amplitude keine unnötig großen Verluste entstehen, wird auf einen weichmagnetischen Kern zur Magnetflussführung und Konzentration verzichtet. Die Grundlage für die DC-Stromerfassung liefern die Signale von riesenmagneto-resistiven Sensoren (GMR-Sensoren). Für diese Magnetfeldsensoren wird eine Ansteuer- und Auswerteschaltung entwickelt, die einen theoretisch unendlich großen Messbereich möglich macht. Dabei wird je ein GMR-Sensor mit einer Bias-Spule zu einer Sensor-Spule-Kombination ergänzt. Werden diese Sensor-Spule-Kombinationen ringförmig angeordnet, entsteht der eisenlose Sensorkopf für Gleich- und niederfrequente Ströme einer zu öffnenden Strommesszange.

Die AC-Erfassung ist mit einer hochohmig abgeschlossenen Luftspule realisiert. Die Windungen der Luftspule sind mit Kupferlackdraht auf zwei Halbringen gewickelt, die bei einer ansonsten starren Geometrie einen Mechanismus zum Öffnen bieten.

Die Funktion und die Leistungsfähigkeit des neuen Messsystems wird in verschiedenen Messungen an neu entwickelten Prozessstromquellen sicher gestellt. Diese Testsysteme beinhalten jeweils einen für das zu testende Signal geeigneten Referenzsensor und ermöglichen so eine direkte Beurteilung des Prüflings.

Die mit einem Prototypen des neuen Messsystems erzielten Ergebnisse erfüllen die gesetzten Anforderungen mit einem Messbereich von $I_N = 1500$ A und einem Messfehler kleiner ± 1 % bezogen auf den Messbereich.

Ohne einen weichmagnetischen Kern wird das Magnetfeld des Messstroms zur DC-Erfassung nicht konzentriert und ohne Schirm werden störende Magnetfelder mit erfasst. Mit den hochempfindlichen GMR-Sensoren wird somit ein Gemisch aus Nutz- und Störsignalen aufgenommen. In der vorliegenden Arbeit wird grundsätzlich davon ausgegangen, dass ideale Bedingungen vorherrschen. Der Einfluss von Störfeldern wird ebenfalls untersucht und mit dem realisierten Aufbau als vertretbar eingestuft. In weiterführenden Arbeiten können Mechanismen erforscht und entwickelt werden, die die negative Beeinflussung von Störfeldern minimieren.

Wird die Anzahl der Sensor-Spule-Kombinationen soweit erhöht, dass längs des Umfangs ein kontinuierliches Messsignal erzeugt wird, werden die Störsignale durch die Erfassung kompensiert.

Werden nur wenige Sensor-Spule-Kombinationen verbaut, diese allerdings als zwei unabhängige, zueinander versetzte Anordnungen ausgewertet, kann durch alternierendes Messen herausgefunden werden, welche Signale störend sind und welche nicht. Mit dem Ansatz von diskreten Fourier-Reihen kann festgestellt werden, ob die Signale zum eigentlichen Nutzsignal hinzugezählt werden sollen, oder nicht [43].

Darüber hinaus gibt es weitere Punkte, die in einer weiterführenden Beschäftigung mit der Gleichstromerfassung verbessert werden können.

Mit dem Einsatz von getaktet betriebenen Halbleitern in der Stromquelle für den Bias-Strom können die Wärmeverluste nennenswert reduziert werden. Da der LLC-Resonanzkreis auf eine pulsformige Spannung am Eingang ebenfalls mit einem sinusförmigen Verlauf reagiert, ändert sich an der restlichen Schaltung voraussichtlich nicht viel.

Bisher werden die ringförmig angeordneten Sensor-Spule-Kombinationen einzeln und ausschließlich für sich ausgewertet. Einen Vorteil hinsichtlich der Stabilität und Dynamik des gesamten Messsystems hätte hingegen ein Signal, das als Summensignal auf jeden Regel-

kreis geschaltet wird. Das Ergebnis wäre eine Beeinflussung der Kanäle untereinander. Die vorliegende praktische Realisierung zur Auswertung der GMR-Ausgangssignale bei der oszillierenden Anregung weicht von dem theoretisch beschriebenen Idealfall ab. Mit einer Abtastung und anschließenden Digitalisierung der Ausgangssignale kann dieser Umstand behoben werden.

Weiterhin sind die Prüfquellen i. d. R. noch in einem frühen Entwicklungsstadium. In Bezug auf Stromamplituden, Flankensteilheiten und Bandbreite sowie das Ausstrahlen von Störfeldern können auf der Basis des momentan erreichten Stands Verbesserungen erzielt werden.

A Definitionen zur Einleitung

Zur Festlegung der Schreibweise bzw. für die Nomenklatur der verwendeten Gleichungen werden nachfolgend wichtige Grundlagen und Definitionen aufgeführt.

A.1 Zerlegung periodischer Signale

Nicht sinusförmige Signale können nach dem Fouriertheorem in Summen sinusförmiger Signale zerlegt werden. Periodische Funktionen $f(t)$, für die

$$f(t) = f(t + k \cdot T_S) \quad \text{für } k = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{A.1})$$

gilt und die Periodendauer T_S , die Frequenz $f_S = \frac{1}{T_S}$ und die Kreisfrequenz $\omega_S = 2\pi f_S$ damit festgelegt sind, können in eine Summe von Sinus- und Kosinusfunktionen zerlegt werden. Dabei tauchen in der Fourierreihe nur ganzzahlige Vielfache der Kreisfrequenz ω_S auf, [44].

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_S t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega_S t) \quad (\text{A.2})$$

Die reellen Fourierkoeffizienten a_k und b_k der Fourierreihe von $f(t)$ werden folgendermaßen bestimmt.

$$a_k = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} f(t) \cos(k\omega_S t) dt \quad (\text{A.3})$$

$$b_k = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} f(t) \sin(k\omega_S t) dt \quad (\text{A.4})$$

Alternativ kann die Fourierreihe auch nur mit einer trigonometrischen Funktion entwickelt werden, allerdings wird dabei eine Phasenverschiebung benötigt. Die folgende Darstellung wird als Amplituden-Phasen-Notation bezeichnet.

$$f(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k\omega_s t + \phi_k) \quad \text{oder} \quad (\text{A.5})$$

$$f(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega_s t + \varphi_k) \quad (\text{A.6})$$

Dabei gilt im Vergleich zur Darstellung von oben:

$$c_0 = \frac{a_0}{2} \quad (\text{A.7})$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad k = 1, 2, \dots \quad (\text{A.8})$$

$$\phi_k = \arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right) \quad k = 1, 2, \dots \quad (\text{A.9})$$

$$\varphi_k = \arctan\left(\frac{-b_k}{a_k}\right) \quad k = 1, 2, \dots \quad (\text{A.10})$$

Außerdem ist es möglich mit Hilfe der Eulerschen Formel die Fourierreihe in Exponentialdarstellung mit komplexen Fourierkoeffizienten anzugeben, wobei j die imaginäre Einheit darstellt. Mit

$$\sin(k\omega_s t) = \frac{1}{j2} (e^{jk\omega_s t} - e^{-jk\omega_s t}) \quad (\text{A.11})$$

$$\cos(k\omega_s t) = \frac{1}{2} (e^{jk\omega_s t} + e^{-jk\omega_s t}) \quad (\text{A.12})$$

kann die Gleichung (A.2) umgeformt werden.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} (a_k + jb_k) e^{jk\omega_s t} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} (a_k - jb_k) e^{-jk\omega_s t} \quad (\text{A.13})$$

Mit der Einführung der komplexen Fourierkoeffizienten

$$\underline{c}_k = \frac{1}{2} (a_k + jb_k) \quad k = 1, 2, \dots \quad (\text{A.14})$$

$$\underline{c}_{-k} = \frac{1}{2} (a_k - jb_k) \quad k = 1, 2, \dots \quad (\text{A.15})$$

$$\underline{c}_0 = \frac{a_0}{2} \quad (\text{A.16})$$

kann die komplexe Darstellung der Fourierreihe in der Form des Fouriertheorems folgendermaßen formuliert werden (siehe [44]):

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{c}_k e^{jk\omega_s t} \quad (\text{A.17})$$

Die komplexen Koeffizienten berechnen sich nach der folgenden Gleichung mit einem über t_0 beliebig zu verschiebendem Integrationsintervall.

$$\underline{c}_k = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (\text{A.18})$$

Die komplexen Fourierkoeffizienten können in Bezug auf die Gleichungen (A.5) bis (A.6) folgendermaßen geschrieben werden:

$$\underline{c}_0 = c_0 \quad (\text{A.19})$$

$$|\underline{c}_k| = \frac{1}{2} c_k \quad (k \neq 0) \quad (\text{A.20})$$

$$\arg \underline{c}_k = \varphi_k = \arctan \left(\frac{b_k}{a_k} \right) \quad (k \neq 0) \quad (\text{A.21})$$

Mit diesem Zusammenhang ist es möglich, die Berechnung der Koeffizienten in der komplexen Darstellung durchzuführen und zur Anschauung in die reelle zu überführen. Dies ist oftmals deshalb vorteilhaft, da sich die Berechnung der komplexen Koeffizienten als einfacher erweist.

A.2 Zerlegung nichtperiodischer Signale

Der Übergang von periodischen zu nichtperiodischen Signalen wird in [44] (u. a.) dadurch veranschaulicht, dass die Periodendauer T_S vergrößert wird.

Die komplexen Amplituden \underline{c}_k werden für $T_S \rightarrow \infty$ immer kleiner, deshalb werden sie mit der auf die Frequenz $f_s = \frac{1}{T_S} = \frac{\omega_s}{2\pi}$ bezogenen Amplitude $F(jk\omega_s)$ angegeben.

$$F(jk\omega_s) = \frac{\underline{c}_k}{\frac{\omega_s}{2\pi}} = \int_{-\frac{T_S}{2}}^{\frac{T_S}{2}} f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (\text{A.22})$$

Mit dem Übergang von $T_S \rightarrow \infty$ gilt:

$$\begin{aligned}\omega_S &= \frac{2\pi}{T_S} \rightarrow d\omega \text{ und} \\ k\omega_S &\rightarrow \omega\end{aligned}$$

Damit entsteht aus $F(jk\omega_S)$ die Fouriertransformation:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (\text{A.23})$$

A.3 Berechnung einer Frequenzstelle eines PT1-Glieds

Die Übertragungsfunktion eines PT1-Glieds wird in der Form aus Gleichung (1.4) folgendermaßen angegeben:

$$G_{\text{PT1}}(j\omega) = K_{\text{PT1}} \cdot \frac{1}{j\omega T_{\text{PT1}} + 1} \quad (\text{A.24})$$

Bei $\omega_g = 2\pi f_g = \frac{2\pi}{T_{\text{PT1}}}$ gilt mit $K_{\text{PT1}} = 1$ und $T_{\text{PT1}} = \frac{1}{2\pi f_g}$ für den Betrag der Amplitude:

$$|G_{\text{PT1}}(j\omega_g)| = \left| \frac{1}{j2\pi f_g T_{\text{PT1}} + 1} \right| = \left| \frac{1}{j + 1} \right| = 0,7071 = -3 \text{ dB} \quad (\text{A.25})$$

Um einen allgemeinen Wert $A_x = \hat{M} - \hat{M}_x$ zu erhalten, muss die Frequenz $f_x = g_x \cdot f_g$ gefunden werden. Hierzu gilt:

$$A_x = \left| \frac{1}{j2\pi g_x f_g T_{\text{PT1}} + 1} \right| \quad (\text{A.26})$$

$$= \left| \frac{1}{jg_x + 1} \right| \quad (\text{A.27})$$

Um nach dem Faktor g_x aufzulösen, wird konjugiert komplex erweitert und $g_x^2 = y$ substituiert:

$$\frac{1}{1 + jg_x} = \frac{1}{1 + g_x^2} - j \frac{g_x}{1 + g_x^2} \quad (\text{A.28})$$

$$A_x = \sqrt{\left(\frac{1}{1 + g_x^2}\right)^2 + \left(\frac{g_x}{1 + g_x^2}\right)^2} \quad (\text{A.29})$$

$$A_x^2 = \frac{1}{(1 + g_x^2)^2 + \left(\frac{g_x^2}{1 + g_x^2}\right)} \quad (\text{A.30})$$

$$= \frac{1}{(1 + y)^2} + \frac{y}{(1 + y)^2} \quad (\text{A.31})$$

Jetzt kann nach y aufgelöst und die quadratische Gleichung gelöst werden, um g_x zu erhalten:

$$0 = y^2 + \frac{2A_x^2 - 1}{A_x^2}y + \frac{A_x^2 - 1}{A_x^2} \quad (\text{A.32})$$

$$y_{1,2} = -\frac{2A_x^2 - 1}{2A_x^2} \pm \sqrt{\frac{(2A_x^2 - 1)^2}{4A_x^4} - \frac{A_x^2 - 1}{A_x^2}} \quad (\text{A.33})$$

$$= \frac{1 - A_x^2}{A_x^2} \quad (\text{A.34})$$

$$g_x = \sqrt{\frac{1 - A_x^2}{A_x^2}} \quad (\text{A.35})$$

Somit ergeben sich für eine Abweichung von 1 % und 10 % mit $A_1 = 0,99$ und $A_{10} = 0,9$ bzw. $A_1 = -0,0873$ dB und $A_{10} = -0,9151$ dB die Werte für g_x zu:

$$g_1 = 0,1425 \quad (\text{A.36})$$

$$g_{10} = 0,4843 \quad (\text{A.37})$$

B Definition charakteristischer Größen von elektrischen Schwingkreisen

Zur Beschreibung von elektrischen Schwingkreisen werden nach [45] die Begriffe der Resonanzfrequenz und der Eigenfrequenz eingeführt und an einem Beispiel erläutert.

Resonanzfrequenz Frequenzen f_{R_ν} (mit $\nu \geq 1$) eines ein schwingfähiges System anregenden Signals, bei denen das Verhältnis der Amplituden von Ausgangssignal $Y(j\omega)$ zu Eingangssignal $X(j\omega)$ einen Extremwert annimmt, werden als Resonanzfrequenzen bezeichnet.

Die Extremwerte sind lokal im Verlauf des Betrags $A(\omega) = |G(j\omega)|$ der Übertragungsfunktion $G(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}$.

Eigenfrequenz Ideale Systeme ohne Dämpfung führen Schwingungen nach einmaliger Anregung endlos fort. Dieser Fall wird als ungedämpfte Eigenschwingung oder kurz als Eigenfrequenz f_0 bezeichnet.

B.1 Beispiel 2. Ordnung: LC-Resonanzkreis

Um die Definitionen anhand eines Beispiels zu erläutern, wird der LC-Resonanzkreis aus Abbildung B.1 herangezogen. Mit den beiden Zustandsgrößen i_L und u_e sowie i_e

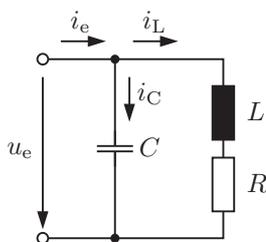


Abbildung B.1: Realer Schaltplan eines LC Schwingkreises

als Eingangs- und i_L als Ausgangsgröße lässt sich der RLC-Schwingkreis als Differentialgleichungssystem beschreiben.

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = u_e - Ri_L \quad (\text{B.1})$$

$$C \cdot \frac{du}{dt} = -i_L + i_e \quad (\text{B.2})$$

Durch Elimination von u_e kann obiges System als Differentialgleichung (DGL) 2. Ordnung geschrieben werden:

$$i_e = LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + RC \frac{di_L}{dt} + i_L \quad (\text{B.3})$$

Mit Hilfe der Laplace-Transformation lässt sich die Übertragungsfunktion angeben:

$$G(s) = \frac{I_L(s)}{I_e(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (\text{B.4})$$

Diese Übertragungsfunktion zweiter Ordnung kann mit der Festlegung von $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ und $D = \frac{\omega_0}{2} RC$ auf die Form der normierten Schwingungsgleichung gebracht werden:

$$G(s) = \frac{K}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2D}{\omega_0} s + 1} \quad (\text{B.5})$$

Für die Ermittlung der Resonanzfrequenz wird der Frequenzgang mit $s = j\omega$ betrachtet. Für den Verlauf des Betrags werden Real- und Imaginärteil voneinander getrennt.

$$G(j\omega) = \frac{K}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j2D\frac{\omega}{\omega_0}} = K \cdot \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - j2D\frac{\omega}{\omega_0}}{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(2D\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (\text{B.6})$$

Der Amplitudengang $A(\omega)$ ist der Verlauf des Betrags von $G(j\omega)$:

$$A(\omega) = |G(j\omega)| = K \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(2D\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{K}{\sqrt{a(\omega)}} \quad (\text{B.7})$$

Das System befindet sich in Resonanz, wenn der Amplitudengang eine lokale Extremstelle aufweist. In diesem Fall genügt es den Radikanden $a(\omega)$ von $A(\omega)$ zu analysieren. Zur Ermittlung einer Extremstelle wird die erste Ableitung benötigt und gleich Null gesetzt.

$$\frac{da(\omega)}{d\omega} = -\frac{4\omega}{\omega_0^2} + \frac{4\omega^3}{\omega_0^4} + 8D^2 \frac{\omega}{\omega_0^2} \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{da(\omega = \omega_R)}{d\omega} \stackrel{!}{=} 0 = -1 + \frac{\omega_R^2}{\omega_0^2} + 2D^2 \quad (\text{B.9})$$

Damit ergibt sich für die Resonanzfrequenz:

$$\omega_R = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - 2D^2} \text{ für } D \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{B.10})$$

Der Spitzenwert des Amplitudengangs ergibt sich zu:

$$A(\omega_R) = A(\omega)|_{\max} = \frac{K}{2D \cdot \sqrt{1 - D^2}} \quad (\text{B.11})$$

Der eingeführte Parameter D wird als Dämpfungsgrad bezeichnet, anhand dessen eine Fallunterscheidung zur Lage der Polstellen der Übertragungsfunktion $G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)}$ (des dynamischen Verhaltens) vorgenommen wird. Die Lage der Polstellen ergibt sich aus den Nullstellen des Nenners $N(s)$ der Übertragungsfunktion. Die Polstellen sind beispielhaft in Abbildung B.2 dargestellt.

$$N(s) \stackrel{!}{=} 0 = \frac{1}{\omega_0^2} \cdot s^2 + \frac{2D}{\omega_0} \cdot s + 1 \quad (\text{B.12})$$

$$s_{1,2} = -\omega_0 D \pm \sqrt{(\omega_0 D)^2 - \omega_0^2} = -\omega_0 D \pm \omega_0 \sqrt{D^2 - 1} \quad (\text{B.13})$$

1. Fall: $0 < D < 1$

Die beiden Polstellen

$$s_{1,2} = -\omega_0 D \pm j \underbrace{\omega_0 \sqrt{1 - D^2}}_{\omega_d} \quad (\text{B.14})$$

sind gepaart und liegen konjugiert komplex mit einem negativen Realteil links der imaginären Achse. Es entsteht eine abklingende Schwingung mit der Abklingkon-

stanten $T_{\text{Ab}} = \frac{1}{\omega_0 D}$. Als gedämpfte natürliche Kreisfrequenz wird ω_d bezeichnet und kann mit der Abklingkonstanten geschrieben werden:

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \frac{1}{T_{\text{Ab}}^2}} \quad (\text{B.15})$$

2. Fall: $D = 1$

Mit

$$s_{1,2} = -\omega_0 \quad (\text{B.16})$$

ergibt sich eine doppelte Polstelle auf der negativen reellen Achse. Diese Lage der Polstellen wird als aperiodischer Grenzfall bezeichnet.

3. Fall: $D > 1$

Bei

$$s_{1,2} = -\omega_0 D \pm \omega_0 \sqrt{D^2 - 1} \quad (\text{B.17})$$

entstehen zwei unterschiedliche negative reelle Polstellen.

4. Fall: $D = 0$

Die Polstellen bei

$$s_{1,2} = \pm j\omega_0 \quad (\text{B.18})$$

repräsentieren ein rein imaginäres Polpaar, welches zu einer ungedämpften Dauerschwingung führt. ω_0 ist dabei die Kreisfrequenz der ungedämpften Eigenschwingung mit der Eigenfrequenz f_0 .

5. Fall: $D < 0$

Eine negative Dämpfung führt zu Polstellen mit positivem Realanteil. Systeme mit entsprechenden Polen sind instabil.

Ein Ausschnitt des Amplitudengangs mit der von der Dämpfung abhängigen Resonanzfrequenz ist in Abbildung B.3 zu sehen.

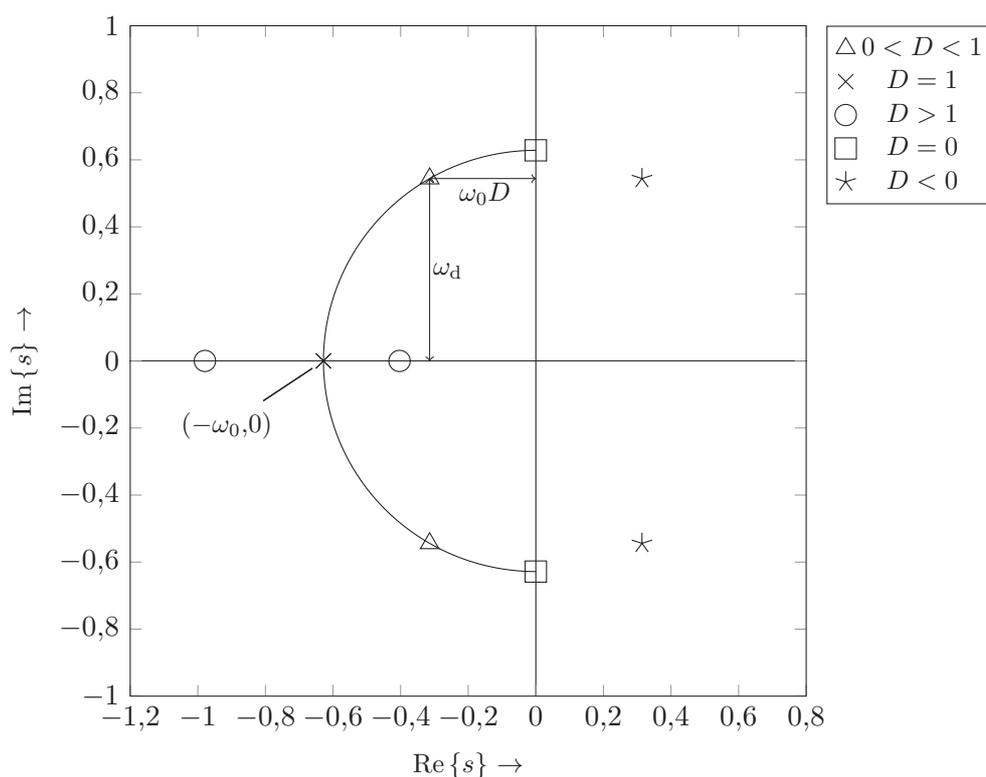


Abbildung B.2: Lage der Polstellen eines PT2-Glieds mit $f_0 = 100 \text{ kHz}$ in Abhängigkeit der Dämpfung D

B.2 Systeme der Ordnung größer 2

Theoretisch lässt sich jedes System höherer Ordnung auf eine Kettenschaltung von Systemen 1. Ordnung reduzieren. Somit ist es auch möglich jedes System der Ordnung größer 2 auf eine Kettenschaltung aus Systemen erster oder zweiter Ordnung zu bringen. Sofern die dabei entstehenden Systeme der Ordnung 2 die dominierenden Polstellen enthalten, gelten die Aussagen aus dem vorangegangenen Abschnitt zur Resonanz und Dämpfung.

B.3 Beispiel 3. Ordnung: LLC-Resonanzkreis

Nicht für jede Übertragungsfunktion gelingt die Aufteilung in Teilsysteme von maximal zweiter Ordnung mit reellen positiven Koeffizienten. Schwingfähige Systeme höherer Ordnung können allerdings nach denselben Methoden auf ihre Resonanz- und Eigenfrequenz hin untersucht werden, wie es bei zweiter Ordnung vorgenommen wird.

In diesem Abschnitt werden die Frequenzen für den LLC-Resonanzkreis aus Abbildung B.4 ermittelt. Die Eingangsgröße ist die Spannung $u_e(t)$ und die Ausgangsgröße der Strom

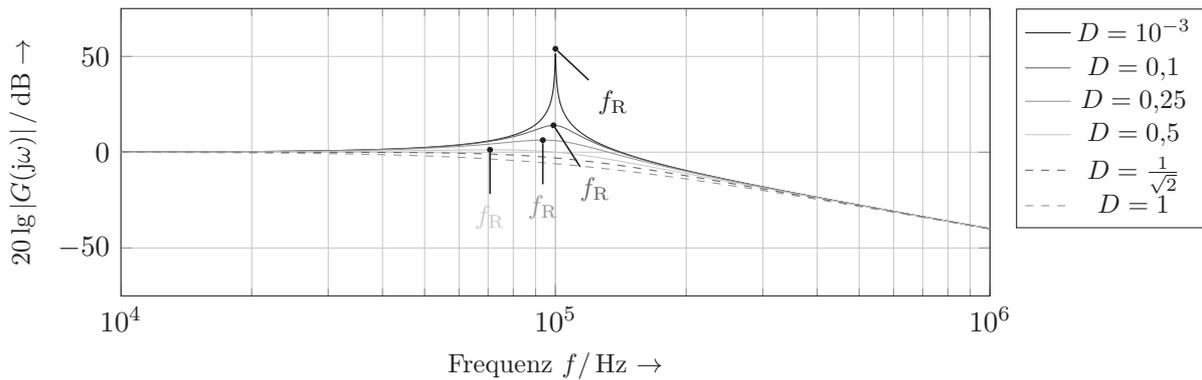


Abbildung B.3: Verlauf des Amplitudengangs eines PT2-Glieds mit $f_0 = 100 \text{ kHz}$ bei unterschiedlicher Dämpfung D

$i_{L2}(t)$ durch die Spule L_2 . Mit den Zustandsgrößen u_C , i_{L1} und i_{L2} kann das Verhalten mit folgendem Gleichungssystem beschrieben werden.

$$C \frac{du_C}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \quad (\text{B.19})$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -u_C + u_e \quad (\text{B.20})$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = u_C - R i_{L2} \quad (\text{B.21})$$

Zusammengefasst in eine DGL 3. Ordnung lässt sich das obige System als Übertragungsfunktion schreiben.

$$u_e(t) = L_1 L_2 C \frac{d^3 i_{L2}}{dt^3} + L_1 C R \frac{d^2 i_{L2}}{dt^2} + (L_1 + L_2) \frac{d i_{L2}}{dt} + R i_{L2} \quad (\text{B.22})$$

$$G(s) = \frac{I_{L2}(s)}{U_e(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + L_1 C R s^2 + (L_1 + L_2) s + R} \quad (\text{B.23})$$

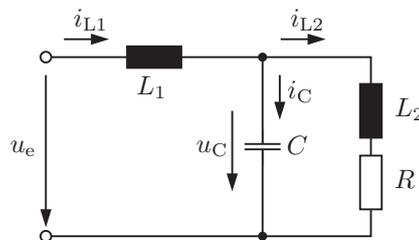


Abbildung B.4: Realer Schaltplan eines LLC Schwingkreises

Der Verlauf des Amplitudengangs $A(\omega) = |G(j\omega)|$ wird aus der Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von $j\omega$ ermittelt.

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\{R - L_1CR\omega^2\}^2 + \{(L_1 + L_2)\omega - L_1L_2C\omega^3\}^2}} = \frac{1}{\sqrt{a(\omega)}} \quad (\text{B.24})$$

Die Extremstellen im Amplitudengang ergeben sich an den Nullstellen der Ableitung des Nenners des Amplitudengangs $A(\omega)$. Hierfür ist es ausreichend den Radikanden $a(\omega)$ zu betrachten.

$$\frac{da(\omega)}{d\omega} = 6\omega^5(L_1L_2C)^2 + \omega^3(4(L_1CR)^2 - 8(L_1 + L_2)L_1L_2C) + \omega(2(L_1 + L_2)^2 - 4R^2L_1C) \quad (\text{B.25})$$

Die **Resonanzkreisfrequenzen** des gedämpften (realen) Systems ergeben sich damit zu:

$$\frac{da(\omega_R)}{d\omega} \stackrel{!}{=} 0 \quad (\text{B.26})$$

$$\omega_{R_{1,2}} = \sqrt{\frac{2L_2^2 + 2L_1L_2 - CL_1R^2 \mp K_{\text{LLC}}}{3CL_1L_2^2}} \quad (\text{B.27})$$

$$\text{mit } K_{\text{LLC}} = \sqrt{C^2L_1^2R^4 - 4CL_1^2L_2R^2 + 2CL_1L_2^2R^2 + L_1^2L_2^2 + 2L_1L_2^3 + L_2^4} \quad (\text{B.28})$$

Dabei handelt es sich bei ω_{R_1} um ein lokales Minimum und bei ω_{R_2} um ein lokales Maximum. Die **Eigenkreisfrequenzen** der Übertragungsfunktion von i_{L_2} zu u_e können mit $R = 0$ angegeben werden.

$$\omega_0 = \omega_R|_{R=0} = \sqrt{\frac{2L_2^2 + 2L_1L_2 \mp \sqrt{L_1^2L_2^2 + 2L_1L_2^3 + L_2^4}}{3CL_1L_2^2}} \quad (\text{B.29})$$

$$= \sqrt{\frac{2L_2^2 + 2L_1L_2 \mp (L_1L_2 + L_2^2)}{3CL_1L_2^2}} \quad (\text{B.30})$$

$$\omega_{01} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{3CL_1L_2}} \quad (\text{B.31})$$

$$\omega_{02} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{CL_1L_2}} \quad (\text{B.32})$$

Das Verhältnis von Ausgangsstrom i_{L_2} zu Eingangsstrom i_{L_1} wird als **Stromtransformation** bezeichnet. Mit den Gleichungen (B.19) bis (B.20) lässt sich die Übertragungsfunktion $G_i(s)$ bzw. $G_i(j\omega)$ angeben.

$$G_i(s) = \frac{1}{CL_2s^2 + RCs + 1} \quad (\text{B.33})$$

$$G_i(j\omega) = \frac{1}{1 - \omega^2CL_2 + j\omega RC} \quad (\text{B.34})$$

Damit kann auch der Amplitudengang als Verlauf des Betrags von $G_i(j\omega)$ angegeben werden:

$$A_i(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2CL_2)^2 + (\omega RC)^2}} \quad (\text{B.35})$$

Falls der Schwingkreis mit der Resonanzkreisfrequenz ω_{R_2} betrieben wird, ergibt sich das größtmögliche Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsstrom.

$$A_i(\omega = \omega_{R_2}) = \sqrt{\frac{1}{\frac{K_{LLC} + 2L_2^2 - L_1L_2 - CL_1R^2}{9L_1^2L_2^2} + \frac{CR^2(K_{LLC} + 2L_2^2 + 2L_1L_2 - CL_1R^2)}{3L_1L_2^2}}} \quad (\text{B.36})$$

Im ungedämpften Fall mit $R = 0$ vereinfacht sich das Stromübersetzungsverhältnis deutlich und ist nur noch von den Induktivitäten der beiden Spulen abhängig.

$$A_i(\omega = \omega_{R_2})|_{R=0} = \frac{I_2(\omega_R)}{I_1(\omega_R)} = \sqrt{\frac{1}{\frac{(\sqrt{L_1^2L_2^2 + 2L_1L_2^3 + L_2^4 + 2L_2^2 - L_1L_2})^2}{9L_1^2L_2^2}}} = \frac{L_1}{L_2} \quad (\text{B.37})$$

Für den praktischen Einsatz des LLC-Resonanzkreises wird i. d. R. die Kombination der Spulen anhand des Übersetzungsverhältnisses aus Gleichung (B.37) festgelegt und dann ein passender Kondensator für eine gewünschte Resonanzfrequenz bestimmt. Das heißt, die Gleichung (B.27) muss nach dem Kondensator C aufgelöst werden, um dessen erforderliche Kapazität zu ermitteln.

$$C = \frac{R^2 \pm \sqrt{\omega_{R_2}^4 (L_1L_2 + L_2^2)^2 + \omega_{R_2}^2 (2R^2(L_2^2 - L_1^2)) + R^4 + \omega_{R_2}^2 2L_2(L_1 + L_2)}}{(3L_1L_2^2\omega_{R_2}^4 + 2L_1R^2\omega_{R_2}^2)} \quad (\text{B.38})$$

In der Nähe der ersten Resonanzstelle f_{R_1} der Übertragungsfunktion $G(j\omega) = \frac{I_{L_2}}{U_e}$ besitzt die Eingangsimpedanz des LLC-Schwingkreises ein Maximum und an der zweiten Resonanzstelle f_{R_2} ein Minimum. Wird der LLC-Schwingkreis mit einer Frequenz f_{ue} zwischen

diesen beiden Extremstellen betrieben, verhält er sich an den Anschlusspunkten von u_e kapazitiv ($\angle(u_e, i_e) = \phi < 0$). Wird er mit einer Frequenz kleiner des lokalen Maximums oder größer der Resonanzfrequenz f_{R_2} betrieben, verhält er sich induktiv ($\phi > 0$), vgl. Abbildung B.5.

Die Übertragungsfunktion $G_u(j\omega) = \frac{U_C(j\omega)}{U_e(j\omega)}$ der Kondensatorsspannung u_C zur Eingangsspannung u_e liefert einen um die Resonanzstelle stetigen Phasengang, der zur praktischen Auswertung des Erreichens des Resonanzpunktes herangezogen werden kann.

$$G_u(j\omega) = \frac{j\omega L_1 + R}{R - \omega^2 L_1 C R + j(\omega(L_1 + L_2) - \omega^3 L_1 L_2 C)} \quad (\text{B.39})$$

Der Frequenzgang der Übertragungsfunktion $G(j\omega)$ ist normiert auf R in der Abbildung B.5 zusammen mit der Eingangsimpedanz $Z(j\omega)$ ebenfalls mit R normiert und der Übertragungsfunktion der Spannungen $G_u(j\omega)$ dargestellt.

$$\underline{Z}(j\omega) = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L_2 + R}} \quad (\text{B.40})$$

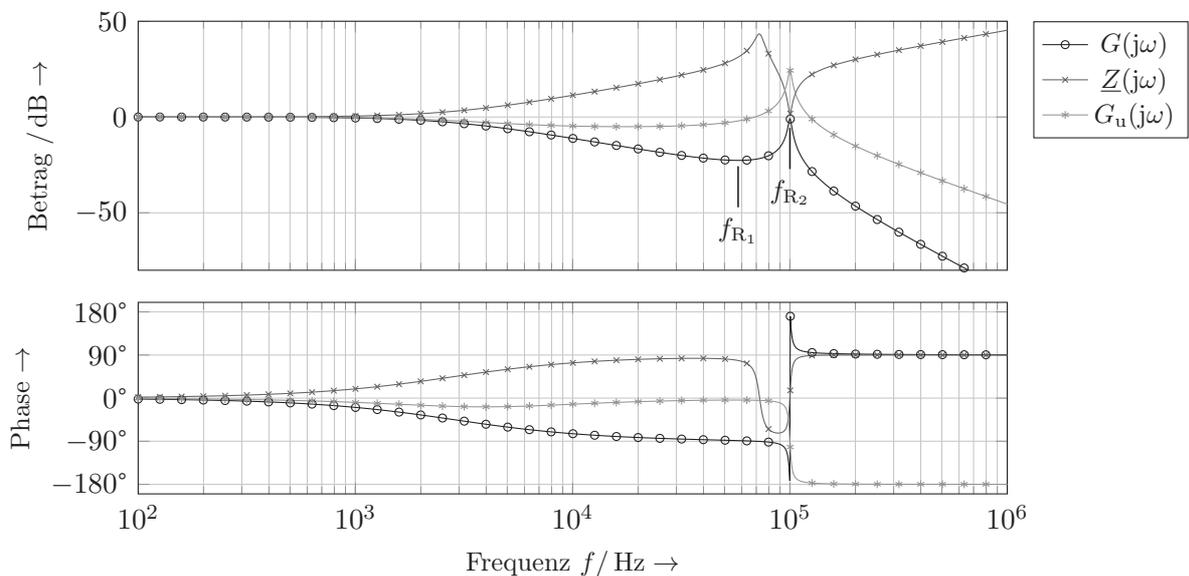


Abbildung B.5: Frequenzgang eines LLC-Resonanzkreises $f_{R_2} = 100$ kHz

C Auslegung der Bias-Spule

C.1 Wahl der Biaswicklung

Das magnetische Feld H_1 an der Position einer Sensor-Spule-Kombination wird am größten, wenn der Messstromleiter den geringst möglichen Abstand zur Mitte des GMR-Sensors hat. Dieser Abstand ist mit b bezeichnet. Sein kleinster Wert wird mit $b_{\min} = 16$ mm festgelegt.

Der Bias-Strom setzt sich aus zwei Komponenten zusammen.

$$i_{\text{Bias}} = i_{\text{Komp}} + i_{\text{Osz}} \quad (\text{C.1})$$

Dabei muss der Anteil i_{Komp} so groß werden können, dass das maximal auftretende Magnetfeld nach Gleichung (4.2) kompensiert wird. Damit kann der benötigte Strom i_{Komp} abgeschätzt werden.

$$i_{\text{Komp,max}} \approx \frac{i_{1\text{max}}}{2\pi b_{\min}} \cdot \frac{\sqrt{l_{\text{Bias}}^2 + D_{\text{Bias}}^2}}{n_{\text{Bias}}} \quad (\text{C.2})$$

Bei der Wahl von $b_{\min} = 16$ mm ergeben sich nach Gleichung (C.2) die Ströme aus Abbildung C.1 für unterschiedliche Windungszahlen und unterschiedliche Werte des Messstroms.

Um realistische Werte für den Zusammenhang zwischen der Aussteuerung des gewählten GMR-Sensors und dem Bias-Strom zu erhalten, werden drei Testspulen gewickelt und damit Messungen gemacht. Dabei wird durch die jeweilige Bias-Spule ein sinusförmiger Wechselstrom mit unterschiedlicher Amplitude geführt. Die Abstufungen sind in den Abbildungen C.3 bis C.5 dargestellt.

Die bei den Testspulen ermittelten Induktivitätswerte sind in den Beschriftungen angegeben und als direkter Vergleich in Abbildung C.2 neben den dazugehörigen ohmschen Widerständen der Drähte aufgezeigt.

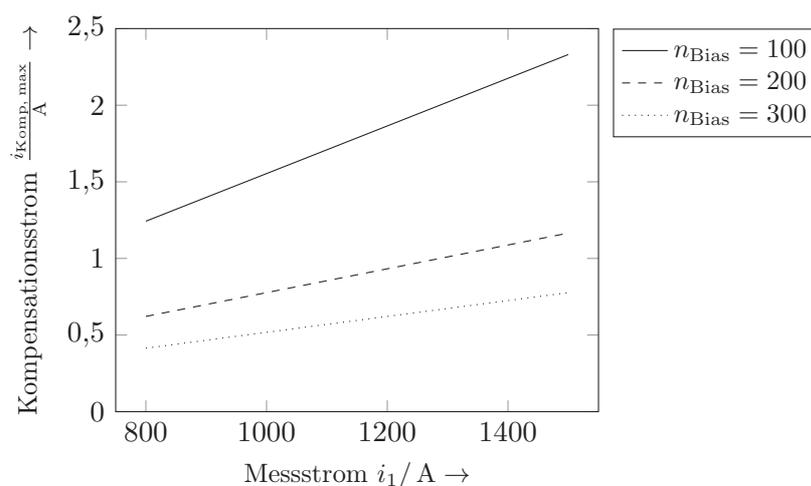


Abbildung C.1: i_{Komp} bei unterschiedlichen Windungszahlen und unterschiedlichem Messstrom mit $b_{\text{min}} = 16 \text{ mm}$

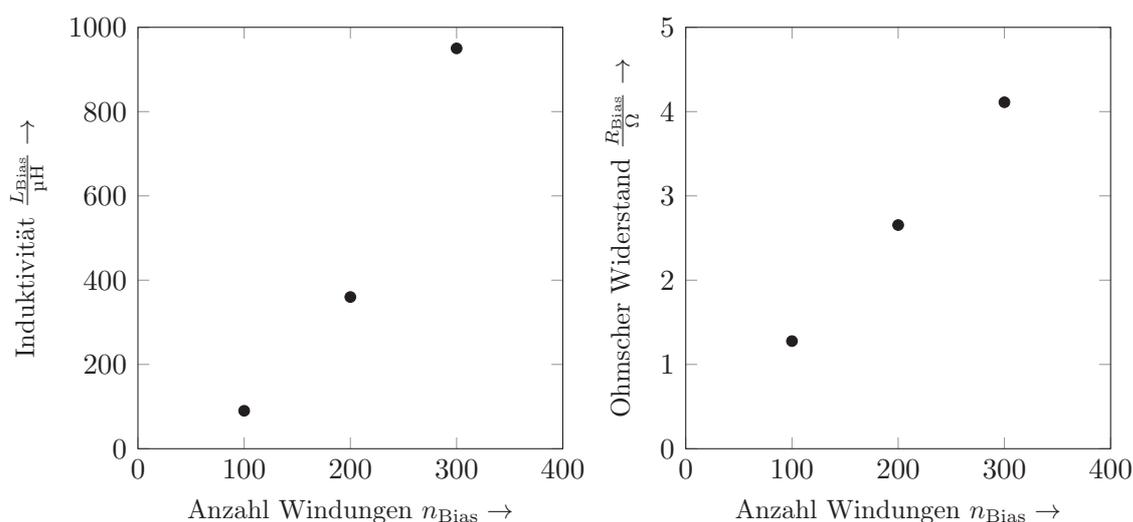
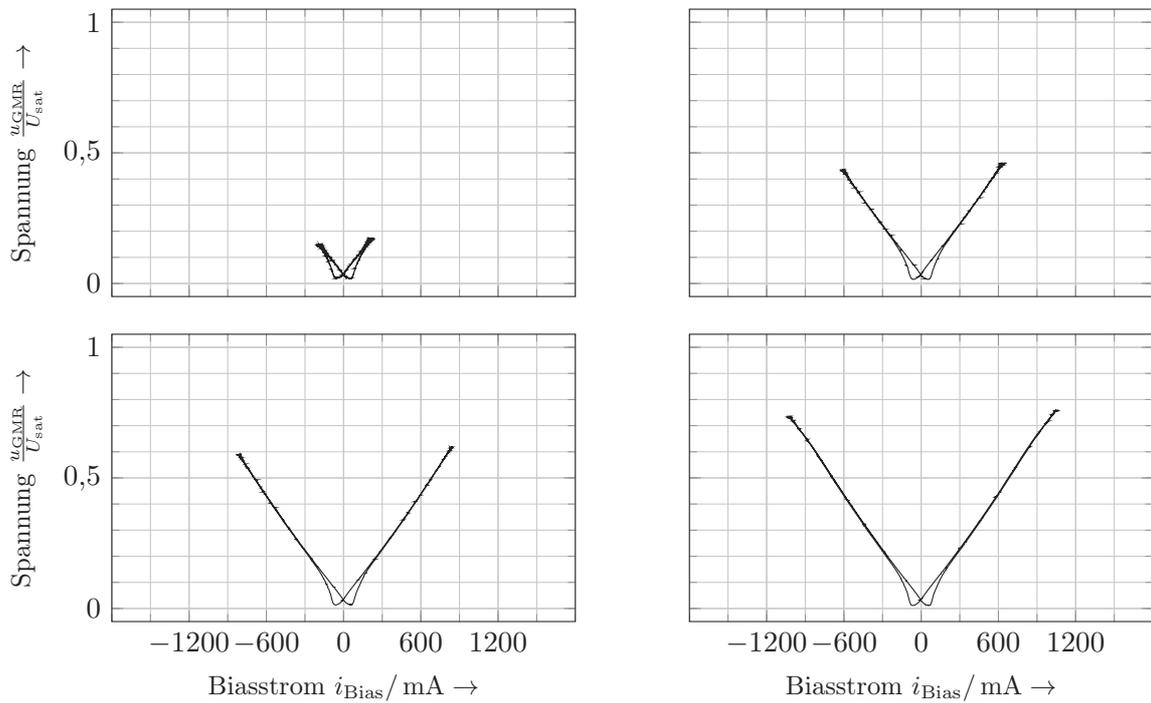
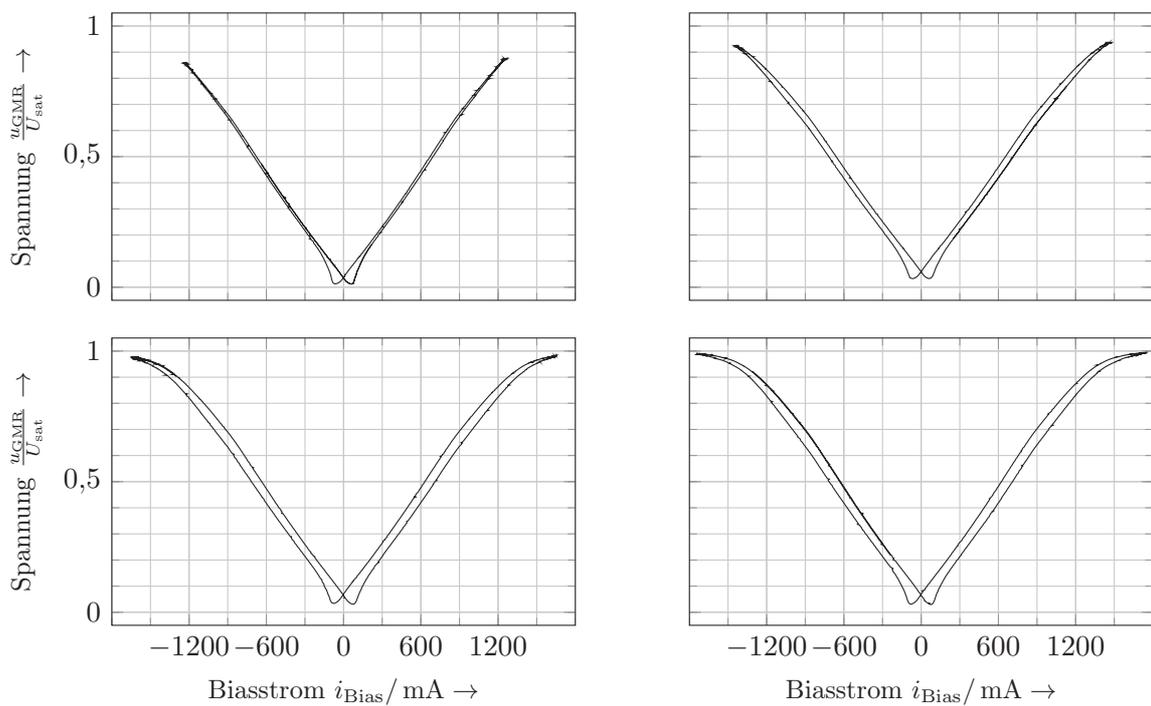


Abbildung C.2: Gemessene Induktivität und Gleichstromwiderstand über Windungszahl der getesteten Spulen

Unter Berücksichtigung der Randbedingungen, dass der Ausgangsstrom der Endstufe der Bias-Stromquelle $\leq 1 \text{ A}$ ist, bleibt nur bei der Wahl von $n_{\text{Bias}} = 300$ nach Abbildung C.1 ausreichend Stellreserve für den oszillierenden Anteil i_{Osz} des Bias-Stroms. Damit wird die Windungszahl zu $n_{\text{Bias}} = 300$ festgelegt.

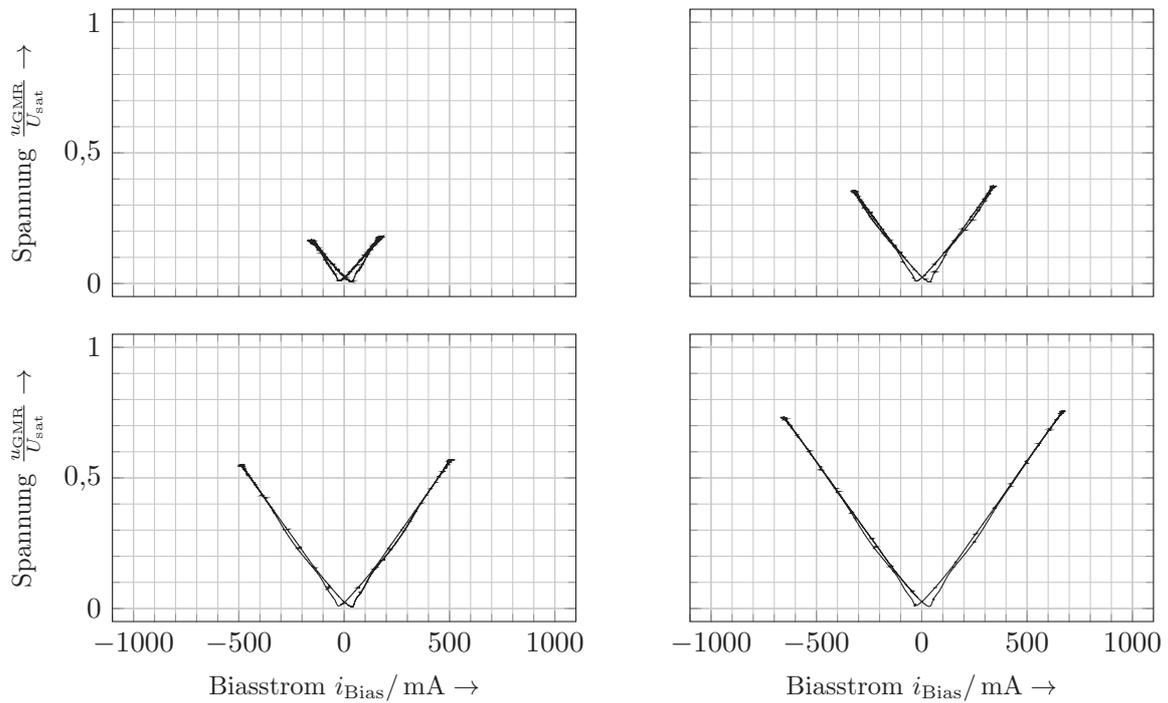


(a) Aussteuerung des Biasstroms unter Sättigungsgrenze

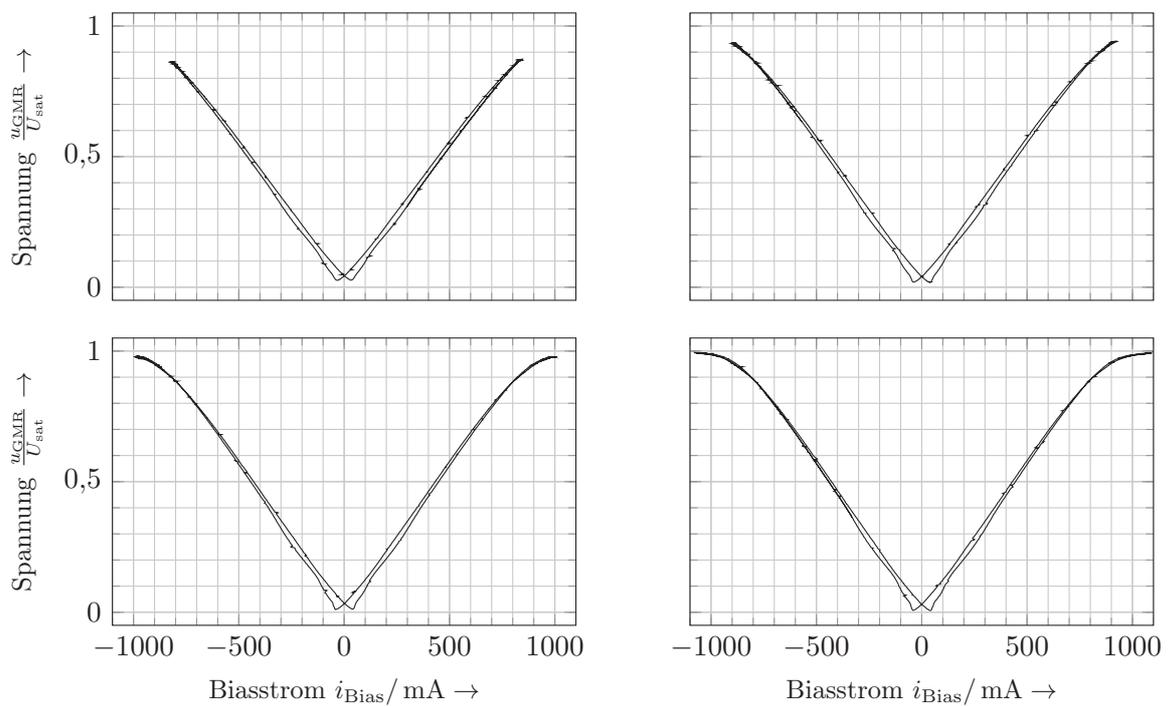


(b) Aussteuerung des Biasstroms über Sättigungsgrenze

Abbildung C.3: Ausgangssignal mit 100 Windungen über Biasstrom; $L_{\text{Bias}} = 90 \mu\text{H}$

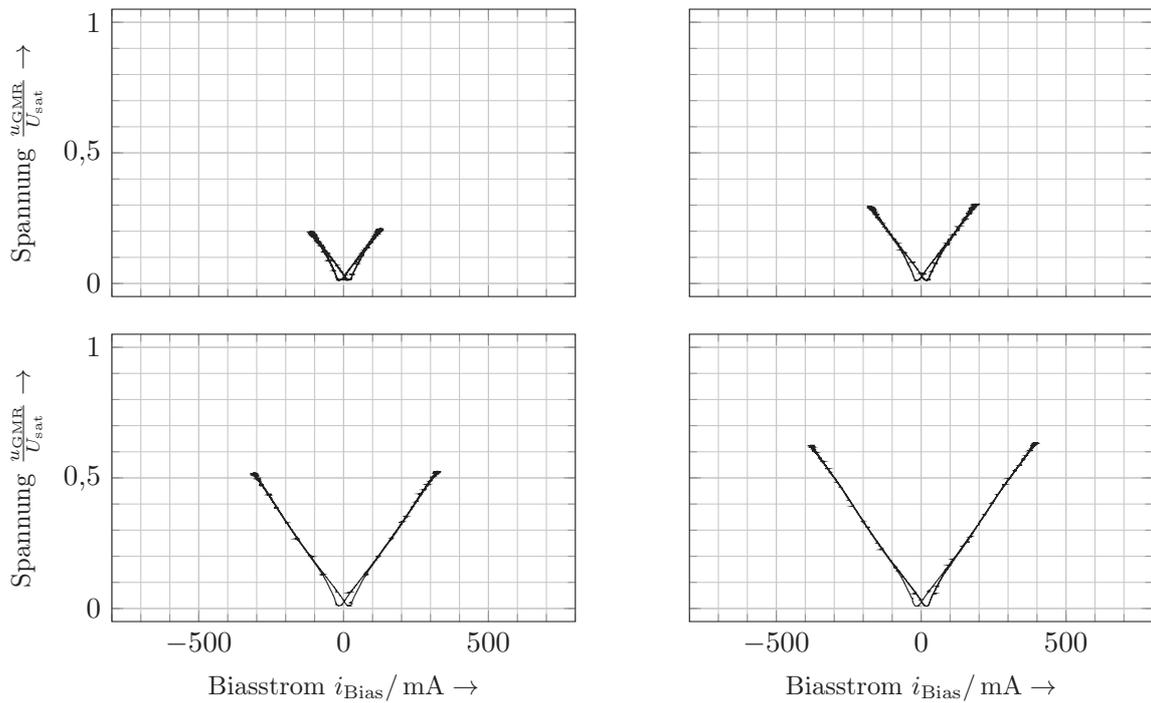


(a) Aussteuerung des Biasstroms unter Sättigungsgrenze

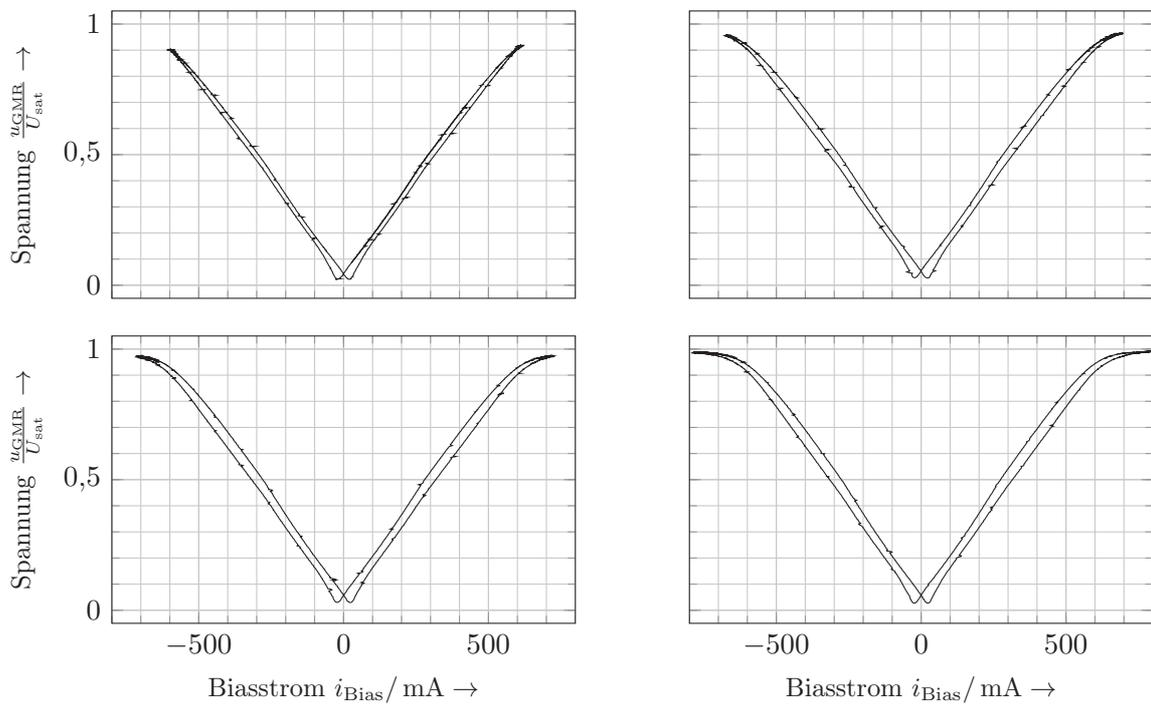


(b) Aussteuerung des Biasstroms über Sättigungsgrenze

Abbildung C.4: Ausgangssignal mit 200 Windungen über Biasstrom; $L_{\text{Bias}} = 360 \mu\text{H}$



(a) Aussteuerung des Biasstroms unter Sättigungsgrenze



(b) Aussteuerung des Biasstroms über Sättigungsgrenze

Abbildung C.5: Ausgangssignal mit 300 Windungen über Biasstrom; $L_{\text{Bias}} = 950 \mu\text{H}$

C.2 Festlegung der Anpassinduktivität

Durch die Anpassinduktivität L_{An} aus Abbildung 4.15 fließt der Strom $i_{L_{An}}$. Dieser setzt sich aus zwei Komponenten zusammen.

$$i_{L_{An}} = i_{Komp} + i_{L_{An},Osz} \quad (C.3)$$

Der eine Anteil ist der niederfrequente zur Kompensation benötigte Strom i_{Komp} . Der andere Anteil ist der mit der Frequenz f_{Osz} oszillierende Strom $i_{L_{An},Osz}$, der nach Anhang B.3 folgendermaßen übersetzt wird.

$$i_{L_{An},Osz} = \frac{L_{Bias}}{L_{An}} \cdot i_{Osz} \quad (C.4)$$

Nach Gleichung (C.2) kann der maximal zur Kompensation benötigte Strom $i_{Komp,max}$ bei einem maximalen Messstrom $i_1 = 1000$ A und dem minimalen Abstand von $b_{min} = 16$ mm mit $n_{Bias} = 300$ folgendermaßen bestimmt werden.

$$\begin{aligned} i_{Komp,max} &= \frac{1000 \text{ A}}{2\pi 16 \text{ mm}} \cdot \frac{\sqrt{(10 \text{ mm})^2 + (10 \text{ mm})^2}}{300} \\ &= 470 \text{ mA} \end{aligned} \quad (C.5)$$

Außerdem gilt mit den Gleichungen (C.3) und (C.4)

$$\hat{i}_{L_{An}} = i_{Komp,max} + \frac{L_{Bias}}{L_{An}} \cdot \hat{i}_{Osz} \quad (C.6)$$

Damit kann mit den bisher gegebenen Werten die Induktivität der Anpassspule berechnet werden.

$$\begin{aligned} L_{An} &= \frac{\hat{i}_{Osz}}{\hat{i}_{L_{An}} - i_{Komp,max}} \cdot L_{Bias} \\ &= \frac{150 \text{ mA}}{1 \text{ A} - 470 \text{ mA}} \cdot 950 \text{ } \mu\text{H} \approx 250 \text{ } \mu\text{H} \end{aligned} \quad (C.7)$$

Die berechnete Induktivität gilt als Richtwert und es wird versucht mit dem Aufbau von Spulen mit RM8-Kern aus N48 Ferrit diesen zu erreichen. Tatsächlich wird eine Induktivität von $L_A = 225$ μH realisiert. Dieser Wert ist ausreichend gut an dem berechneten dran.

D Vertiefende Angaben zu Prozessstromquellen

D.1 Leistungsoperationsverstärker (LOV)

Um eine möglichst große Ausgangsleistung zu erhalten, werden in drei parallelen Zweigen je zwei Leistungs-Bipolartransistoren in Serie geschaltet. Diese bilden die letzte Stufe einer Anordnung des Typs *Three-Deep-Darlington* (TDD), siehe Abbildung D.1¹. Die Eingangsschaltung bildet eine Differenzstufe ab, die einerseits das Sollsignal als Spannungswert bekommt und andererseits den über die Schaltung aus Abbildung D.2 (a) zurückgeführten Istwert des Ausgangs davon subtrahiert. Der mittlere Teil des LOVs realisiert eine Spannungsverstärkung und die Biaspunkteinstellung für den AB-Betrieb der Endstufe. Der Ausgang wird mit einer RL-Kombination (siehe Abb. D.2 (b)) belastet, um hochfrequente Schwingungen im Ausgang bei kleinen Sollfrequenzen zu dämpfen. Für die Aufnahme von Frequenz- und Amplitudengängen kommen verschiedene Mehrfachleiter aus Tabelle D.1 zum Einsatz.

Tabelle D.1: Übersicht Mehrfachleiter

n_1	$\frac{D_{\text{Innen}}}{\text{mm}}$	$\frac{D_{\text{Außen}}}{\text{mm}}$	$\frac{D_{\text{Draht}}}{\text{mm}}$	$\frac{L}{\text{mH}}$	$\frac{R}{\text{m}\Omega}$	$\frac{Z_{10\text{kHz}}}{\Omega}$
20	97	110	2	0,06	59	4
50	22	40	1	0,08	132	5
100	100	130	2	1,3	237	77
200	100	155	2	5,6	515	333
300	100	150	1,5	12,5	1190	766
400	100	130	1	22	3190	1402
750	100	160	1	80	6680	5195

¹Es ist der Übersicht halber nur ein Zweig dargestellt, die Parallelschaltung betrifft die Transistoren Q22 bis Q25.

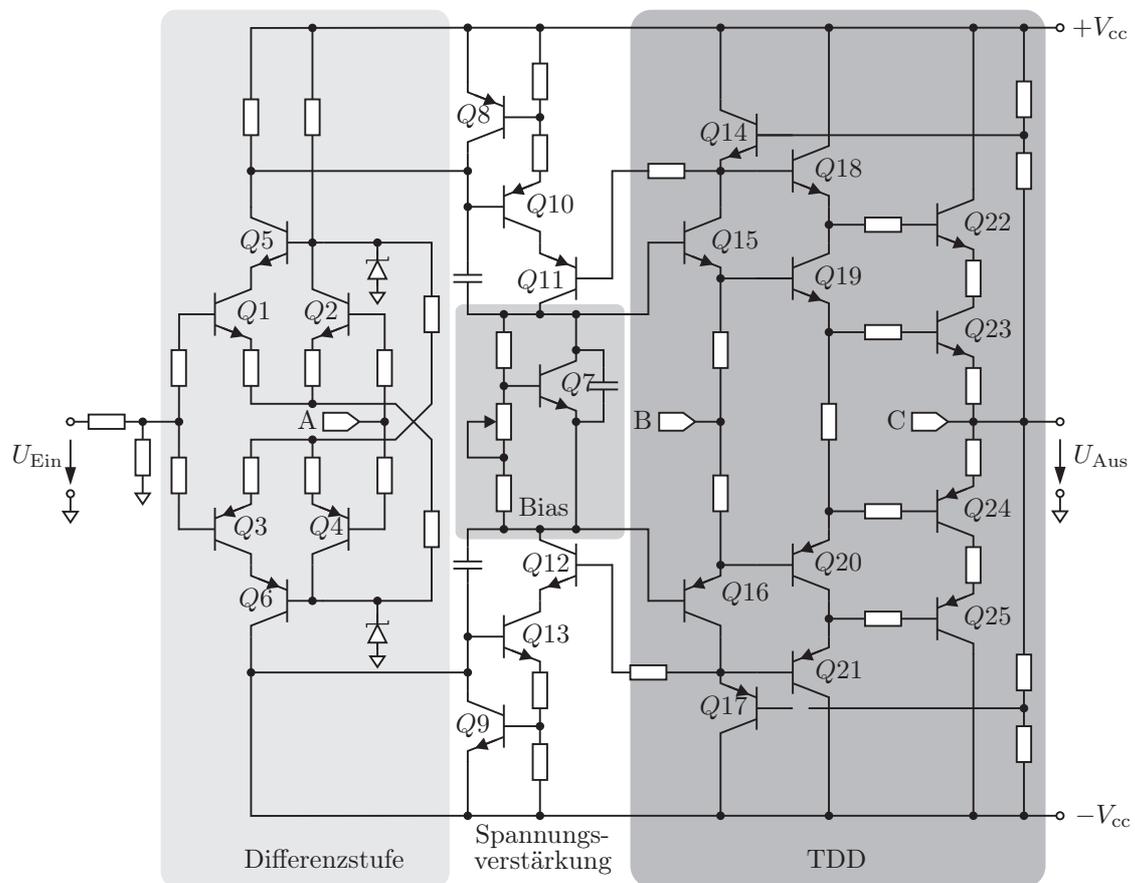
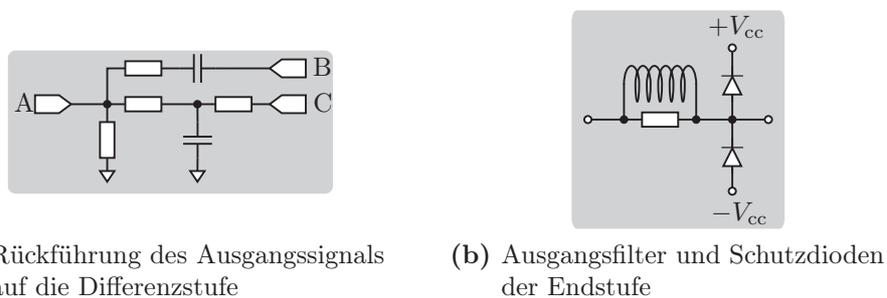


Abbildung D.1: Linear geregelter Verstärker mit Leistungs-Bipolartransistoren in der Endstufe



(a) Rückführung des Ausgangssignals auf die Differenzstufe

(b) Ausgangsfilter und Schutzdioden der Endstufe

Abbildung D.2: Weitere Schaltungsteile zu Abb. D.1

Tabelle D.2: Gesamte Kapazität und Werte je Stufe

Stufe k	0	1	2	3	4					
wirksame Kapazität $C/\mu\text{F}$	0,9	1,7	4,6	12,7	34,9					
Stufen-Kapazität $\Delta C_k/\mu\text{F}$	0,9	0,8	2,9	8,1	22,2					
$f_{k,\text{max}}; f_{k,\text{min}}$ in kHz	100	70	70	45	45	25	25	15	15	10
$\hat{u}_{\text{SK}}/\text{V}$ bei $i_{\text{ref}} = 100\text{ A}$	250	380	200	300	100	200	120	150	40	70

Tabelle D.3: Realisierung der Kondensatorplatten

Stufe k	Typ	Paralell	Serie	Kapazität/Stück	Spannungsklasse
0	FKP1	18	2	0,1 μF	1600 DC; 650 AC
1	FKP1	16	2	0,1 μF	1600 DC; 650 AC
2	FKP1	13	1	0,22 μF	1250 DC; 600 AC
3	FKP1	1	1	0,1 μF	1600 DC; 650 AC
3	MKP10	16	2	1,0 μF	1600 DC; 650 AC
4	FKP1	2	1	0,1 μF	1600 DC; 650 AC
4	MKP10	22	1	0,1 μF	1600 DC; 650 AC

D.2 Variabler Resonanzkreis

Aufbau Kondensatorstufen Die Kondensatorplatten sind mit einzelnen Folienkondensatoren der Firma WIMA des Typs FKP1 bzw. MKP10 nach Tabelle D.2 aufgebaut. Eine detaillierte Beschreibung der einzelnen Stufen findet sich in Tabelle D.3. Die Schütze sind von Siemens des Typs 5TT584, wobei die vier Kanäle eines Schützes parallel geschaltet werden und eine maximale Stromtragfähigkeit von 160 A je Schalter erreicht wird. Geschaltet wird stets stromlos.

Berechnung der Induktivität des Kugelvariometers Ausgehend von den Spannungsgleichungen (5.4) und (5.5) wird ein System mit DGLs 1. Ordnung erstellt, in Matrixform dargestellt und umgeformt.

$$\begin{pmatrix} u_{\text{Lvar}} \\ u_{\text{Lvar}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{\text{außen}} & M(\alpha) \\ M(\alpha) & L_{\text{innen}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_{\text{außen}}}{dt} \\ \frac{di_{\text{innen}}}{dt} \end{pmatrix} \quad (\text{D.1})$$

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{\text{außen}}}{dt} \\ \frac{di_{\text{innen}}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_{\text{außen}}L_{\text{innen}} - M^2(\alpha)} \begin{pmatrix} L_{\text{innen}} & -M(\alpha) \\ -M(\alpha) & L_{\text{außen}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{\text{Lvar}} \\ u_{\text{Lvar}} \end{pmatrix} \quad (\text{D.2})$$

Tabelle D.4: Daten des realisierten Kugelvariometers

mittlerer Kugelradius innen	64,5 mm
mittlerer Kugelradius außen	77,0 mm
Windungszahl innen	11
Windungszahl außen	9
Draht	Litze 3780 × 0,1 mm
Induktivität innen	$L_{\text{innen}} = 9 \mu\text{H}$
Induktivität außen	$L_{\text{außen}} = 9,1 \mu\text{H}$
min. Induktivität	$L_{\text{var, min}} = 1,8 \mu\text{H}$
max. Induktivität	$L_{\text{var, max}} = 8 \mu\text{H}$

Damit gelten für die Stromänderungen:

$$\frac{di_{\text{außen}}}{dt} = \frac{L_{\text{innen}} - M(\alpha)}{L_{\text{außen}}L_{\text{innen}} - M^2(\alpha)} \cdot u_{\text{Lvar}} \quad (\text{D.3})$$

$$\frac{di_{\text{innen}}}{dt} = \frac{L_{\text{innen}} - M(\alpha)}{L_{\text{außen}}L_{\text{innen}} - M^2(\alpha)} \cdot u_{\text{Lvar}} \quad (\text{D.4})$$

Mit der Gleichung für die Stromänderung in einer Spule ergibt sich in diesem Fall:

$$\frac{u_{\text{Lvar}}}{L_{\text{var}}} = \frac{di_{\text{außen}}}{dt} + \frac{di_{\text{innen}}}{dt} = \frac{L_{\text{außen}} + L_{\text{innen}} - 2M(\alpha)}{\underbrace{L_{\text{außen}}L_{\text{innen}} - M^2(\alpha)}_{\frac{1}{L_{\text{var}}}}} \cdot u_{\text{Lvar}} \quad (\text{D.5})$$

Damit kann die Induktivität der Parallelschaltung der inneren und äußeren Spule mit Gleichung (5.6) bestimmt werden.

Realisierung des Kugelvariometers Das Kugelvariometer wurde nach den Angaben aus Tabelle D.4 gefertigt und erhielt die ebenfalls dort angegebenen Eigenschaften.

Der Schrittmotor ist von der Firma Trinamic (Modell QSH6018-86-28-310) und arbeitet im Mikroschrittbetrieb.

D.3 Prozesstromquelle für hohe Frequenzen

Für den Schwingkreis, nur mit dem Koaxialshunt von Hilo des Typs ISM 5P/10 belastet, ergeben sich die in Tabelle D.5 aufgeführten Kombinationen aus maximaler Stromamplitude \hat{i} und maximaler Frequenz f_{max} . Außerdem sind die Werte $\hat{i}_{900\text{V}}$ und $f_{900\text{V}}$ für die Einstellung mit dem größten Energiegehalt je Stufe angegeben.

Tabelle D.5: Maximal erreichbare Werte der Stromquelle

Kapazität C_k/nF	\hat{i}/A	$f_{\text{max}}/\text{MHz}$	$\hat{i}_{900\text{V}}/\text{A}$	$f_{900\text{V}}/\text{MHz}$
1,0	20	11,3	30	9,4
1,0 + 2,2	30	6,3	55	5,2
1,0 + 3,3	34	5,3	65	4,3
1,0 + 6,8	40	3,9	85	3,2
1,0 + 47	56	1,45	185	1,1

Im Kern besteht die Hochspannungsquelle aus einem Hochsetzsteller (Marke: EMCO, Typ: E10; siehe [46]), der abhängig von seiner Eingangsspannung eine hohe Ausgangsspannung liefert.

E Schrittantwort des Koaxialshunts

Nach dem Aufschrieb der Vorlesung Hochspannungs-Messtechnik von Professor Walter Zaengl an der ETH-Zürich aus dem Wintersemester 1984/85 wird im Folgenden anhand der Skizze aus Abbildung E.1 die Schrittantwort des Koaxialshunts in Polarkoordinaten hergeleitet.

Ausgangspunkt für die Herleitung der Übertragungsfunktion des Koaxialshunts sind die Maxwell-Gleichungen in der folgenden Form.

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad (\text{E.1})$$

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{E.2})$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{E.3})$$

$$\operatorname{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{E.4})$$

Nach Abbildung E.1 gelten die folgenden Voraussetzungen:

- Stromfluss nur in z -Richtung: $\vec{J} = (0, 0, J_z)$
- Magnetfeld nur in φ -Richtung: $\vec{H} = (0, H_\varphi, 0)$
- Nach dem Ohmschen Gesetz $\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$ gilt damit auch $\vec{E} = (0, 0, E_z)$

Außerdem werden folgende Vereinbarungen getroffen:

- Keine Raumladung im Material, d. h. es gilt $\rho = 0$
- Homogenes und isotropes Material, d. h. es gelten μ , σ und $\epsilon = \text{konstant}$

Damit gilt die Gleichung (E.1) in der folgenden Form:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot}\vec{H} &= \sigma\vec{E} \\ \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot H_\varphi) &= \sigma \cdot E_z \\ \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{1}{r} \cdot H_\varphi &= \sigma \cdot E_z \end{aligned} \quad (\text{E.5})$$

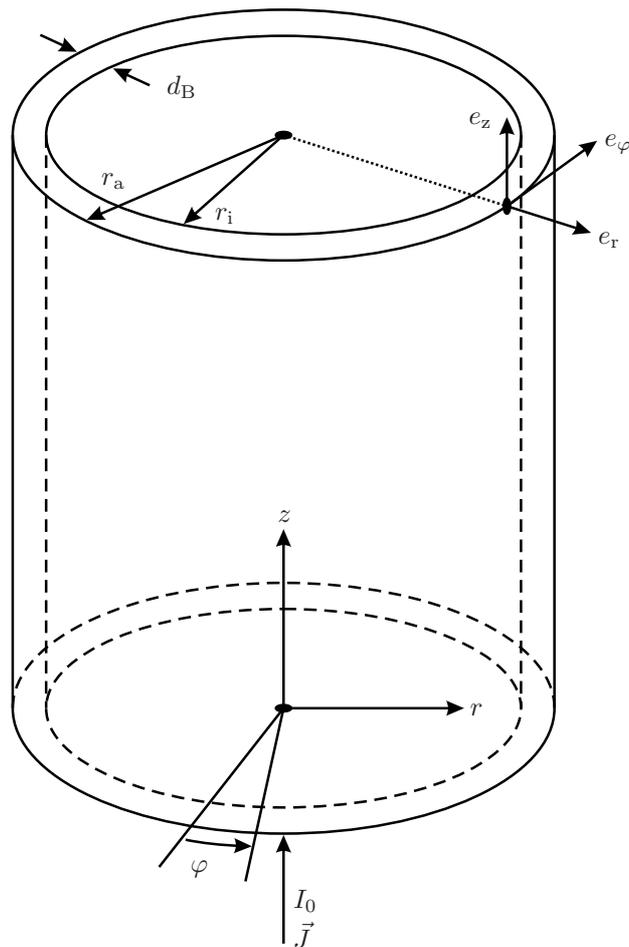


Abbildung E.1: Skizze des Widerstandszyinders im Inneren eines Koaxialshunts

Entsprechend kann auch die Gleichung (E.2) mit skalaren Größen geschrieben werden.

$$\begin{aligned} \text{rot} \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ -\frac{\partial E_z}{\partial r} &= -\mu \frac{\partial H_\varphi}{\partial t} \end{aligned} \quad (\text{E.6})$$

Da je nur eine Komponente enthalten ist, werden die folgenden Vereinfachungen verwendet: $H_\varphi = H$ und $E_z = E$

Damit sind die folgenden Gleichungen der Ausgangspunkt für die weiteren Berechnungen:

$$\frac{\partial H}{\partial r} + \frac{1}{r} \cdot H = \sigma \cdot E \quad (\text{E.7})$$

$$\frac{\partial E}{\partial r} = \mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (\text{E.8})$$

Es wird Gleichung (E.7) partiell nach r abgeleitet und Gleichung (E.8) eingesetzt. Zusätzlich wird Gleichung (E.8) partiell nach r abgeleitet und Gleichung (E.7) partiell nach t .

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H}{\partial r} - \frac{H}{r^2} = \sigma \mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad (\text{E.9})$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E}{\partial r} = \sigma \mu \frac{\partial E}{\partial t} \quad (\text{E.10})$$

Für die Lösung der beiden Gleichungen sind Randbedingungen notwendig. Diese mit H und E zu formulieren ist nicht einfach.

Allerdings interessiert der Strom i , wobei der folgende Zusammenhang mit H gilt.

$$\oint H_\varphi d\tilde{s} = i(r, t) \quad (\text{E.11})$$

Daraus ergibt sich:

$$H(r, t) = \frac{i(r, t)}{2\pi \cdot r} \quad (\text{E.12})$$

Wiederholte partielle Differentiation nach r und einfache nach t liefert:

$$\frac{\partial H}{\partial r} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{1}{r} \frac{\partial i}{\partial r} - \frac{1}{r^2} \cdot i \right) \quad (\text{E.13})$$

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{1}{r} \frac{\partial^2 i}{\partial r^2} - \frac{2}{r^2} \cdot \frac{\partial i}{\partial r} + \frac{2}{r^3} \cdot i \right) \quad (\text{E.14})$$

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{1}{2\pi r} \cdot \frac{\partial i}{\partial t} \quad (\text{E.15})$$

Werden diese Ergebnisse in Gleichung (E.9) eingesetzt ergibt sich die folgende Differentialgleichung für den Strom.

$$\frac{\partial^2 i}{\partial r^2} - \frac{1}{r} \frac{\partial i}{\partial r} = \mu \sigma \frac{\partial i}{\partial t} \quad (\text{E.16})$$

Unter Berücksichtigung, dass $d_B \ll r_i$ gültig ist, kann die Krümmung vernachlässigt werden und es gilt $r \rightarrow \infty$. Damit vereinfacht sich Gleichung (E.16) weiter.

$$\frac{\partial^2 i}{\partial r^2} = \mu \sigma \frac{\partial i}{\partial t} \quad (\text{E.17})$$

Die Lösung dieser DGL wird im Bildbereich der Laplace-Transformation mit dem Übergang von $\frac{\partial}{\partial r}$ nach $\frac{d}{dr}$ bestimmt:

$$\mathcal{L}(i(r, t)) = I(r, s) \quad (\text{E.18})$$

$$\frac{d^2 I}{dr^2} - s \cdot \mu \sigma I = 0 \quad (\text{E.19})$$

Die allgemeine Lösung mit den Konstanten C_1 und C_2 lautet:

$$I(r, s) = C_1 \cdot e^{-\sqrt{\mu\sigma s} \cdot r} + C_2 \cdot e^{+\sqrt{\mu\sigma s} \cdot r} \quad (\text{E.20})$$

Über die Randbedingungen können die Konstanten ermittelt werden. Im Inneren des Rohrs fließt kein Strom, d. h. es gilt an der Stelle $r = r_i$:

$$\begin{aligned} i(r, t) = 0 \text{ und } I(r, s) = 0 \\ 0 = C_1 \cdot e^{-\sqrt{\mu\sigma s} \cdot r_i} + C_2 \cdot e^{+\sqrt{\mu\sigma s} \cdot r_i} \end{aligned} \quad (\text{E.21})$$

Da der gesamte Strom I_0 durch das Rohr fließt, gilt an der Stelle $r = r_a$:

$$I_0 = C_1 \cdot e^{-\sqrt{\mu\sigma s} \cdot r_a} + C_2 \cdot e^{+\sqrt{\mu\sigma s} \cdot r_a} \quad (\text{E.22})$$

Mit $\sqrt{\mu\sigma s} = m$ und $r_i + d_B = r_a$ (d_B – Wandstärke) wird durch Addition der Gleichungen (E.21) bis (E.22):

$$I_0 = C_1 \cdot e^{-mr_i(1+e^{-md_B})} + C_2 \cdot e^{mr_i(1+e^{md_B})} \quad (\text{E.23})$$

Mit $C_1 \cdot e^{-mr_i}$ aus Gleichung (E.21) ergibt sich:

$$C_2 = \frac{I_0}{e^{mr_i}(e^{md_B} - e^{-md_B})} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{1}{e^{mr_i} \sinh(md_B)} \quad (\text{E.24})$$

$$C_1 = -C_2 \cdot e^{2mr_i} = -\frac{I_0}{2} \cdot \frac{e^{mr_i}}{\sinh(md_B)} \quad (\text{E.25})$$

Damit kann durch Einsetzen in Gleichung (E.20) deren Lösung bestimmt werden.

$$\begin{aligned}
 I(r, s) &= \frac{I_0}{2} \cdot \frac{1}{\sinh(m d_B)} \cdot (e^{-mr_i} \cdot e^{mr} - e^{mr_i} \cdot e^{-mr}) \\
 &= \frac{I_0}{2} \cdot \frac{1}{\sinh(m d_B)} \cdot (e^{m(r-r_i)} - e^{m(r-r_i)}) \\
 &= I_0 \cdot \frac{\sinh((r-r_i)\sqrt{\mu\sigma s})}{\sinh(d_B\sqrt{\mu\sigma s})}
 \end{aligned} \tag{E.26}$$

Umgeformt und ergänzt kann die Lösung folgendermaßen angegeben werden.

$$\frac{I(r, s)}{I_0} = \frac{\sinh\left(\frac{r-r_i}{d_B} \sqrt{\mu\sigma s d_B^2}\right)}{\sinh\left(\sqrt{\mu\sigma s d_B^2}\right)} \tag{E.27}$$

Die Schrittantwort $\Gamma(s)$ ist im Laplace-Bereich folgendermaßen gegeben:

$$\Gamma(s) = \frac{1}{s} \cdot X(s) \tag{E.28}$$

$X(s)$ ist das System, das es zu analysieren gilt. In diesem Fall ist $X(s) = \frac{I(r, s)}{I_0} = \frac{1}{P(s)}$.
Nach dem Heavyside-Entwicklungssatz gilt folgende Korrespondenz.

$$\Gamma(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{P(s)} \quad \bullet \text{---} \circ \quad \gamma(t) = \frac{1}{P(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{o_k \cdot P'(o_k)} \cdot e^{o_k t} \tag{E.29}$$

mit $P(s)$ als Polynom n-ten Grades und o_k den Nullstellen von $P(s)$.

Um die Korrespondenz auf die Gleichung (E.27) anzuwenden werden folgende Vereinfachungen getroffen.

$$\tilde{Z}(s) = \mu\sigma s d_B^2 \tag{E.30}$$

$$\tilde{N} = \frac{r-r_i}{d_B} \tag{E.31}$$

Dann wird das Polynom $P(s)$ angeben:

$$P(s) = \frac{\sinh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right)}{\sinh\left(\tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right)} \tag{E.32}$$

Damit kann der Grenzwert mit $s \rightarrow 0$ gebildet werden, um den ersten Summanden $P(0)$ zu erhalten.

$$\lim_{s \rightarrow 0} P(s) = \frac{\sqrt{\tilde{Z}(s)}}{\tilde{N} \sqrt{\tilde{Z}(s)}} = \frac{1}{\tilde{N}} \quad (\text{E.33})$$

$$P(0) = \frac{1}{\tilde{N}} \quad (\text{E.34})$$

Die Nullstellen o_k werden im Folgenden bestimmt:

$$\begin{aligned} 0 &\stackrel{!}{=} \sinh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) = \frac{1}{2} \left(e^{\sqrt{\tilde{Z}(s)}} - e^{-\sqrt{\tilde{Z}(s)}} \right) \\ e^{2\sqrt{\tilde{Z}(s)}} &= 1 \end{aligned} \quad (\text{E.35})$$

Mit $e^{j\varphi + j2k\pi} = e^{j\varphi}$ und $e^{j\varphi} = 1$ für $\varphi = 0$ folgt $j\varphi \hat{=} 2\sqrt{\tilde{Z}(s)}$.

Damit kann geschrieben werden:

$$\begin{aligned} 2\sqrt{\mu\sigma s d_B^2} + j2k\pi &= 0 \text{ mit } s \hat{=} o_k \\ o_k \mu\sigma d_B^2 &= -k^2 \pi^2 \\ o_k &= -\frac{k^2 \pi^2}{\mu\sigma d_B^2} \end{aligned} \quad (\text{E.36})$$

Es folgt die Bestimmung von $P'(o_k)$.

$$P'(s) = \frac{\sinh\left(\tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \cosh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \frac{\tilde{Z}'(s)}{2\sqrt{\tilde{Z}(s)}} - \sinh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \cosh\left(\tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \tilde{N} \frac{\tilde{Z}'(s)}{2\sqrt{\tilde{Z}(s)}}}{\sinh^2\left(\tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right)} \quad (\text{E.37})$$

Für $s \rightarrow o_k$ (Nullstellen) gelten folgend Näherungen:

$$\sinh\left(\tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \rightarrow \tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)} \quad (\text{E.38})$$

$$\cosh\left(\tilde{N}\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \rightarrow 1 \quad (\text{E.39})$$

Damit vereinfacht sich der Ausdruck von oben zu:

$$\begin{aligned}
 P'(s) &= \frac{\tilde{N} \sqrt{\tilde{Z}(s)} \cdot \frac{\tilde{Z}'(s)}{2\sqrt{\tilde{Z}(s)}} \cdot \cosh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) - \tilde{N} \sqrt{\tilde{Z}(s)} \cdot \frac{\tilde{Z}'(s)}{2\sqrt{\tilde{Z}(s)}} \cdot \sinh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right)}{\tilde{N}^2 \cdot \tilde{Z}(s)} \\
 &= \frac{1}{\tilde{N}} \cdot \frac{\tilde{Z}'(s)}{2\sqrt{\tilde{Z}(s)}} \cdot \left(\cosh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) - \frac{1}{\sqrt{\tilde{Z}(s)}} \cdot \sinh\left(\sqrt{\tilde{Z}(s)}\right) \right) \quad (\text{E.40})
 \end{aligned}$$

Mit $\tilde{Z}'(s) = \mu\sigma d_B^2$ und

$$\sqrt{\tilde{Z}(o_k)} = -jk\pi \quad \Rightarrow \quad \tilde{Z}(o_k) = -k^2\pi^2 \quad (\text{E.41})$$

$$\cosh\left(\sqrt{\tilde{Z}(o_k)}\right) = \cosh(-jk\pi) = (-1)^k \quad (\text{E.42})$$

$$\sinh\left(\sqrt{\tilde{Z}(o_k)}\right) = 0 \quad (\text{E.43})$$

$$\text{wird } P'(o_k) = -\frac{1}{\tilde{N}} \cdot \frac{\mu\sigma d_B^2}{2k^2\pi^2} \cdot (-1)^k \quad (\text{E.44})$$

Damit kann die Rücktransformation vorgenommen werden. Für die Sprungantwort ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 \gamma(r, t) &= \frac{1}{\tilde{N}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{-\frac{k^2\pi^2}{\mu\sigma d_B^2} \cdot (-) \frac{\mu\sigma d_B^2}{\tilde{N}2k^2\pi^2} \cdot (-1)^k} \cdot e^{-\frac{k^2\pi^2}{\mu\sigma d_B^2} t} \\
 &= \tilde{N} \cdot \left(1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot e^{-\frac{k^2\pi^2}{\mu\sigma d_B^2} t} \right) \\
 &= \frac{r - r_i}{d_B} \cdot \underbrace{\left(1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot e^{-\frac{k^2\pi^2}{\mu\sigma d_B^2} t} \right)}_{\gamma_0(t)} \quad (\text{E.45})
 \end{aligned}$$

Oder anders geschrieben:

$$\frac{i(r, t)}{I_0} = \gamma(r, t) = \frac{r - r_i}{d_B} \cdot \gamma_0(t) \quad (\text{E.46})$$

Für den Grenzübergang $r \rightarrow r_i$, also $(r - r_i \ll d_B)$, wird nur der Strom an der Innenwand des Widerstandszylinders betrachtet und die Gleichung (E.46) entspricht nach [47] der Form eines einfachen ohmschen Spannungsteilers.

Die Bürdenspannung u_B des Widerstands bezogen auf den Gleichstromwiderstand R_0 ist dem Faktor aus Strom und diesem Grenzwert proportional.

$$\frac{u_B(t)}{R_0} \propto \lim_{r \rightarrow r_i} i(r, t) \cdot \frac{d_B}{r - r_i} \quad (\text{E.47})$$

Wird damit die folgende Normierung durchgeführt, entfällt die Abhängigkeit des Ortes (r -Abhängigkeit) und man erhält eine reine Zeitfunktion.

$$\text{Normierung: } \frac{u_B(t)}{R_0 I_0} = \frac{i(r, t)}{I_0} \cdot \frac{d_B}{r - r_i} \quad (\text{E.48})$$

$$\Rightarrow \frac{u_B(t)}{R_0 I_0} = \gamma_0(t) \quad (\text{E.49})$$

Damit kann die Schrittantwort des Koaxialshunts bei einem Schritt auf I_0 folgendermaßen angegeben werden.

$$u_B(t) = I_0 \cdot R_0 \cdot \left(1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot e^{-\frac{k^2 \pi^2}{\mu \sigma d_B^2} \cdot t} \right) \quad (\text{E.50})$$

F Messergebnisse zu Strommessgerätestests

In diesem Kapitel werden unkommentiert Messergebnisse dargestellt, die mit den Prüfplätzen aus Kapitel 6 aufgenommen und mit den Prozessstromquellen aus Kapitel 5 angeregt wurden. Am Anfang der Unterabschnitte werden in einer Tabelle die wichtigsten Rahmendaten aus den entsprechenden Datenblättern aufgeführt.

Bezüglich der Messung der Einfügeinduktivität $A_{L\text{Einfüge}}$ werden zwei Werte angegeben. Dabei handelt es sich um den kleinsten und größten ermittelten Wert. Diese Unterschiede ergeben sich abhängig von der Position des Prüflings in dem verwendeten Mehrfachleiter.

F.1 Strommesszangen bis 30 A

Tabelle F.1: Datenblattangaben der Strommesszangen bis 30 A

Anbieter	Typ	Messbereich		Frequenzbereich Flankensteilheit	Genauigkeit
		RMS	Peak		
Fluke	i30s	20 A	30 A	DC bis 100 kHz	$\pm 1\%$ d. M. ± 2 mA
Fluke	i300s	30 A	45 A	DC bis 20 kHz	$\pm 1\%$ d. M. ± 50 mA
Tektronix	TCP312	30 A	50 A	DC bis 100 MHz	$\pm 3\%$ d. M.
Iwatsu	SS-250	30 A	50 A	DC bis 100 MHz	$\pm 1\%$ d. M. ± 10 mA

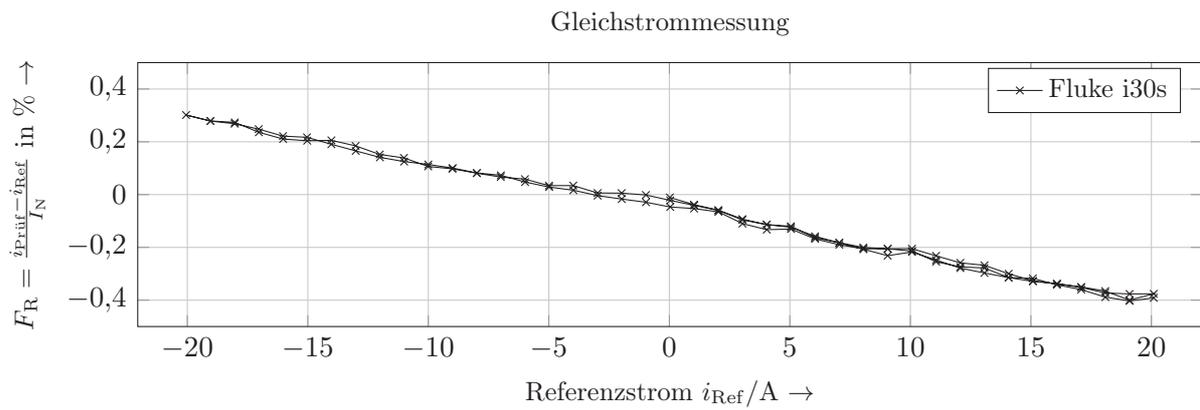


Abbildung F.1: Linearitätsmessung zu Fluke i30s

Tabelle F.2: Messwerte zu Fluke i30s

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	0,9965
absoluter Offset	c	-0,01015 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-0,0806 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	-0,3505 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,05052 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	-0,401 %

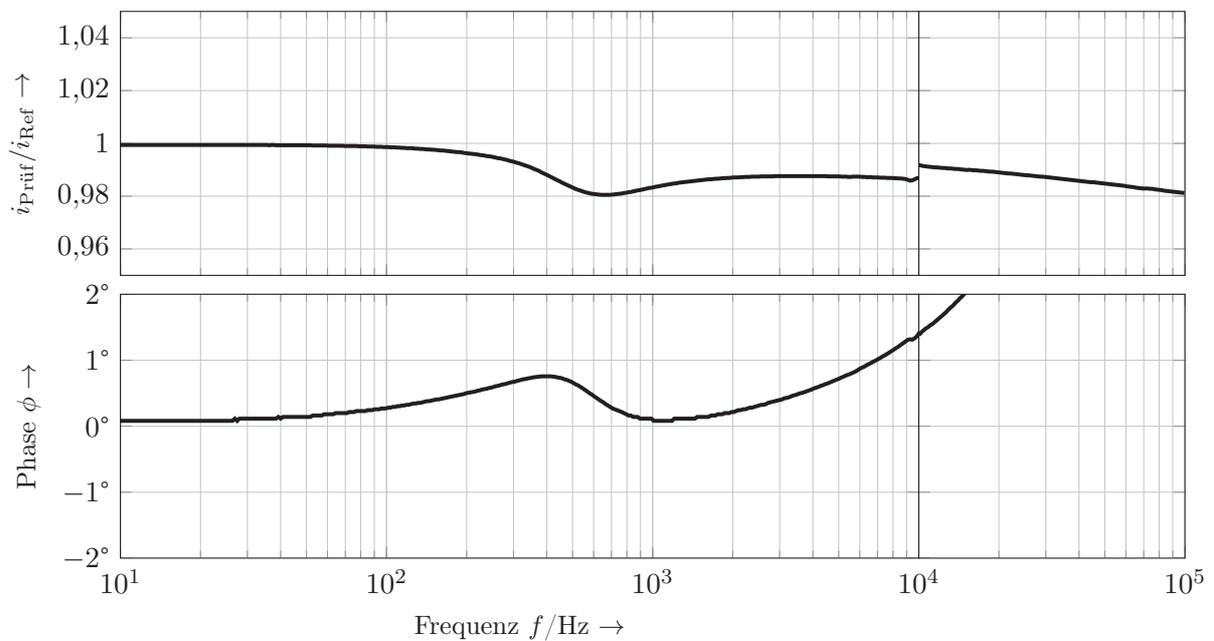
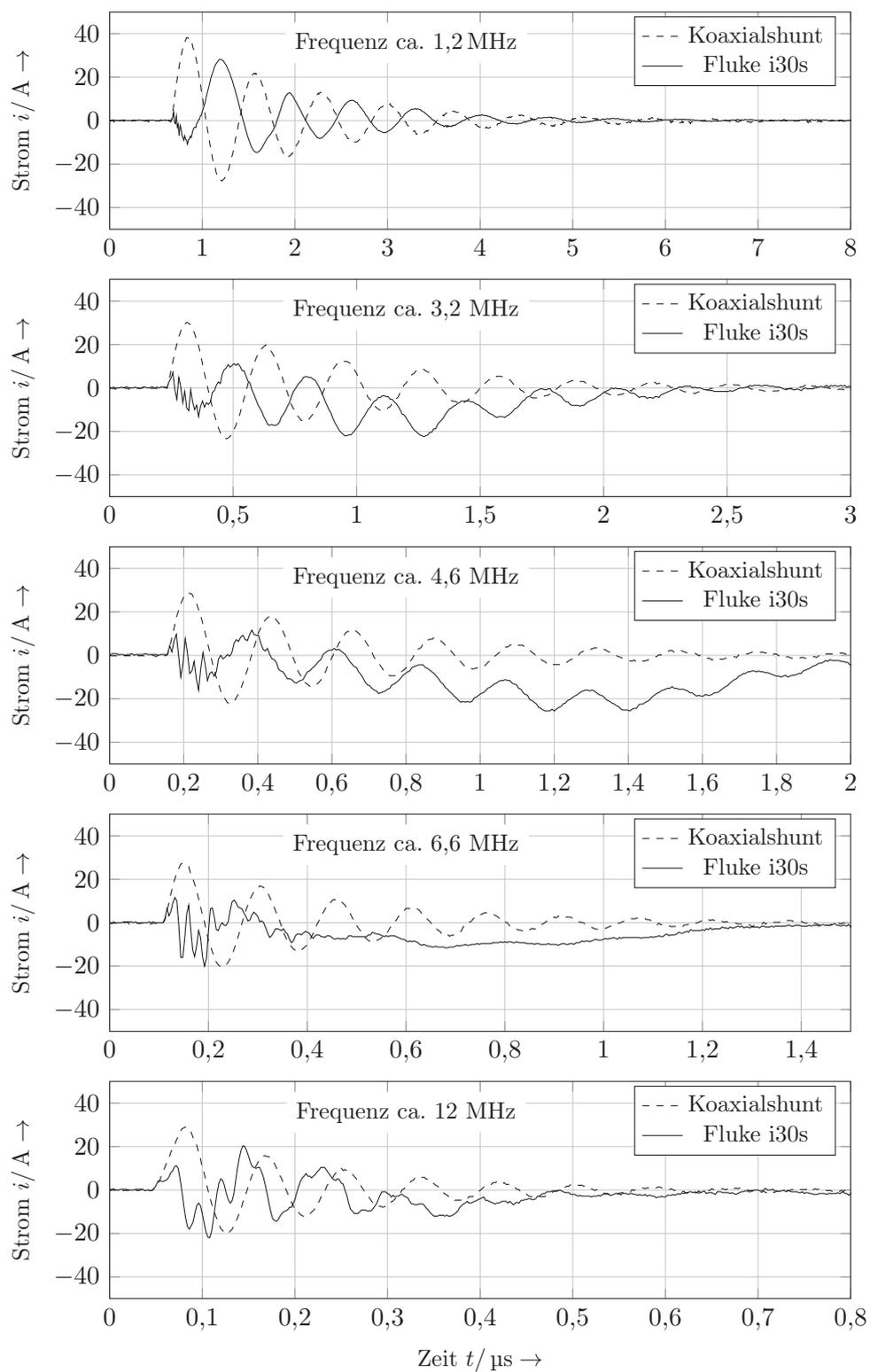


Abbildung F.2: Frequenzgang zu Fluke i30s

**Abbildung F.3:** Explosionsquelle mit Fluke i30s

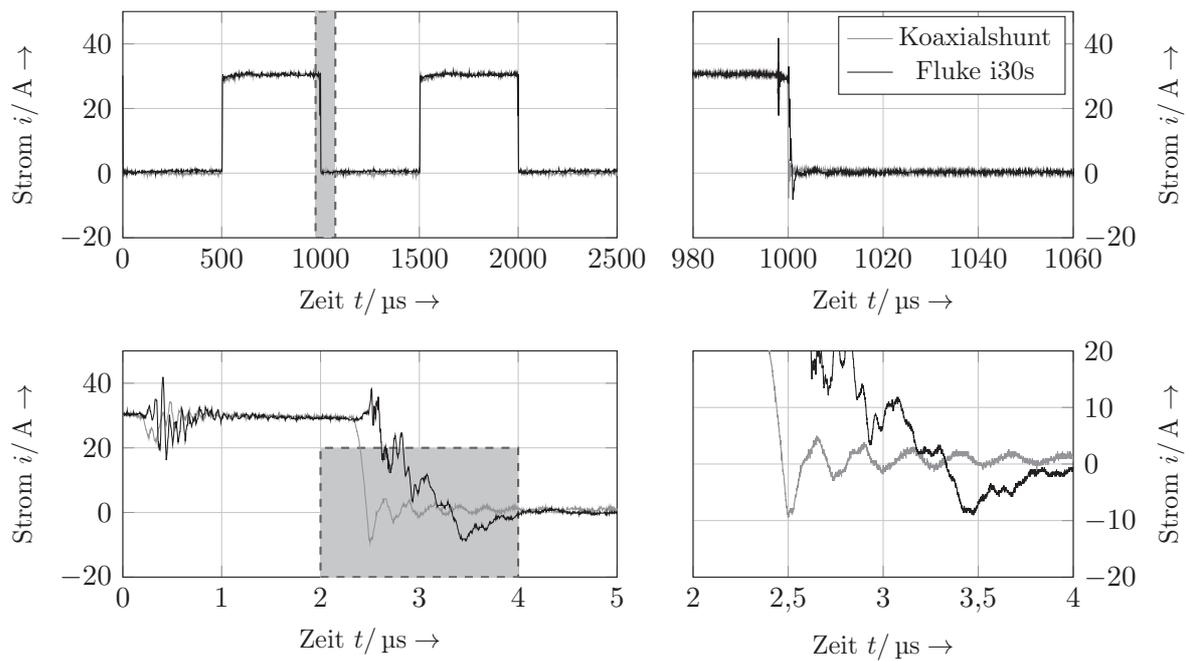


Abbildung F.4: Pulsquelle mit Fluke i30s

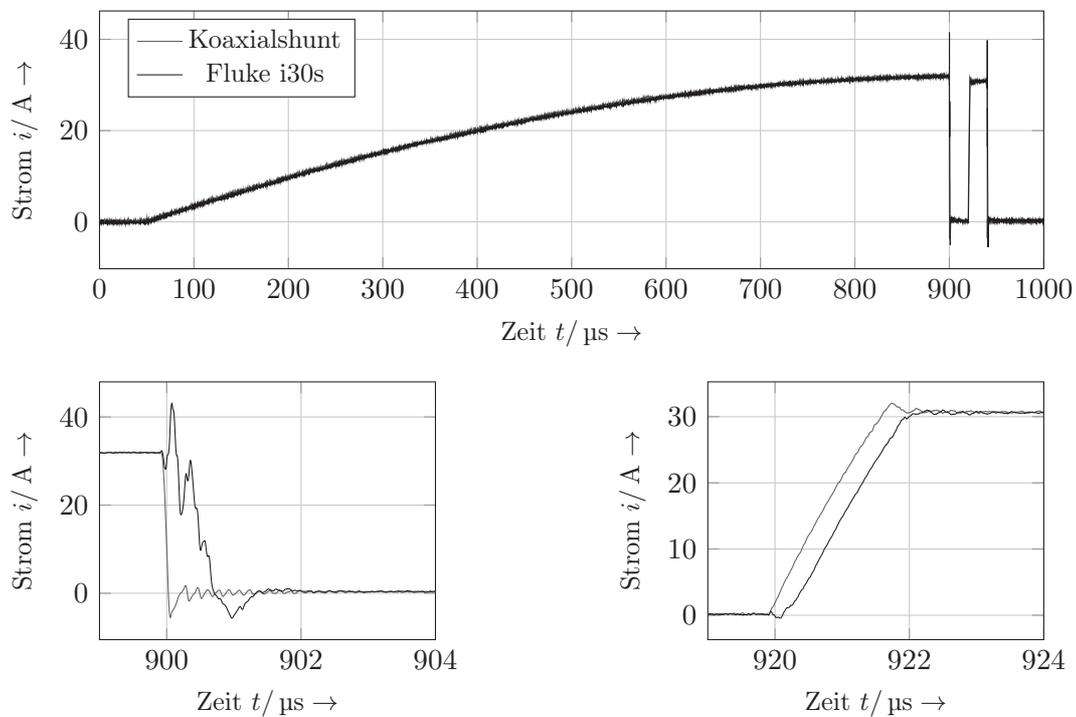


Abbildung F.5: Impulsmessung mit Fluke i30s

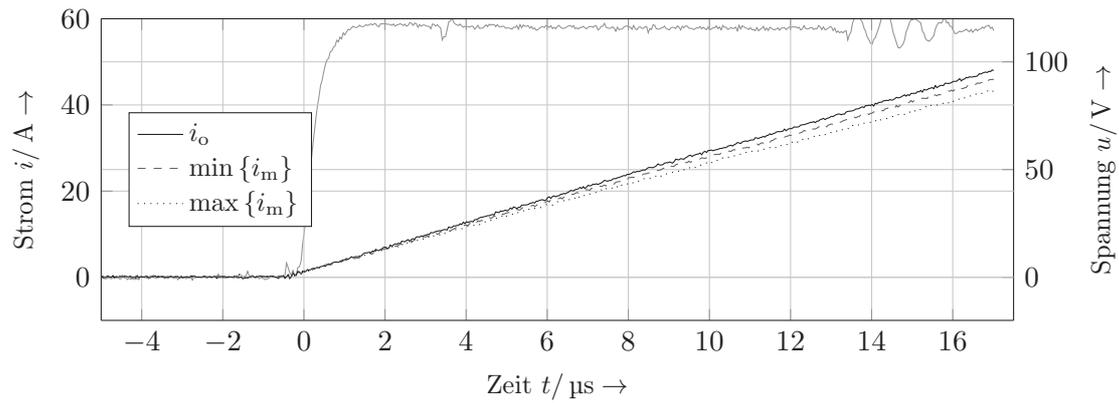


Abbildung F.6: Messung zur Einfügeinduktivität mit Fluke i30s

Tabelle F.3: Fluke i30s

Ermittelte Einfügeinduktivität	
A_L Einfüge, min	4,9 nH
A_L Einfüge, max	12,2 nH

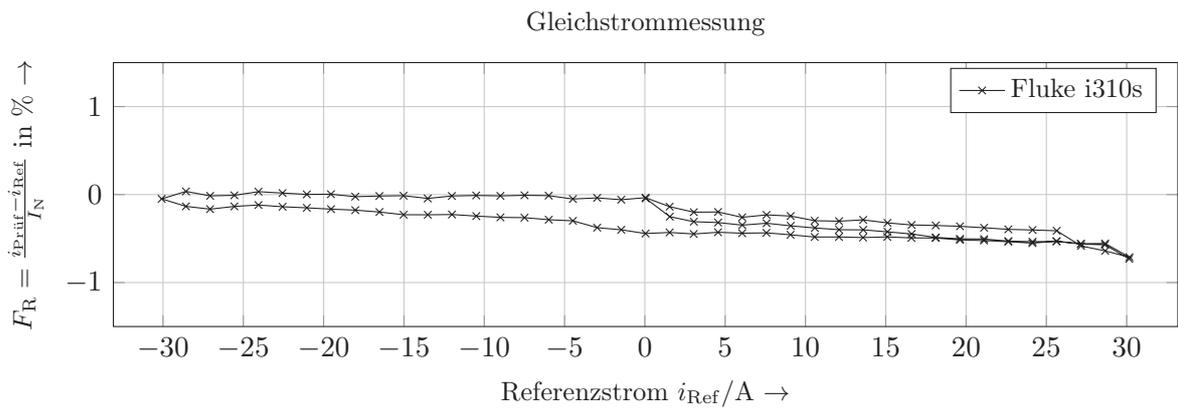


Abbildung F.7: Linearitätsmessung zu Fluke i310s

Tabelle F.4: Messwerte zu Fluke i310s

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	0,997
absoluter Offset	c	-0,08061 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-0,2194 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	-0,2952 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,2672 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	-0,7272 %

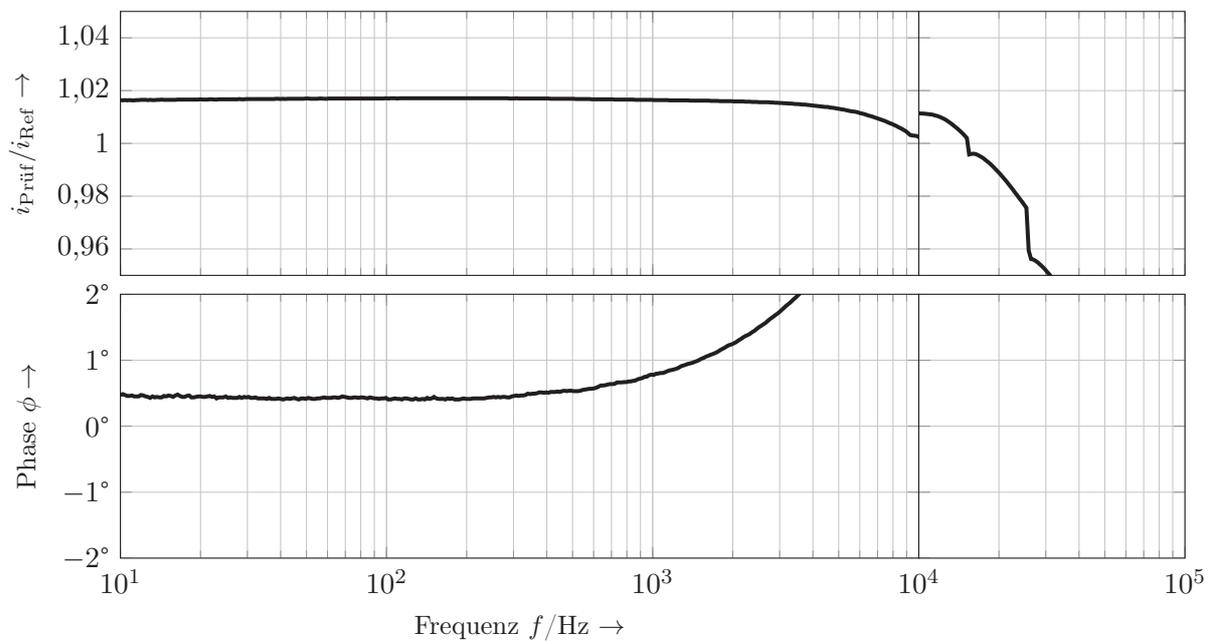


Abbildung F.8: Frequenzgang zu Fluke i310s

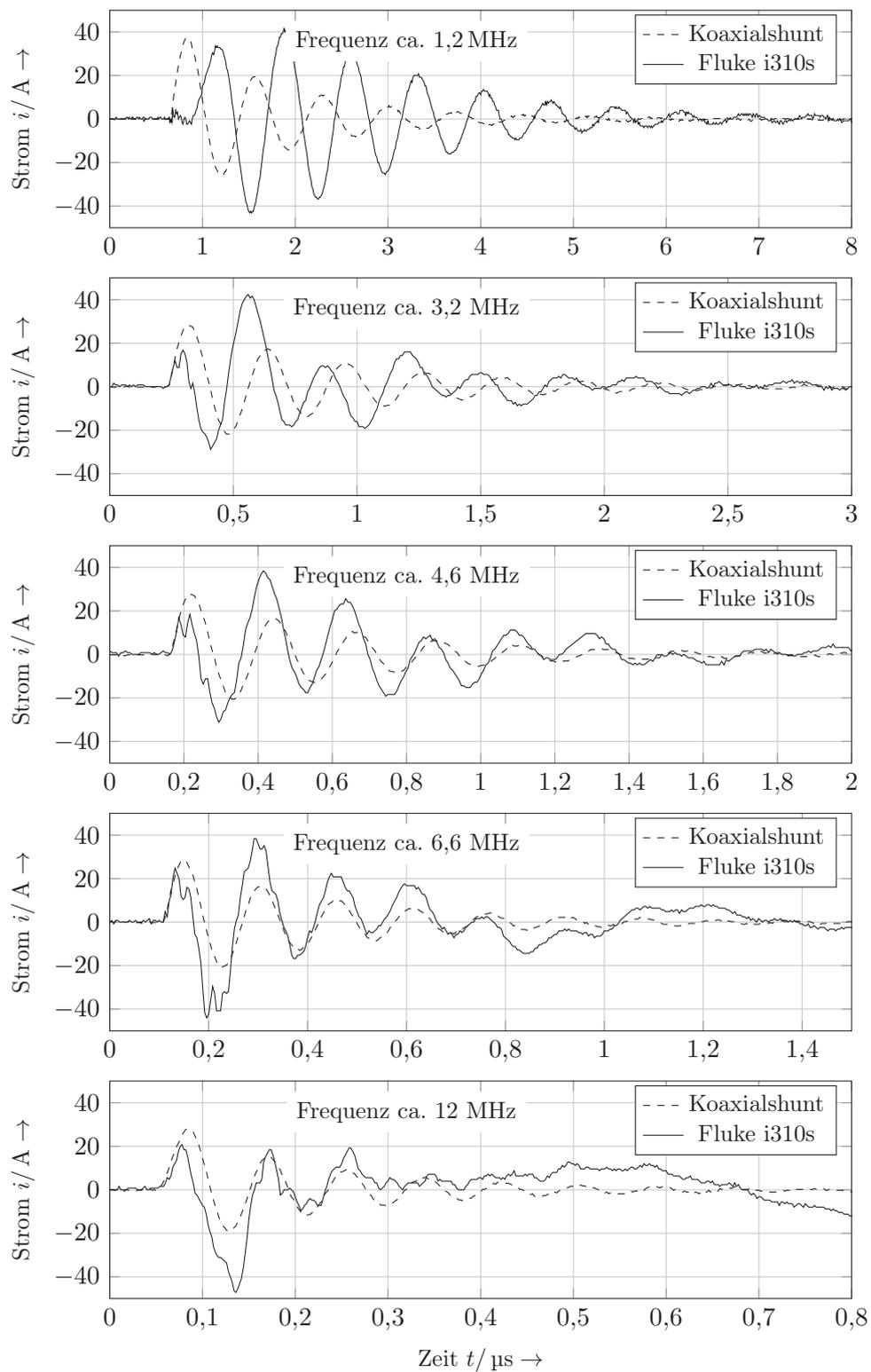


Abbildung F.9: Explosionsquelle mit Fluke i310s

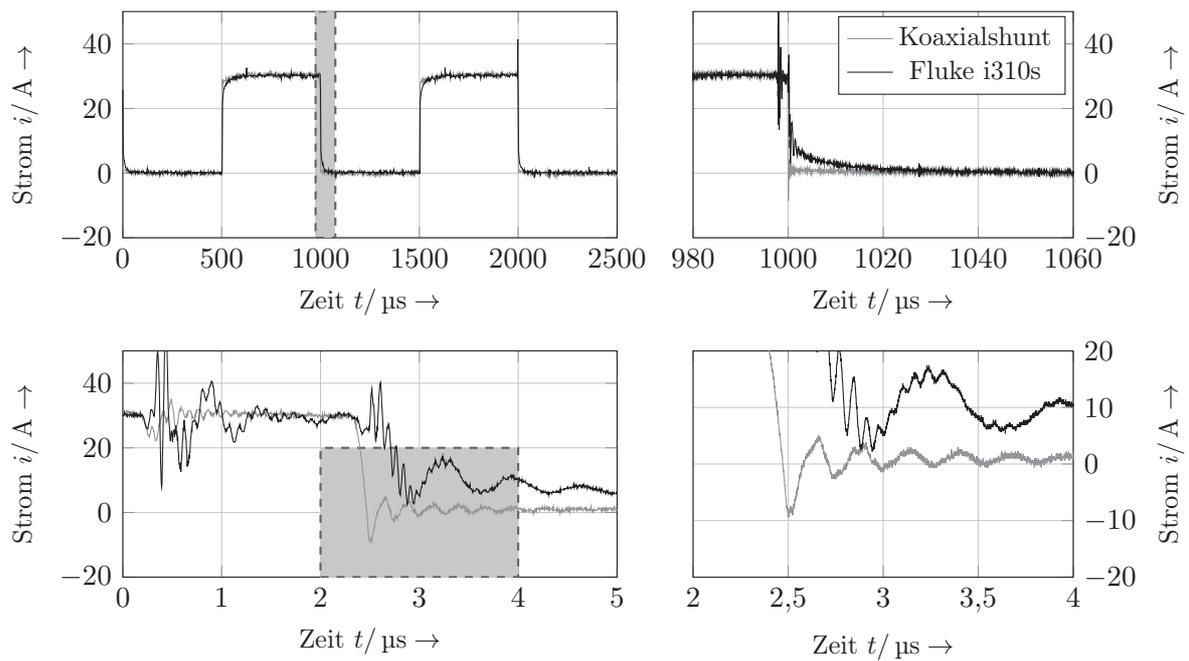


Abbildung F.10: Pulsquelle mit Fluke i310s

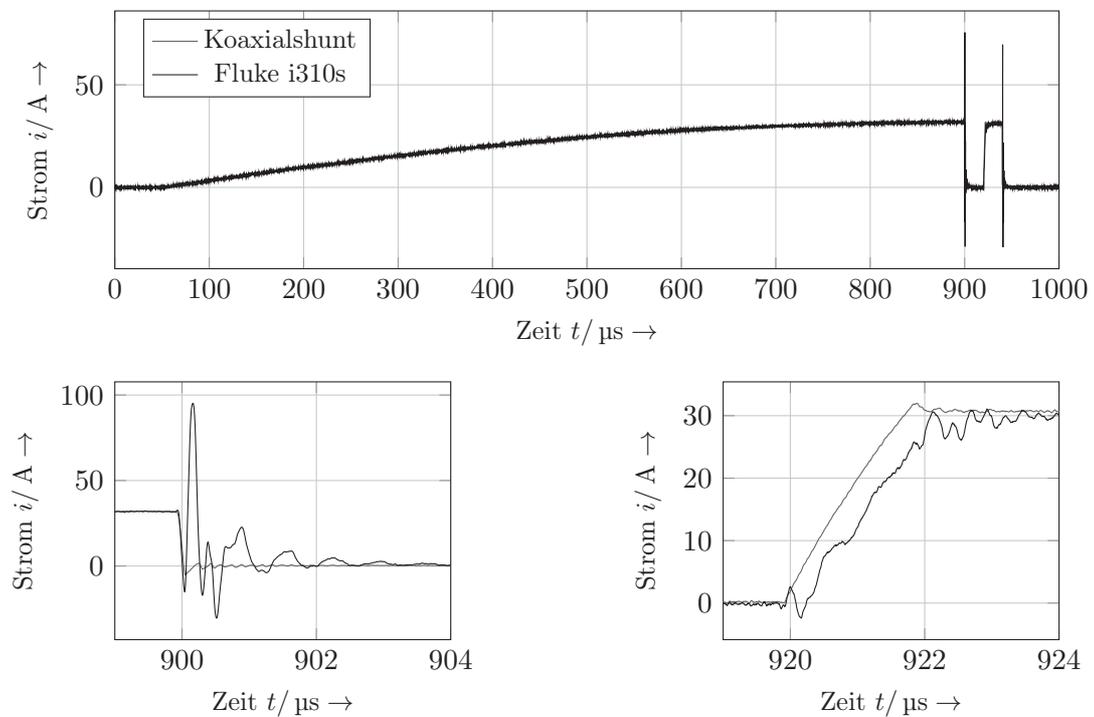


Abbildung F.11: Impulsmessung mit Fluke i310s

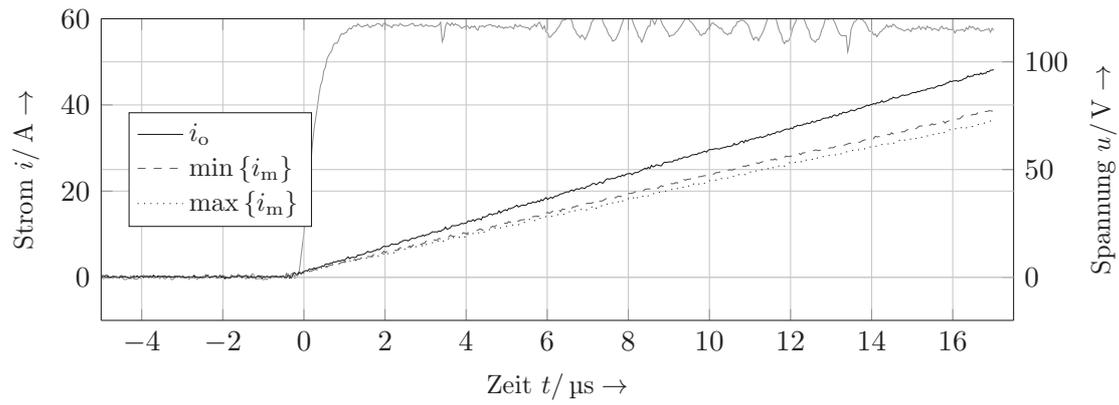


Abbildung F.12: Messung zur Einfügeinduktivität mit Fluke i310s

Tabelle F.5: Fluke i310s

Ermittelte Einfügeinduktivität	
A_L Einfüge, min	27,6 nH
A_L Einfüge, max	37,2 nH

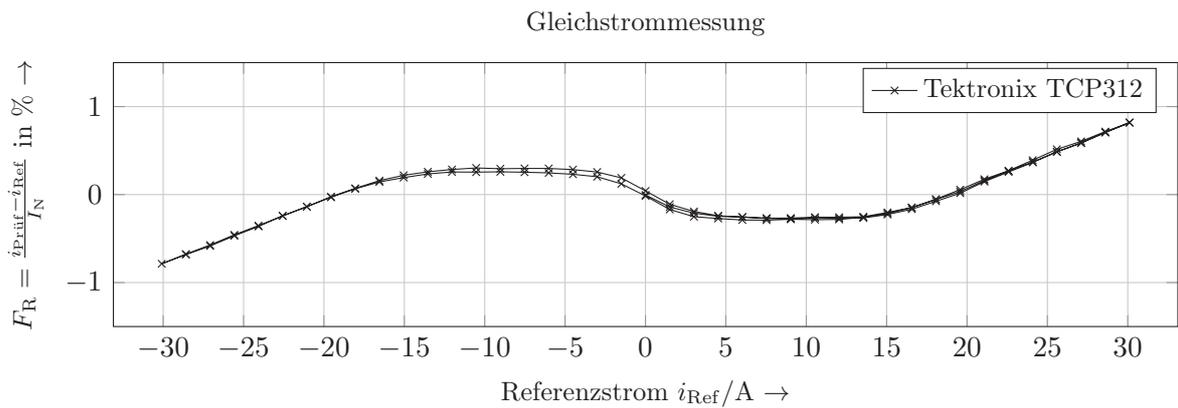


Abbildung F.13: Linearitätsmessung zu Tektronix TCP312

Tabelle F.6: Messwerte zu Tektronix TCP312

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	1,003
absoluter Offset	c	-0,00523 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	0,2465 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	0,282 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,01737 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	0,8188 %

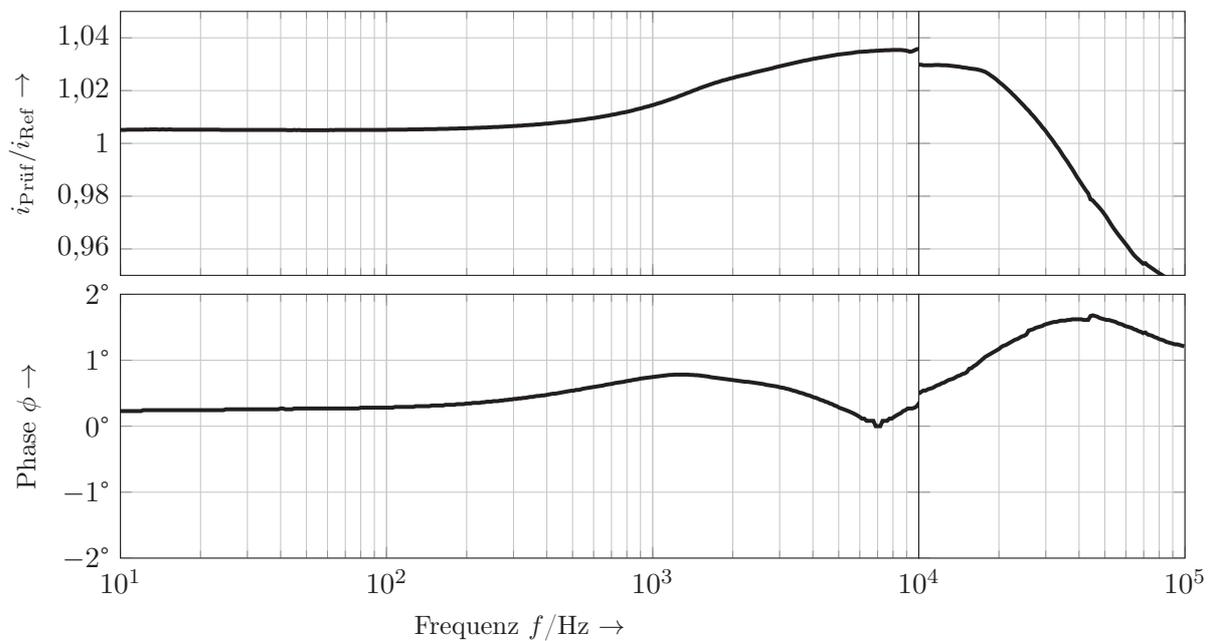


Abbildung F.14: Frequenzgang zu Tektronix TCP312

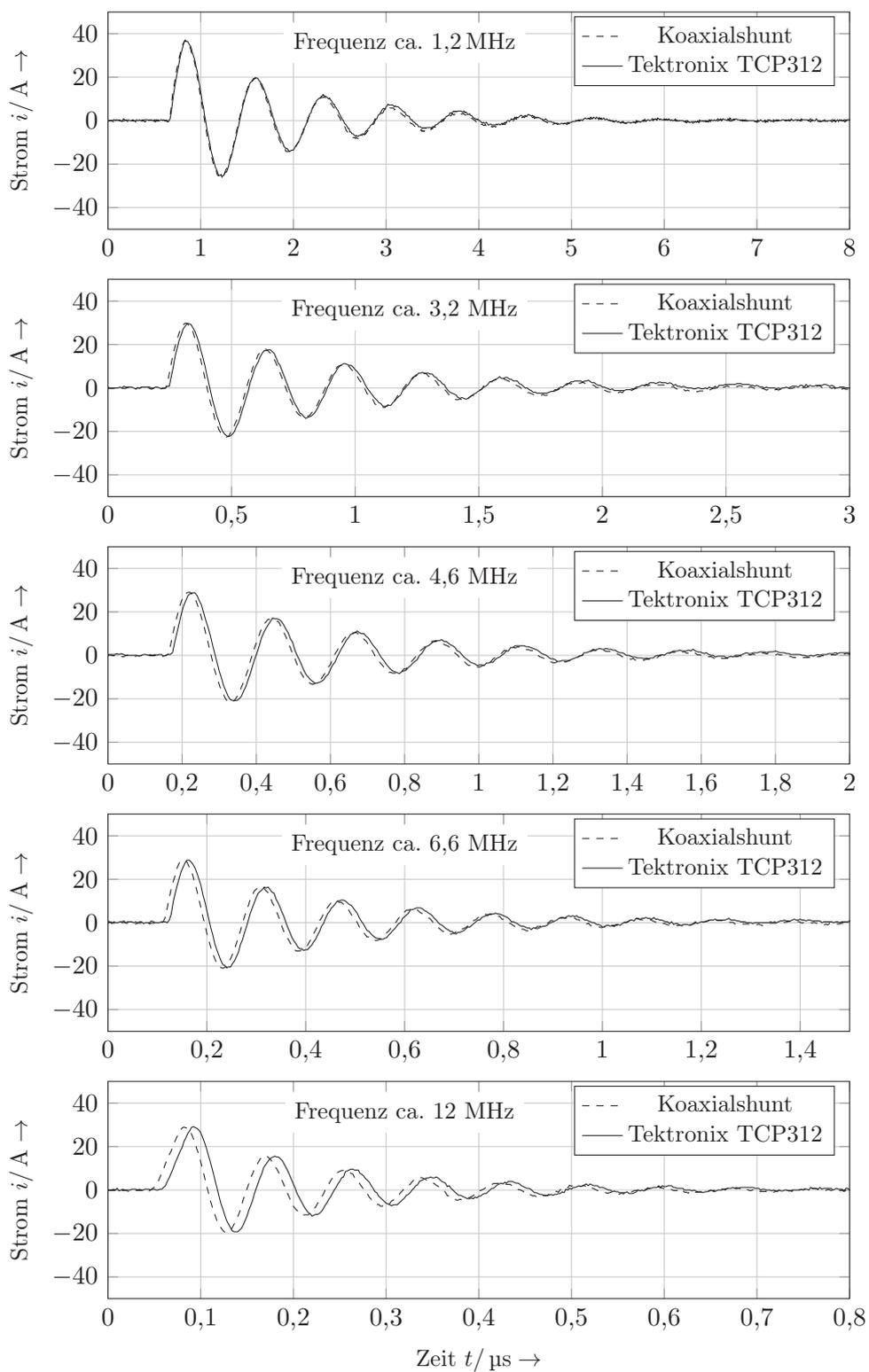


Abbildung F.15: Explosionsquelle mit Tektronix TCP312

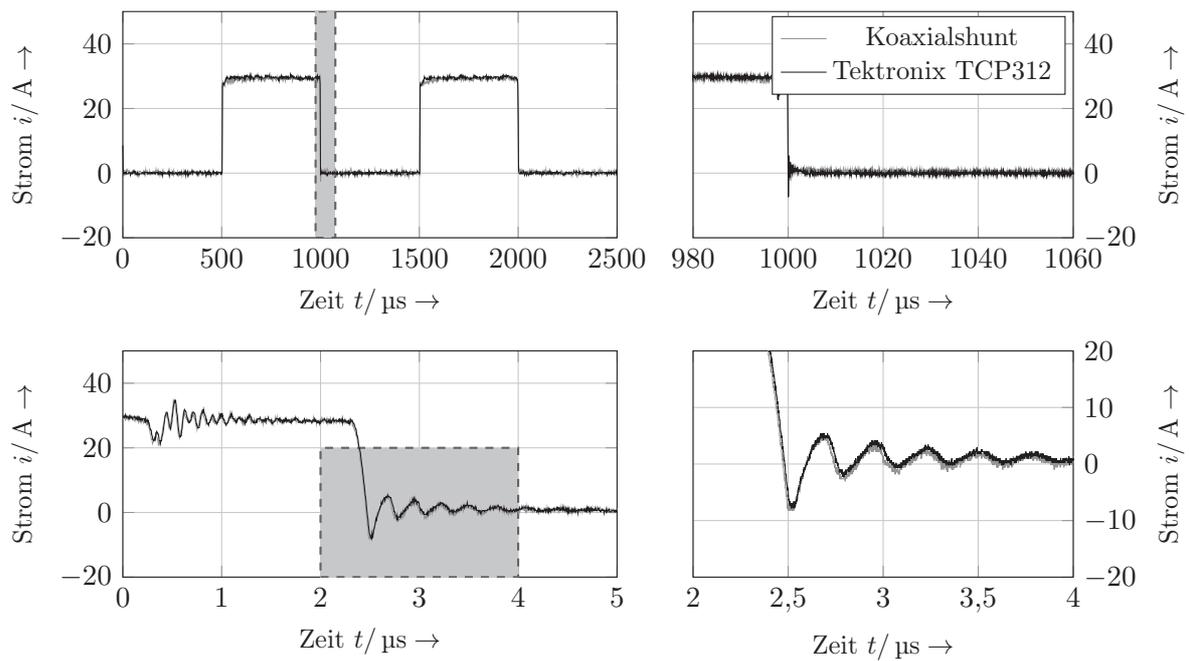


Abbildung F.16: Pulsquelle mit Tektronix TCP312

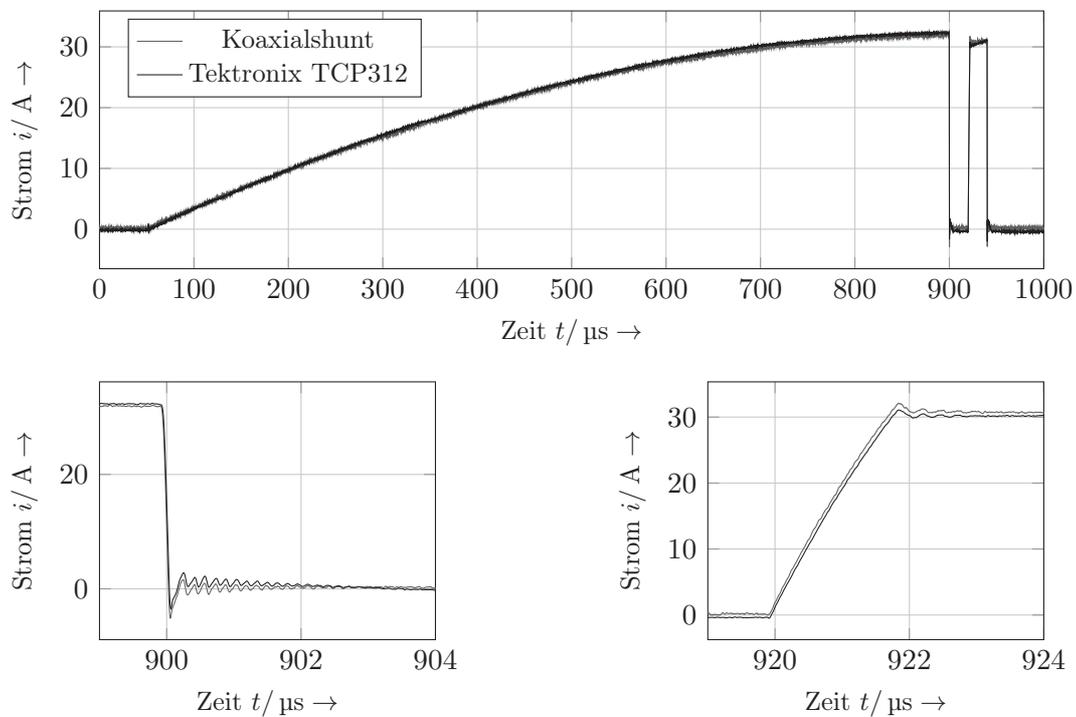


Abbildung F.17: Impulsmessung mit Tektronix TCP312

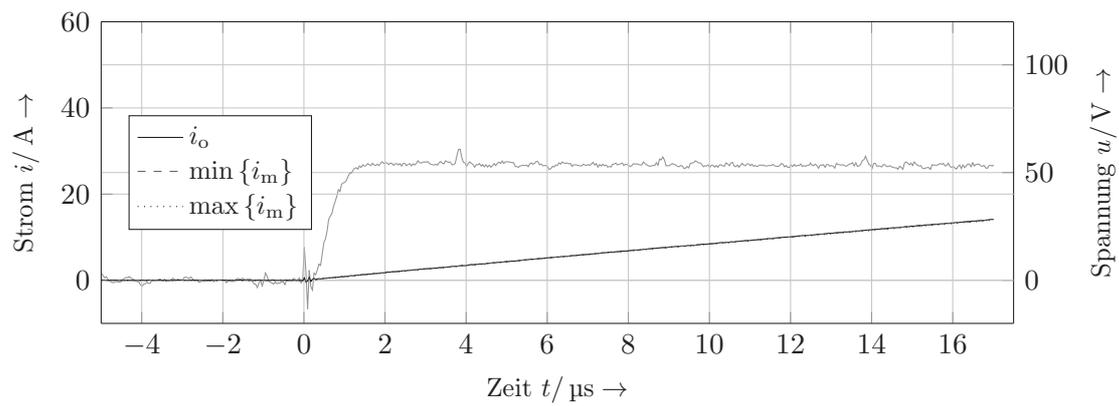


Abbildung F.18: Messung zur Einfügeinduktivität mit Tektronix TCP312

Tabelle F.7: Tektronix TCP312

Ermittelte Einfügeinduktivität

A_L Einfüge, min	100,3 nH
A_L Einfüge, max	252,2 nH

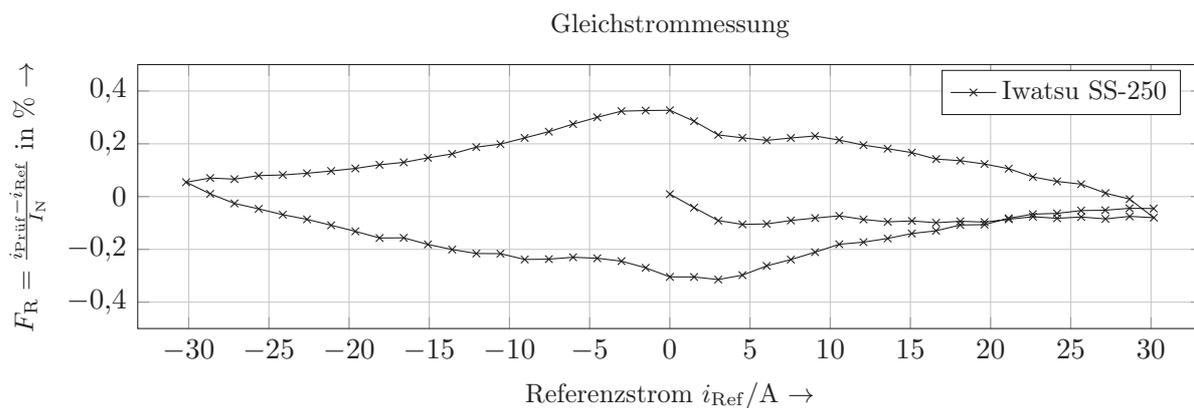


Abbildung F.19: Linearitätsmessung zu Iwatsu SS-250

Tabelle F.8: Messwerte zu Iwatsu SS-250

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	0,9997
absoluter Offset	c	-0,003929 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	0,0981 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	-0,02778 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,01302 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	0,3251 %

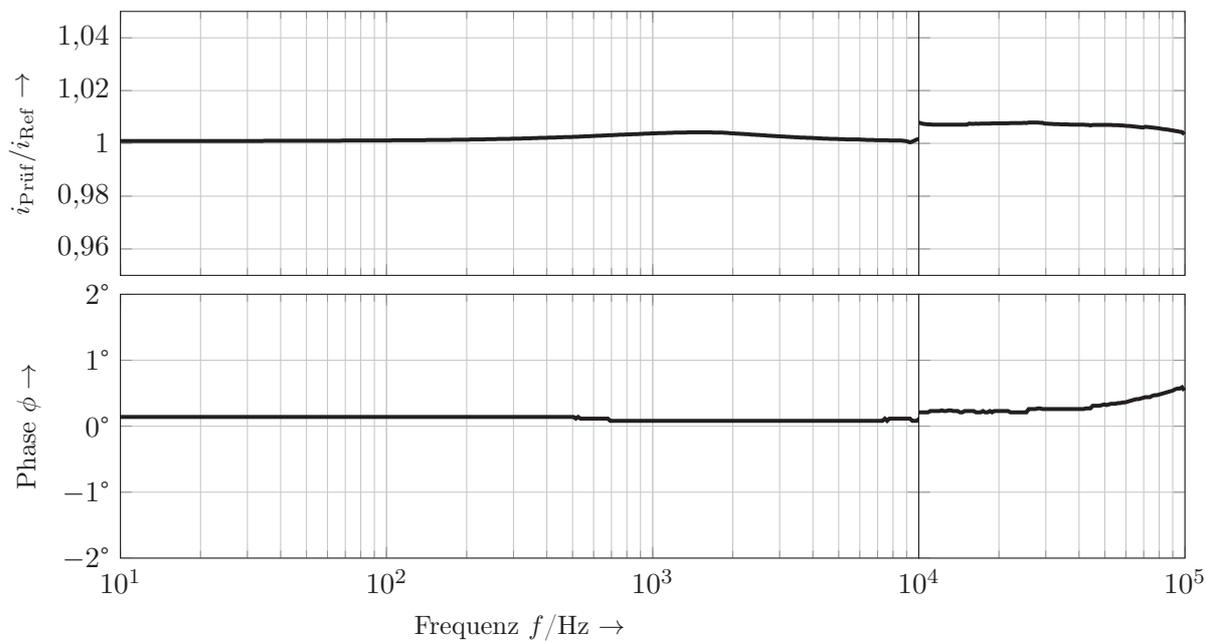


Abbildung F.20: Frequenzgang zu Iwatsu SS-250

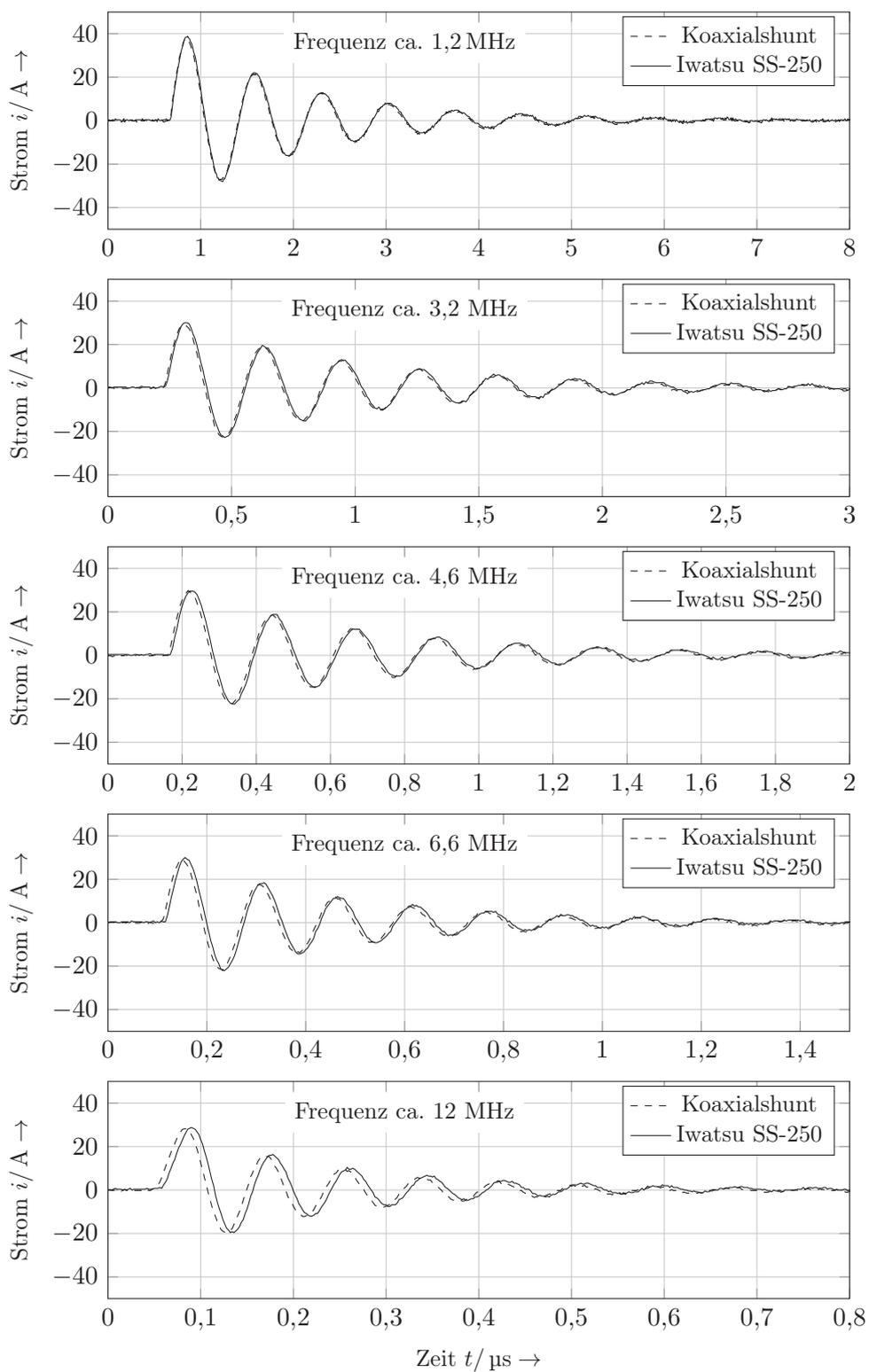


Abbildung F.21: Explosionsquelle mit Iwatsu SS-250

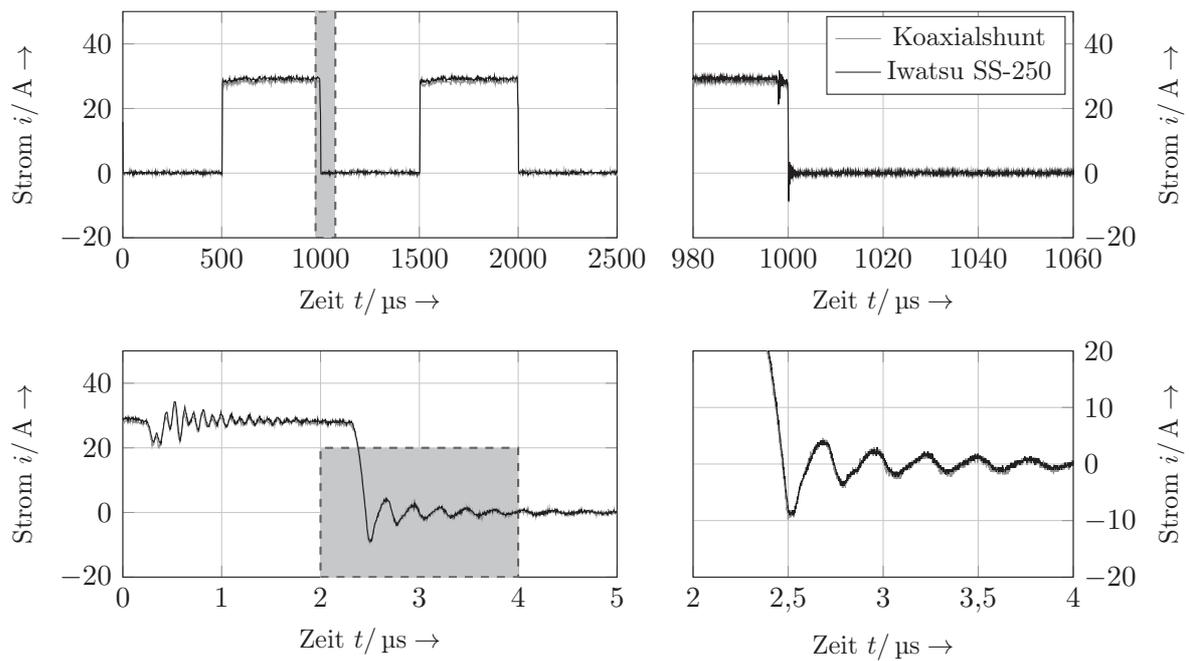


Abbildung F.22: Pulsquelle mit Iwatsu SS-250

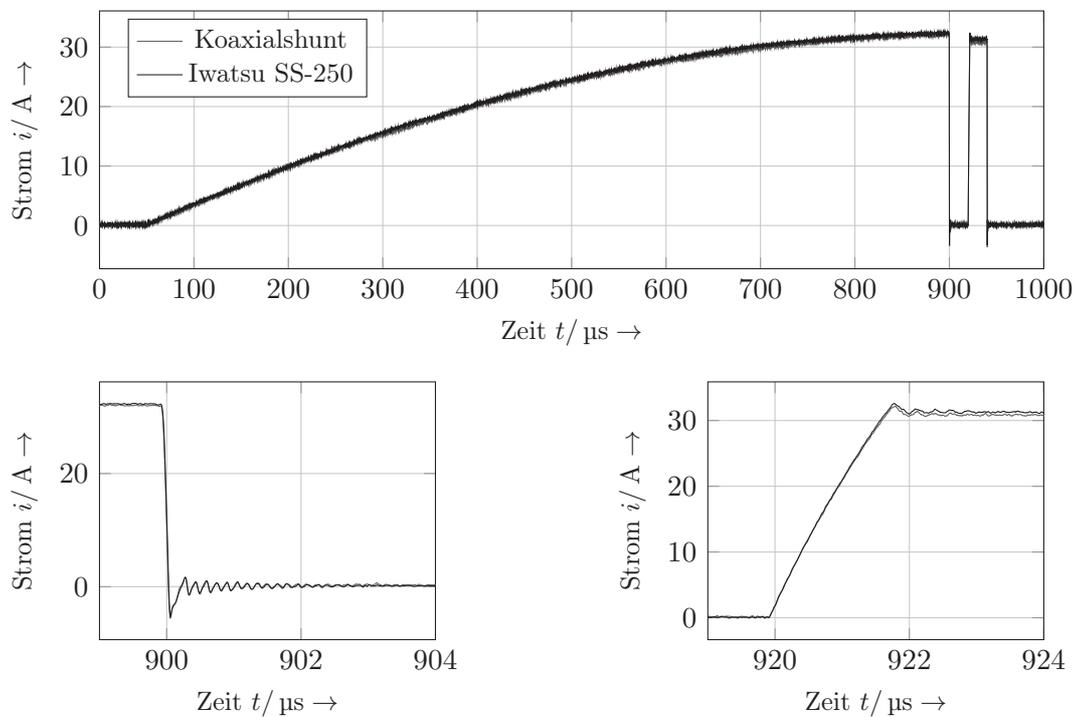


Abbildung F.23: Impulsmessung mit Iwatsu SS-250

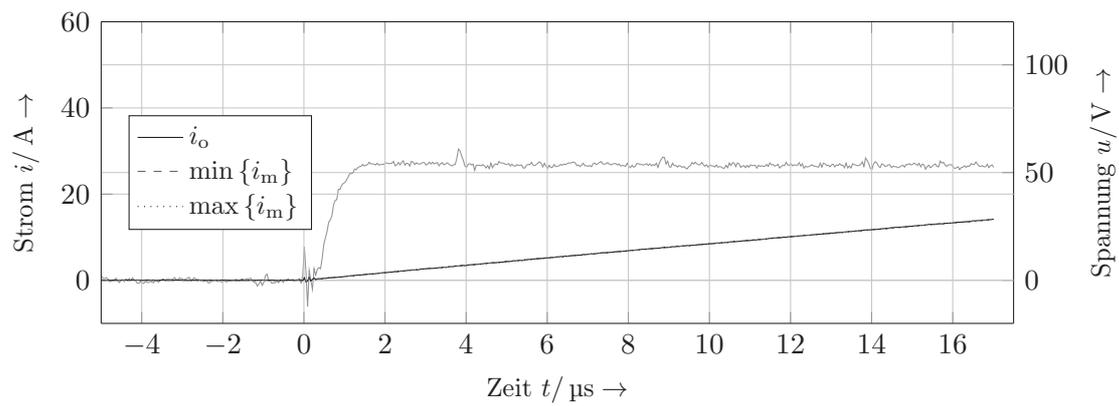


Abbildung F.24: Messung zur Einfügeinduktivität mit Iwatsu SS-250

Tabelle F.9: Iwatsu SS-250

Ermittelte Einfügeinduktivität	
A_L Einfüge, min	94,2 nH
A_L Einfüge, max	108,7 nH

F.2 Strommessung bis 200 A

Tabelle F.10: Datenblattangaben der Strommesszangen bis 200 A

Anbieter	Typ	Messbereich		Frequenzbereich Flankensteilheit	Genauigkeit
		RMS	Peak		
Prototyp ¹	HOKA-100AP	100 A	200 A	DC bis 10 MHz	$\pm 1\%$ von I_N
Iwatsu	SS-260	150 A	300 A	DC bis 10 MHz	$\pm 1\%$ d. M. ± 100 mA
ILEA	SMZ 200	141,4 A	250 A	> 1500 A/ μ s	$\pm 0,5\%$ von I_N
Tektronix	TCP303	150 A	500 A	DC bis 15 MHz	$\pm 1\%$ d. M.

¹Dr. N. Karrer, nkarrer@ethz.ch

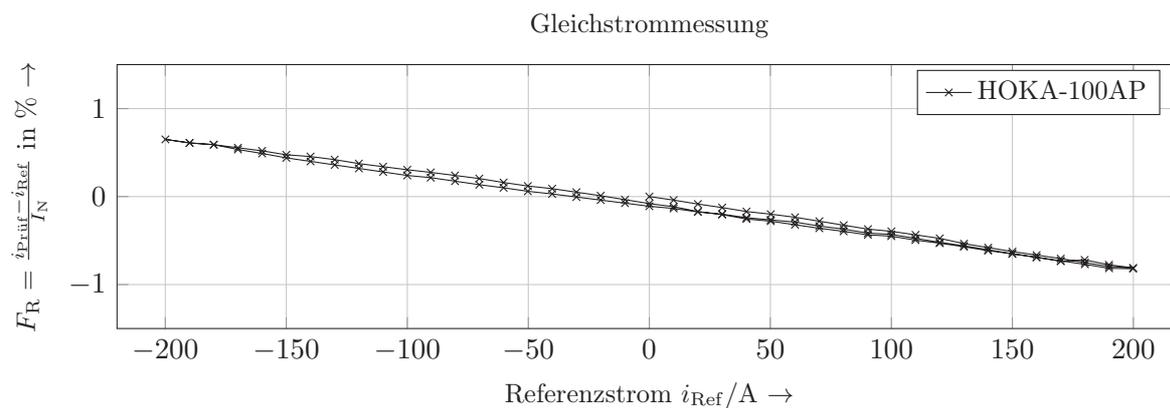


Abbildung F.25: Linearitätsmessung zu HOKA-100AP

Tabelle F.11: Messwerte zu HOKA-100AP

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	0,9927
absoluter Offset	c	-0,1603 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-1,64 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	-0,7312 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,08018 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	-0,8202 %

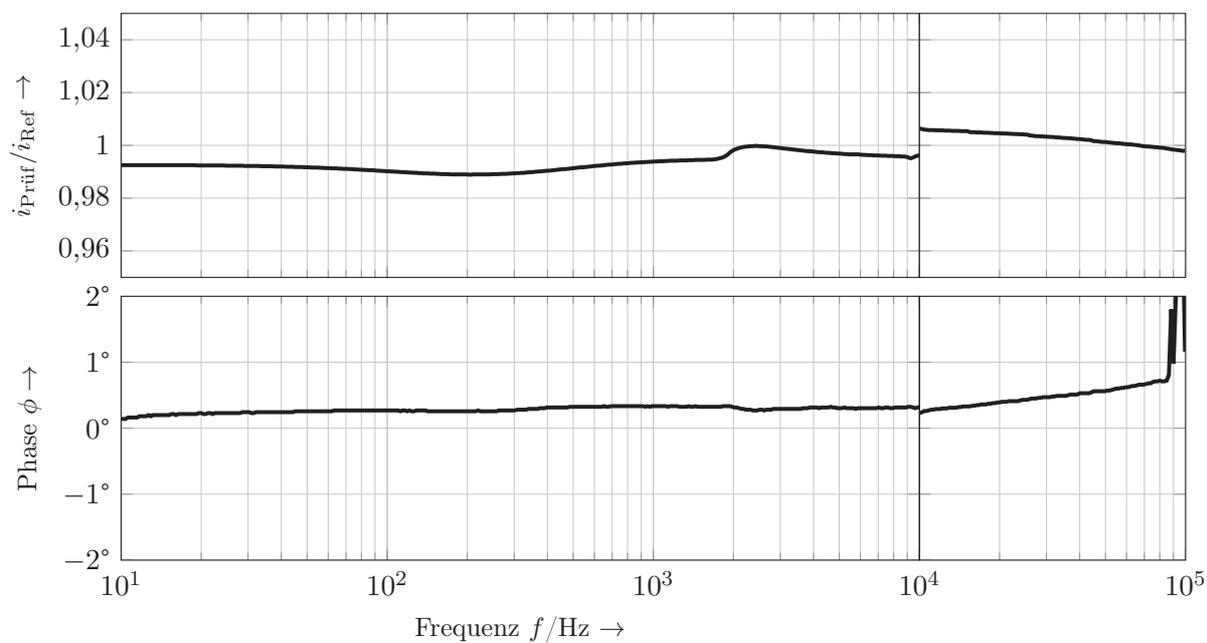


Abbildung F.26: Frequenzgang zu HOKA-100AP

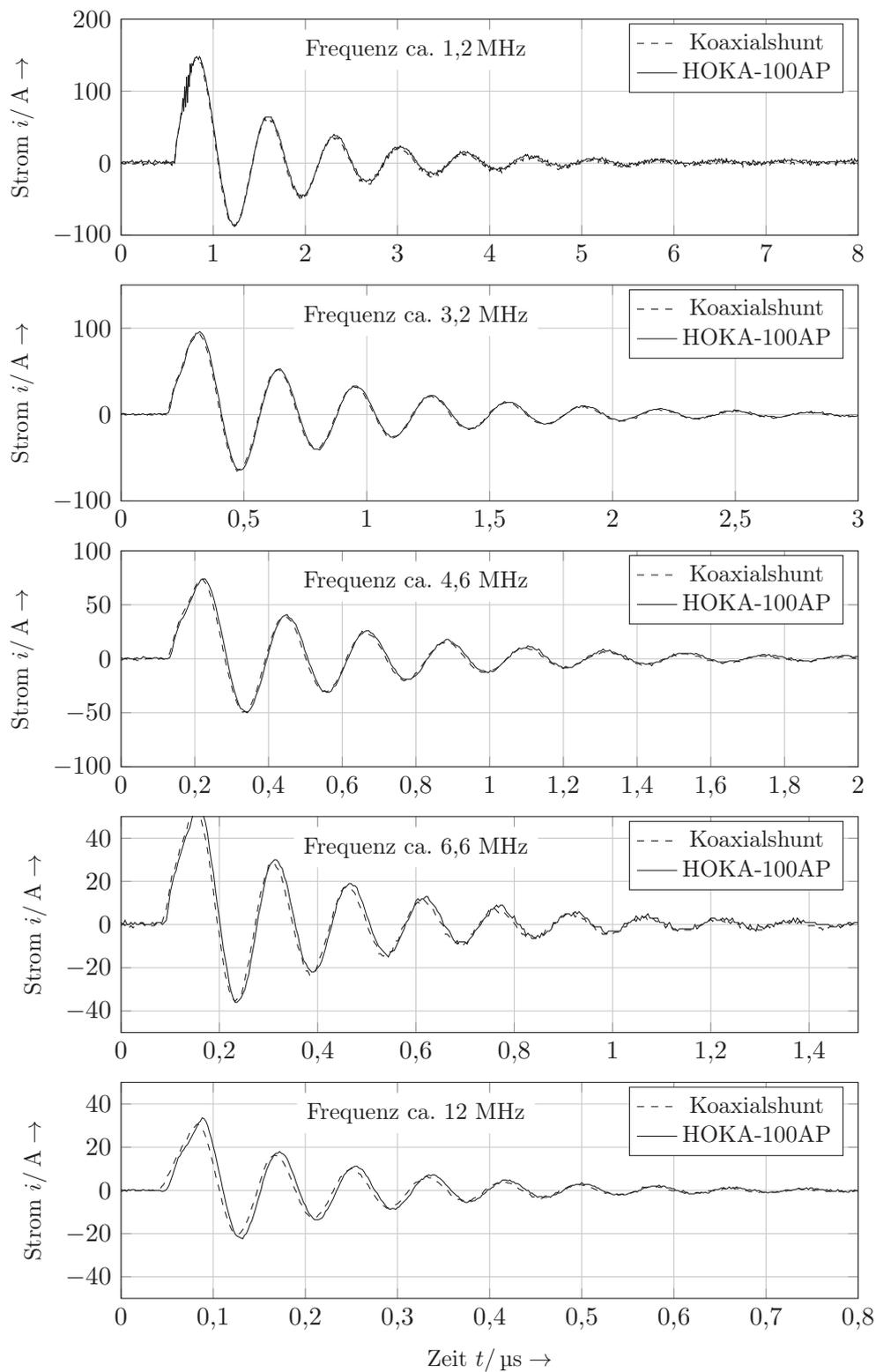


Abbildung F.27: Explosionsquelle mit HOKA-100AP

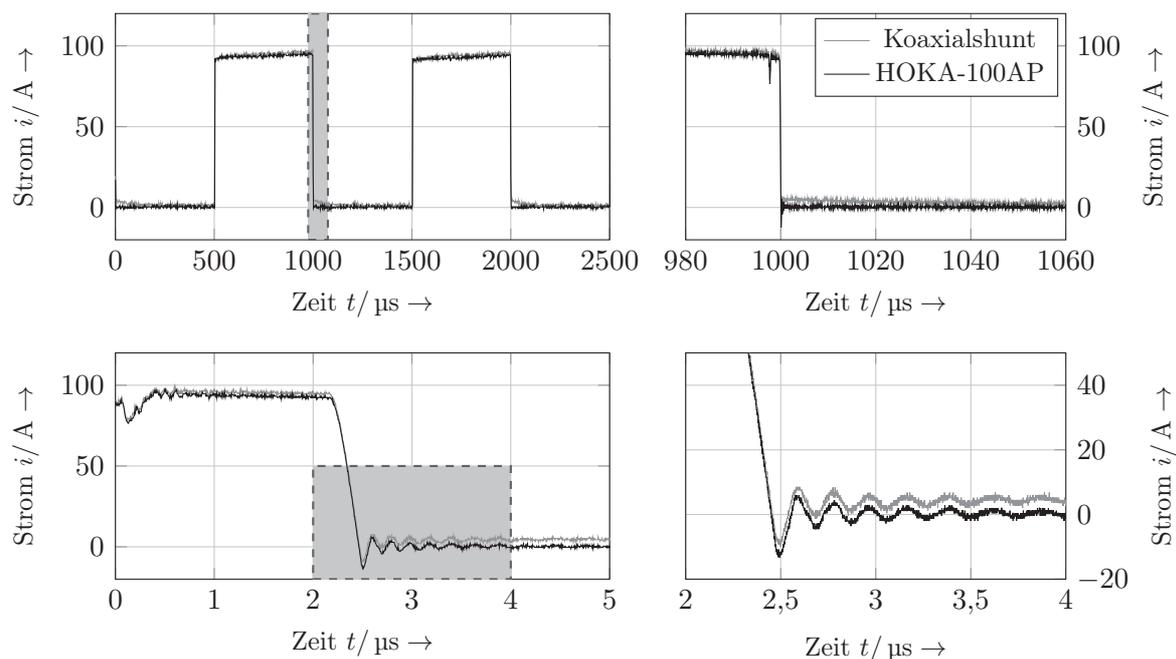


Abbildung F.28: Pulsquelle mit HOKA-100AP

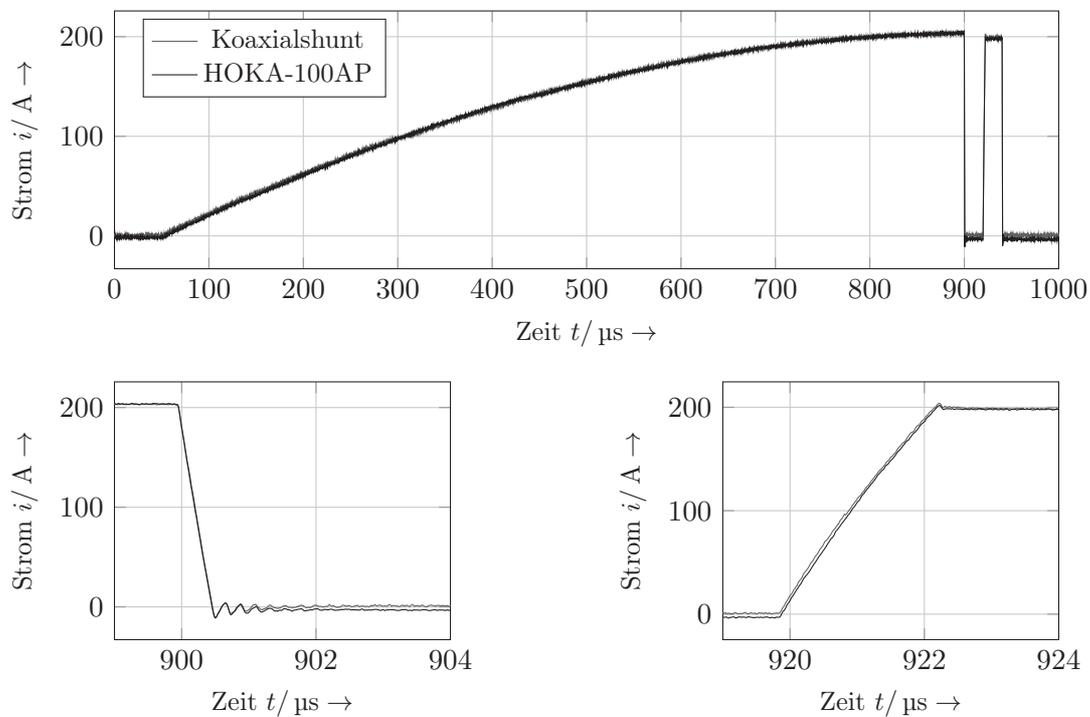


Abbildung F.29: Impulsmessung mit HOKA-100AP

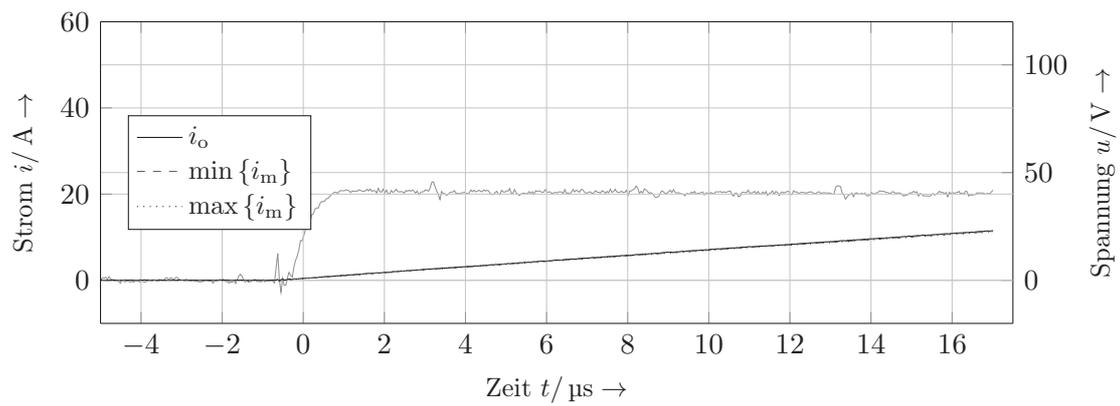


Abbildung F.30: Messung zur Einfügeinduktivität mit HOKA-100AP

Tabelle F.12: HOKA-100AP

Ermittelte Einfügeinduktivität	
$A_{L, \text{Einfüge, min}}$	10,0 nH
$A_{L, \text{Einfüge, max}}$	12,6 nH

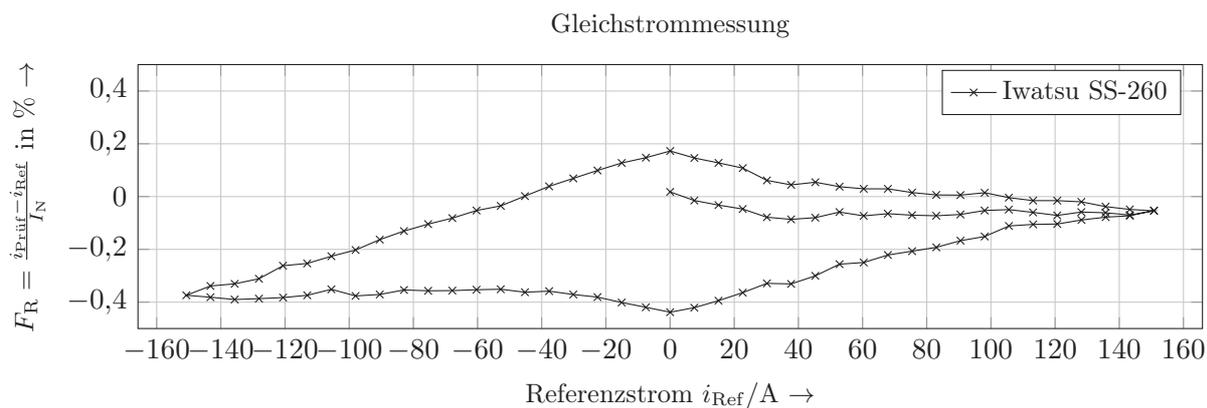


Abbildung F.31: Linearitätsmessung zu Iwatsu SS-260

Tabelle F.13: Messwerte zu Iwatsu SS-260

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	1,002
absoluter Offset	c	-0,2406 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-0,657 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{EmpfR}	0,1523 %
relativer Offsetfehler	F_{OffR}	-0,1595 %
relativer Linearitätsfehler	F_{LinR}	-0,4355 %

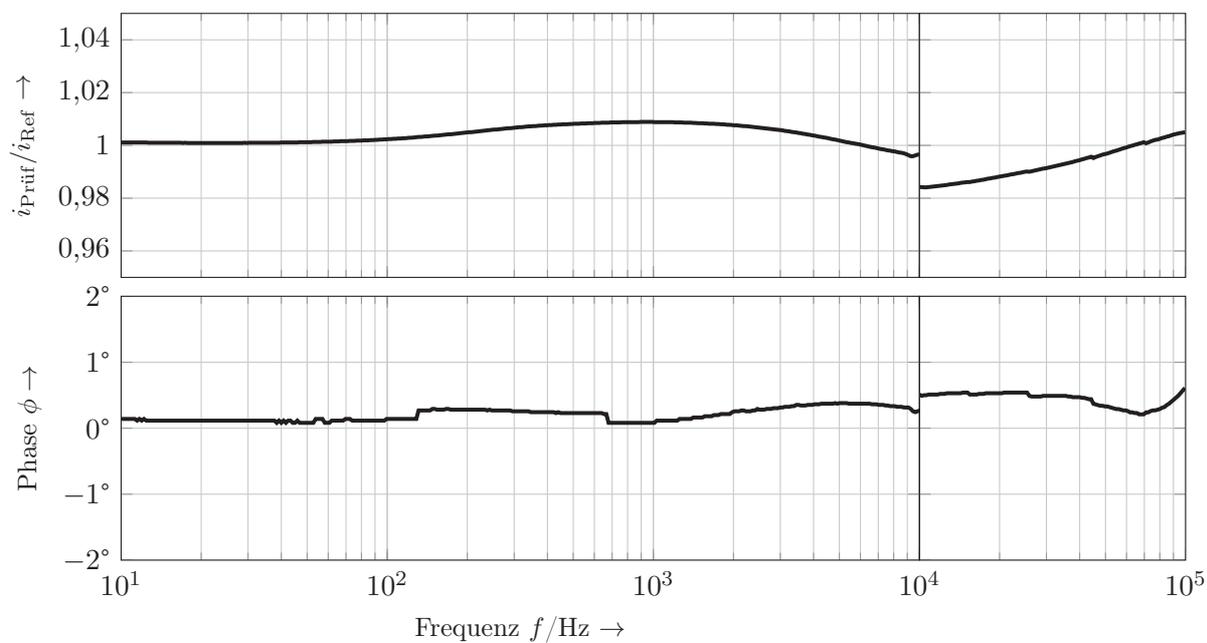


Abbildung F.32: Frequenzgang zu Iwatsu SS-260

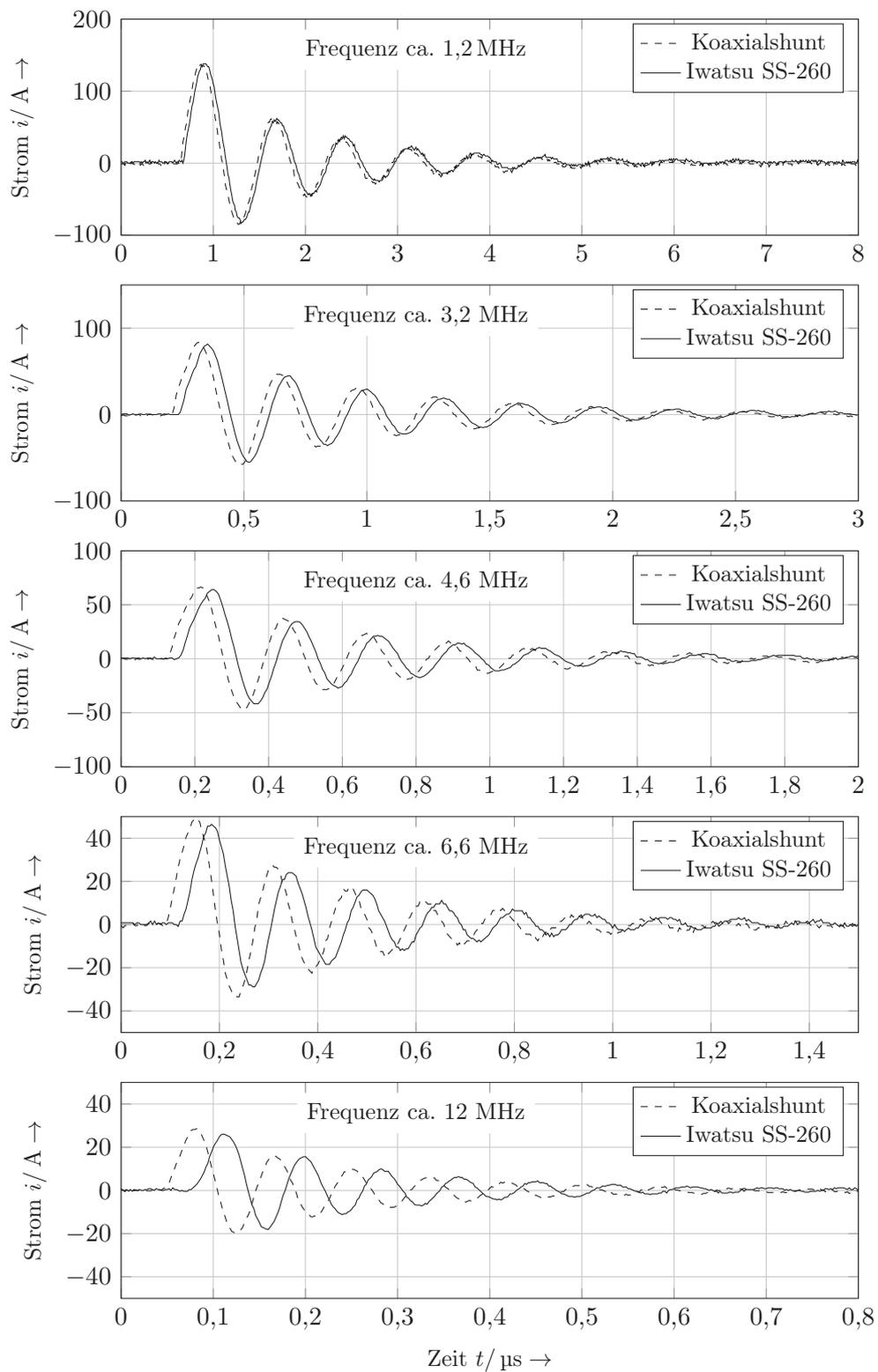


Abbildung F.33: Explosionsquelle mit Iwatsu SS-260

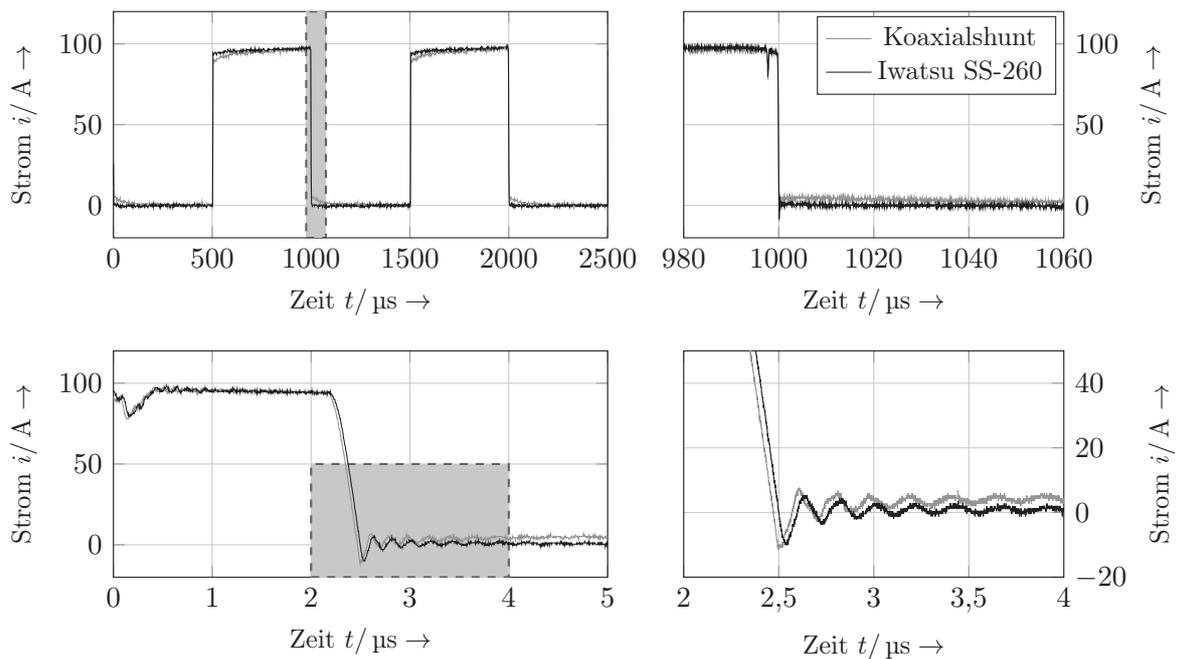


Abbildung F.34: Pulsquelle mit Iwatsu SS-260

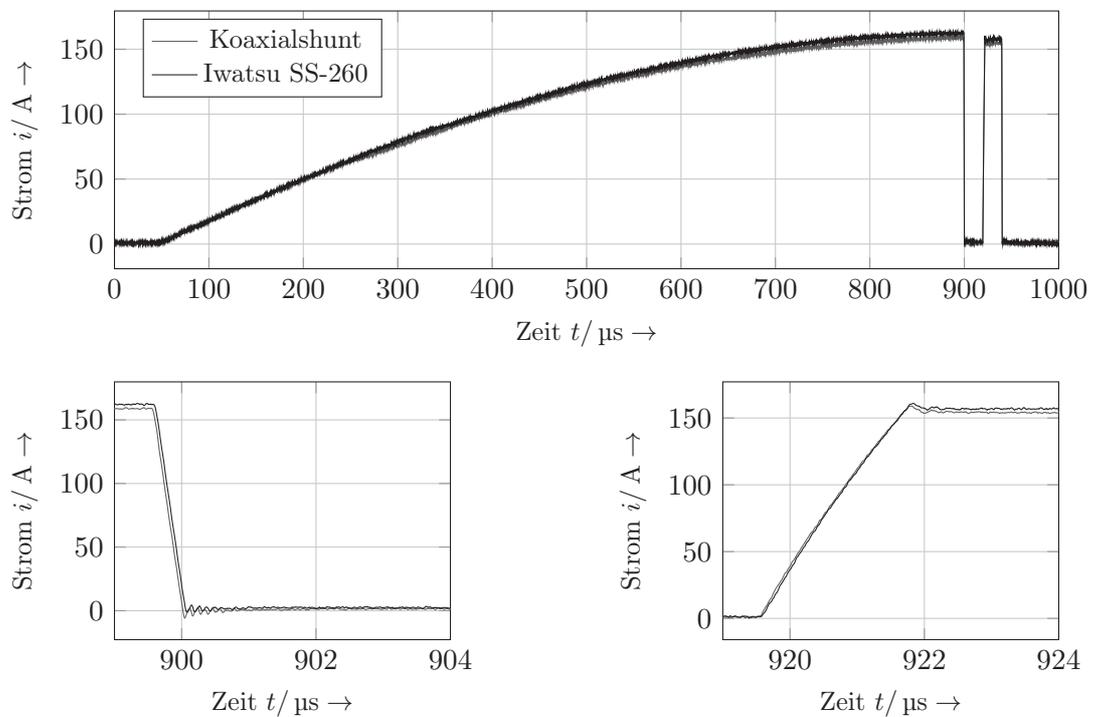


Abbildung F.35: Impulsmessung mit Iwatsu SS-260

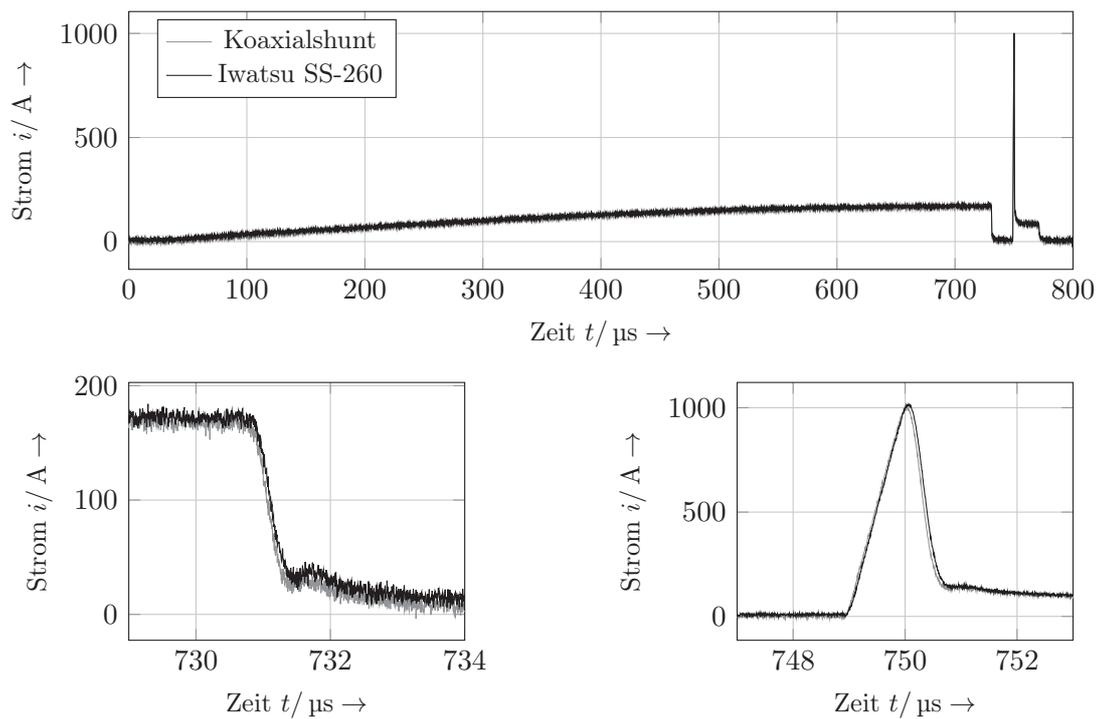


Abbildung F.36: Impulsmessung mit Iwatsu SS-260

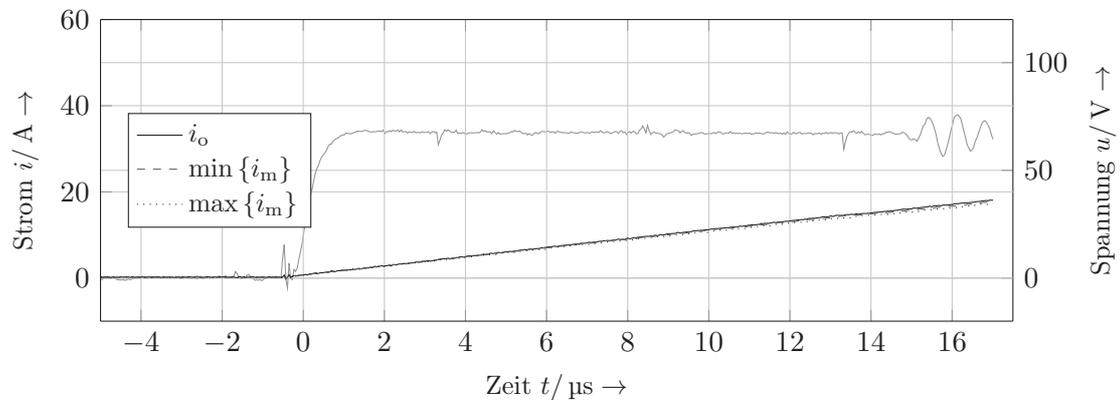


Abbildung F.37: Messung zur Einfügeinduktivität mit Iwatsu SS-260

Tabelle F.14: Iwatsu SS-260

Ermittelte Einfügeinduktivität

$A_{L, \text{Einfüge, min}}$	19,7 nH
$A_{L, \text{Einfüge, max}}$	38,2 nH

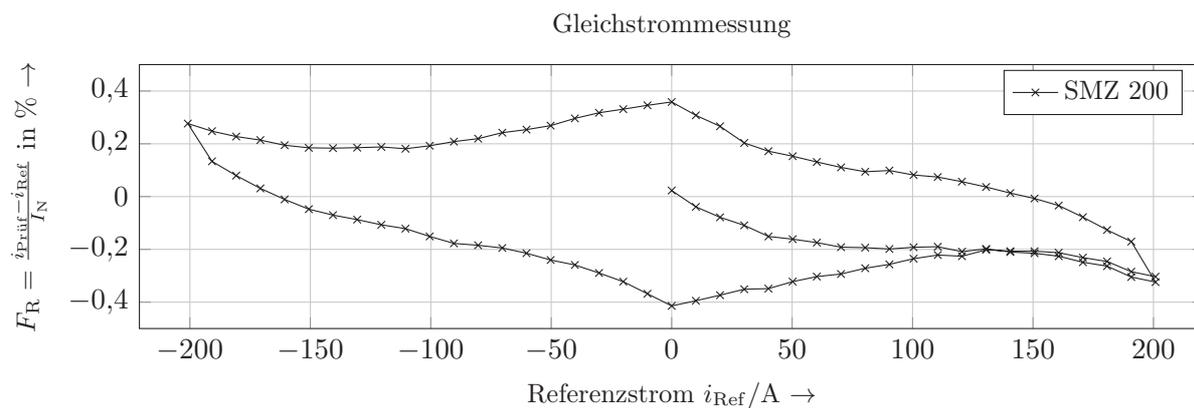


Abbildung F.38: Linearitätsmessung zu SMZ 200

Tabelle F.15: Messwerte zu SMZ 200

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	0,9982
absoluter Offset	c	-0,07781 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-0,8285 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	-0,1834 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,03874 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	-0,4125 %

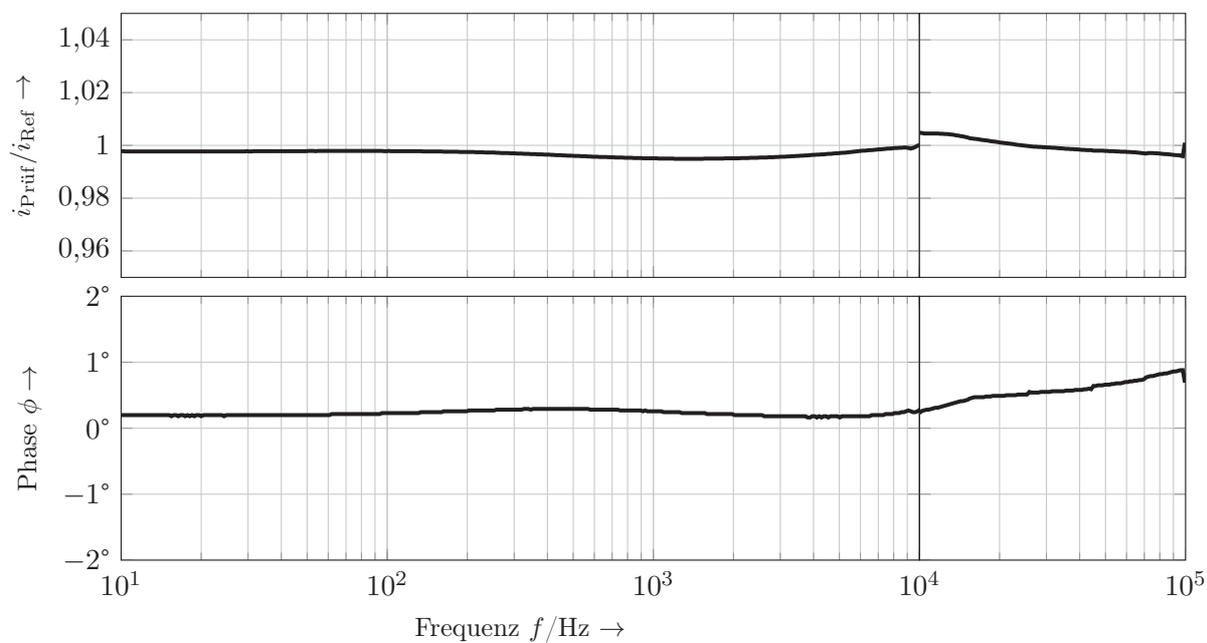


Abbildung F.39: Frequenzgang zu SMZ 200

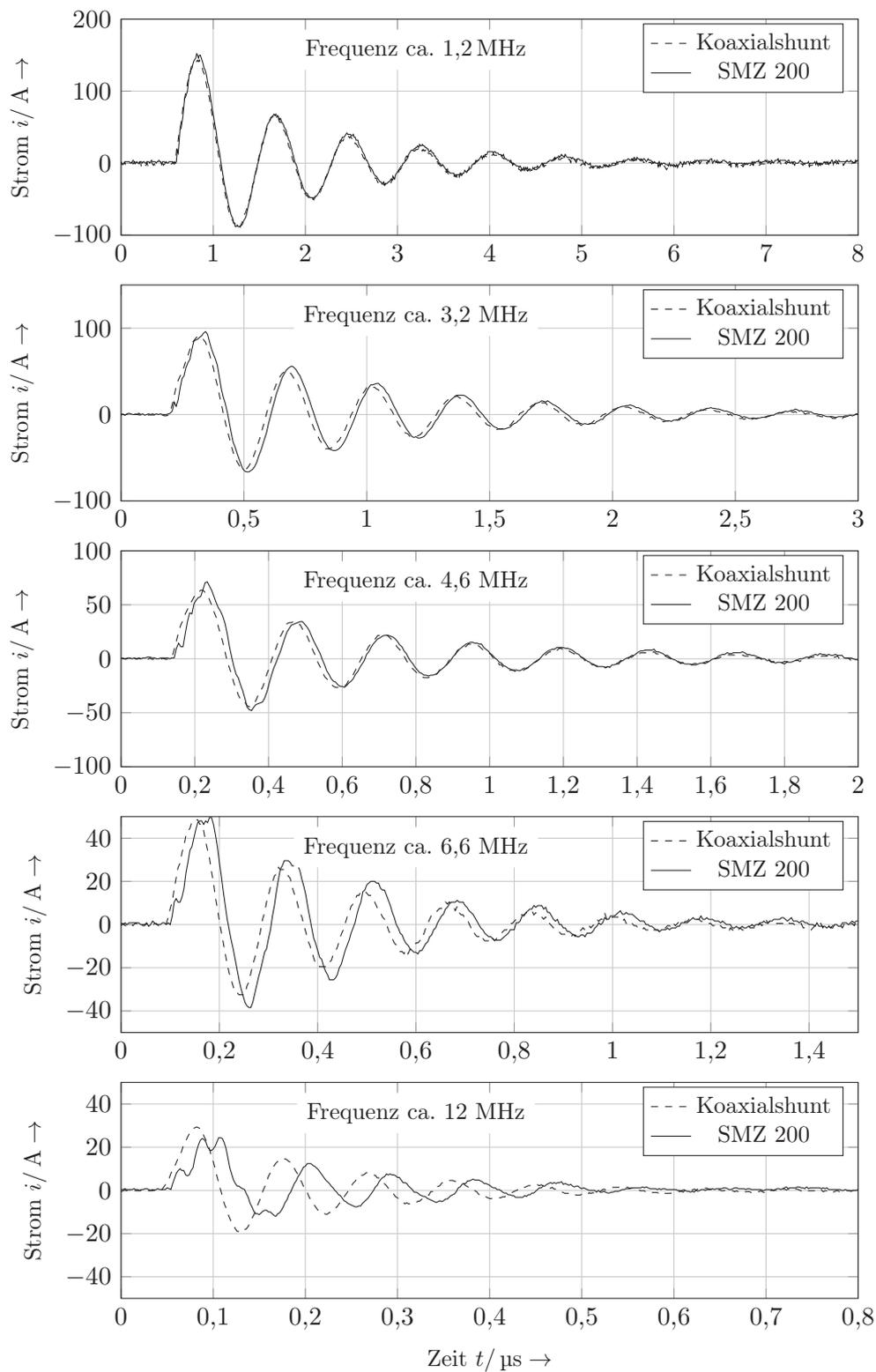


Abbildung F.40: Explosionsquelle mit SMZ 200

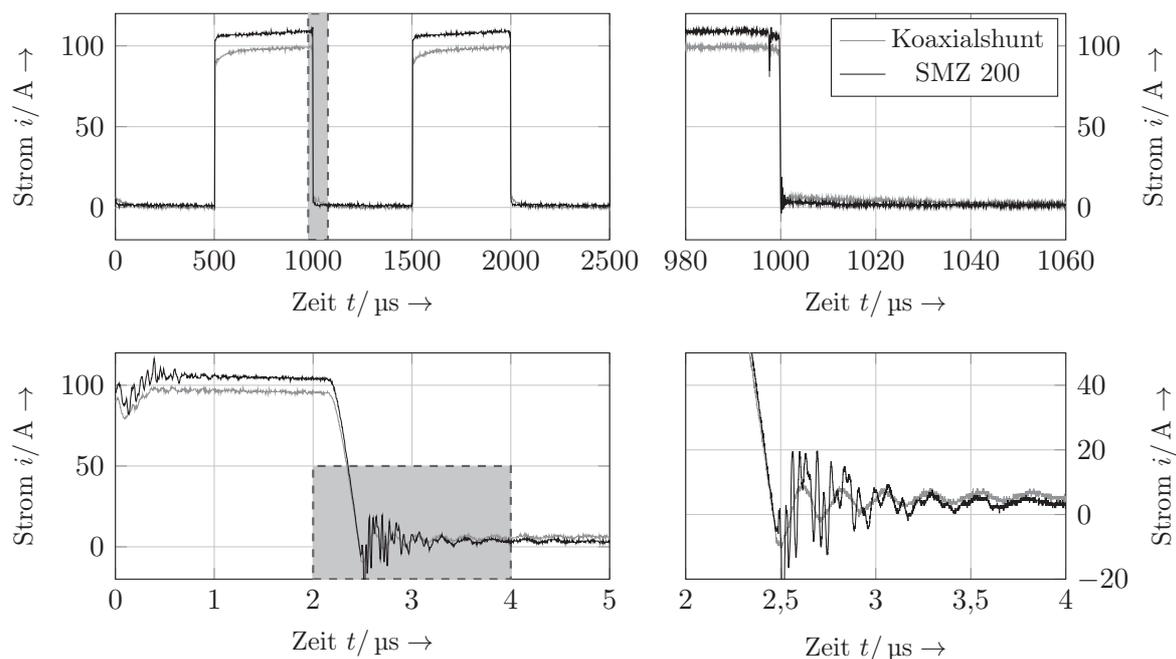


Abbildung F.41: Pulsquelle mit SMZ 200

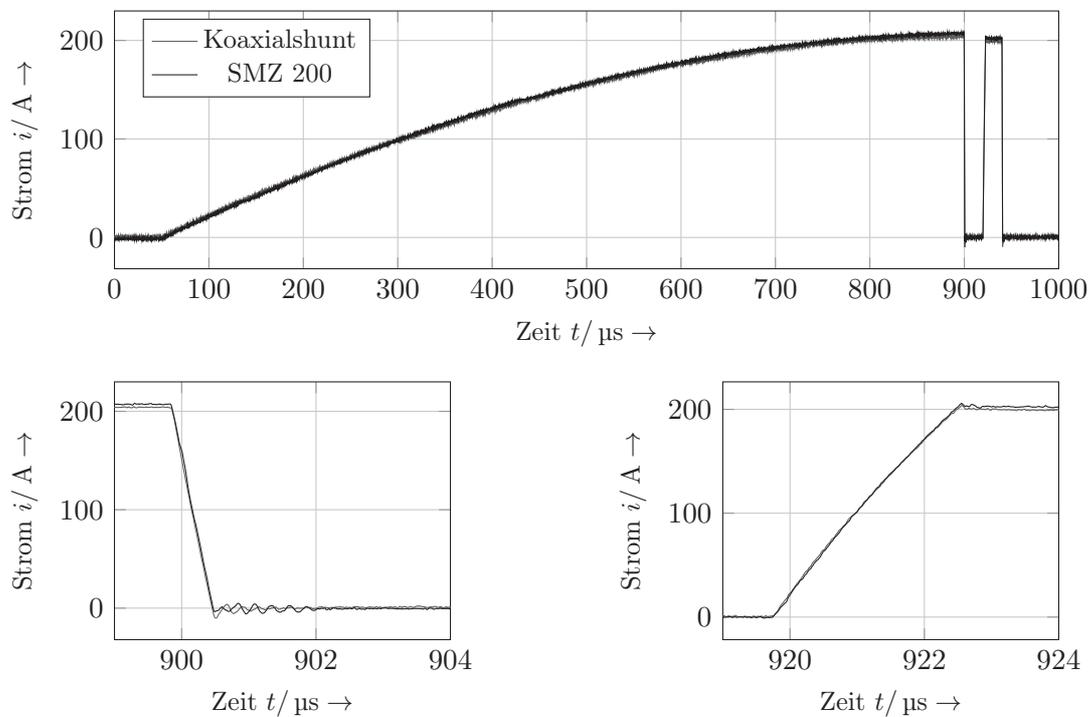


Abbildung F.42: Impulsmessung mit SMZ 200

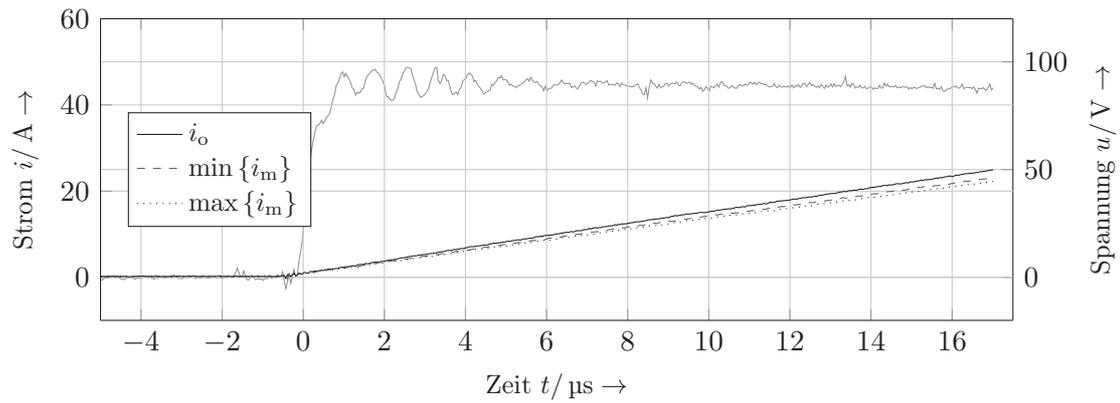


Abbildung F.43: Messung zur Einfügeinduktivität mit SMZ 200

Tabelle F.16: SMZ 200

Ermittelte Einfügeinduktivität	
$A_{L, \text{Einfüge, min}}$	53,2 nH
$A_{L, \text{Einfüge, max}}$	78,9 nH

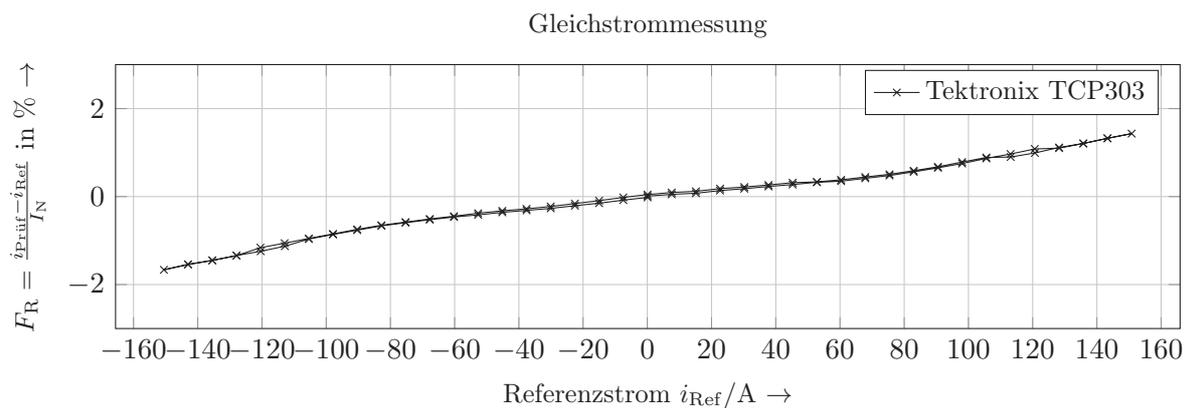


Abbildung F.44: Linearitätsmessung zu Tektronix TCP303

Tabelle F.17: Messwerte zu Tektronix TCP303

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	1,013
absoluter Offset	c	-0,0738 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-2,497 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	1,34 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,04893 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	-1,656 %

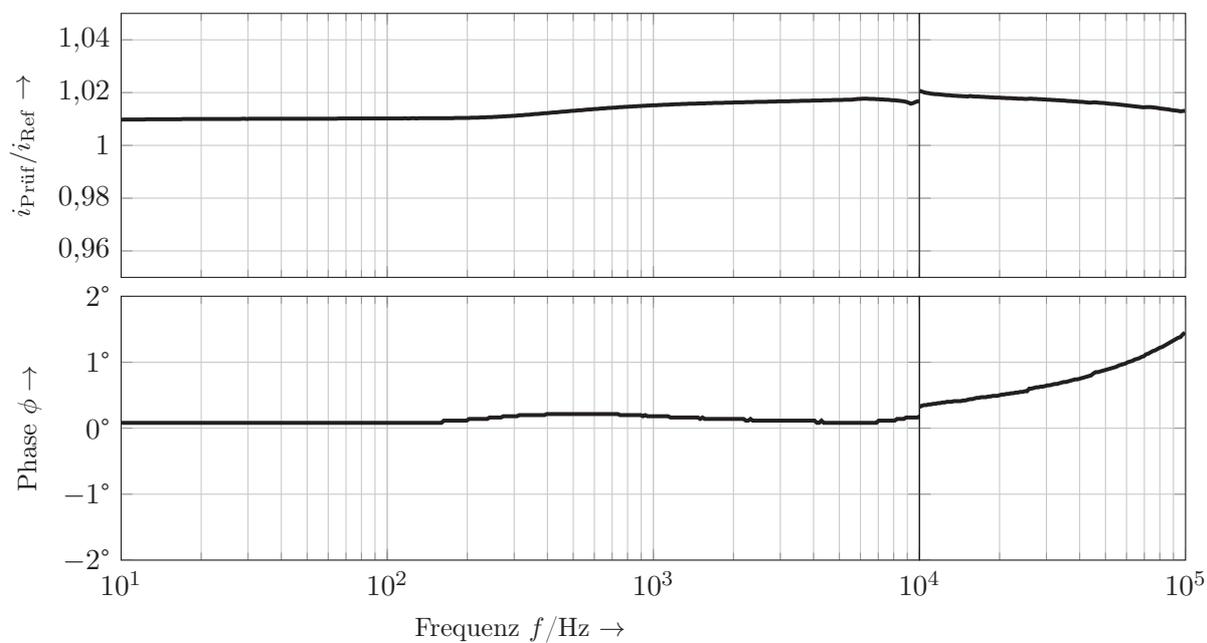


Abbildung F.45: Frequenzgang zu Tektronix TCP303

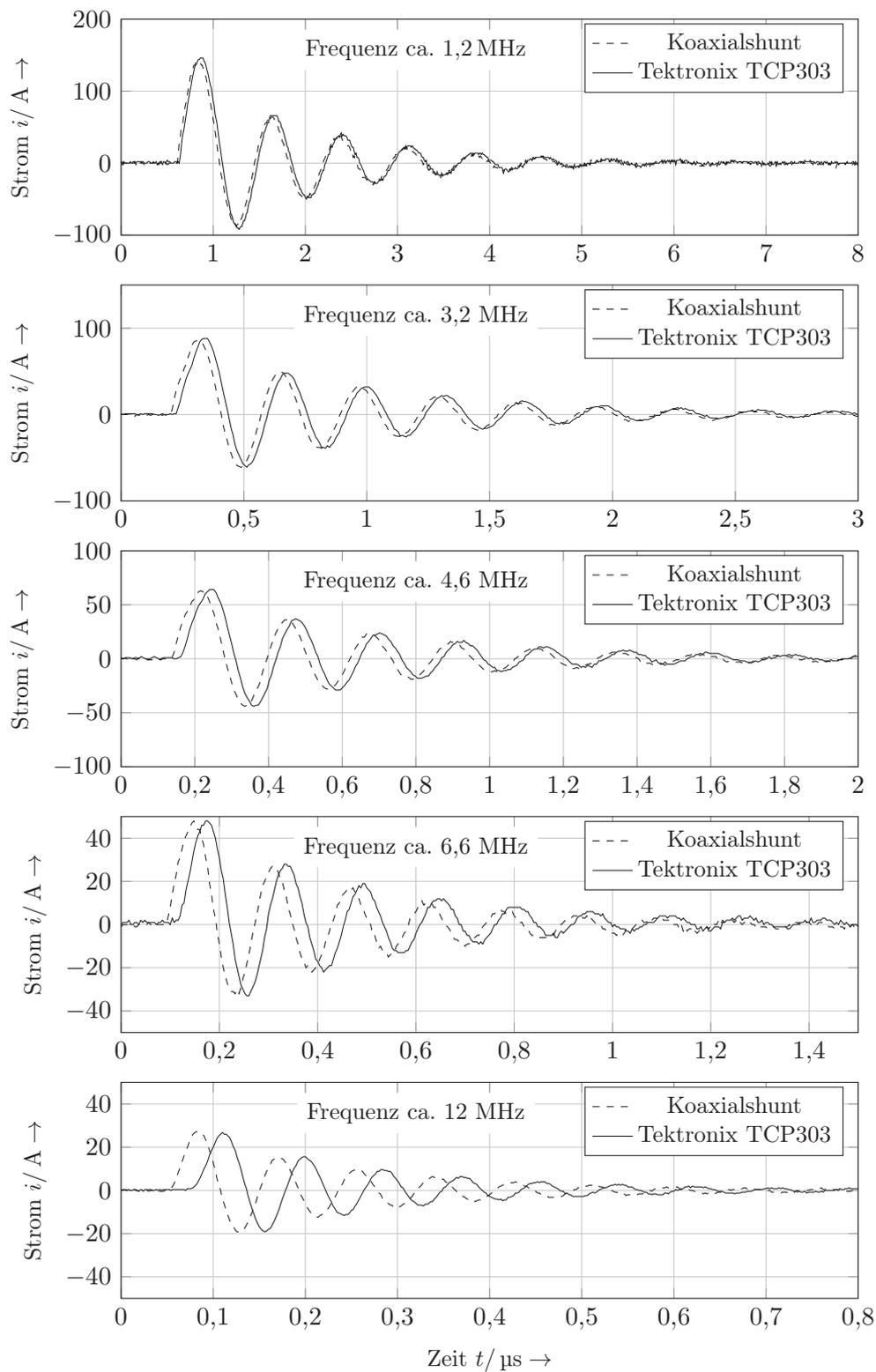


Abbildung F.46: Explosionsquelle mit Tektronix TCP303

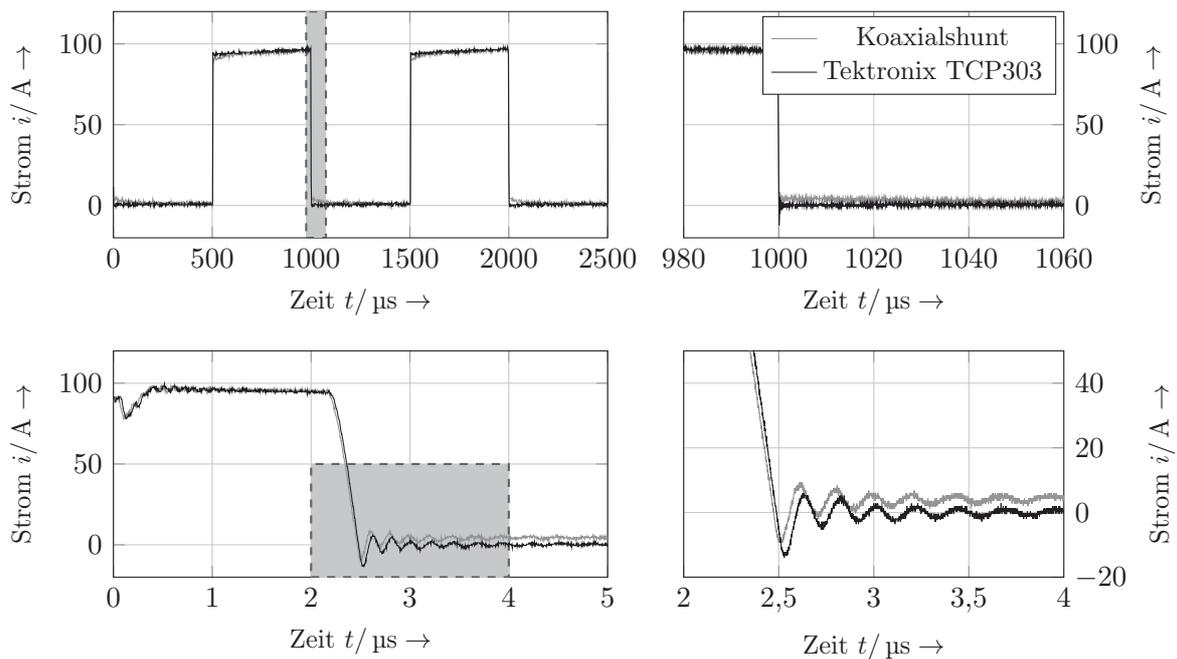


Abbildung F.47: Pulsquelle mit Tektronix TCP303

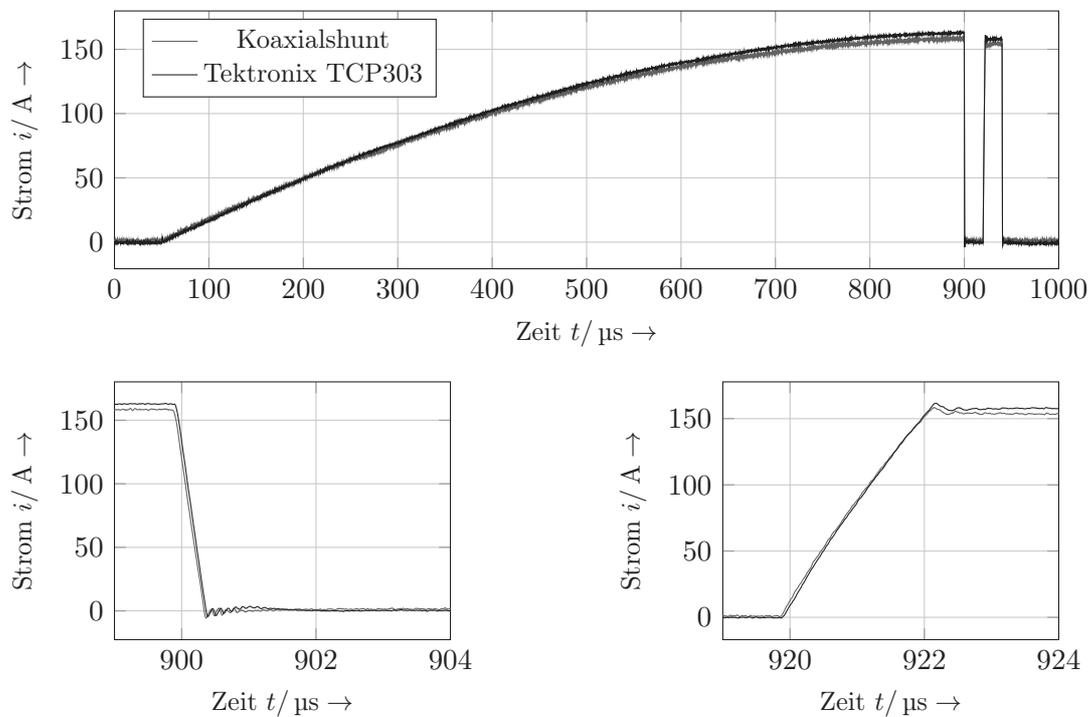


Abbildung F.48: Impulsmessung mit Tektronix TCP303

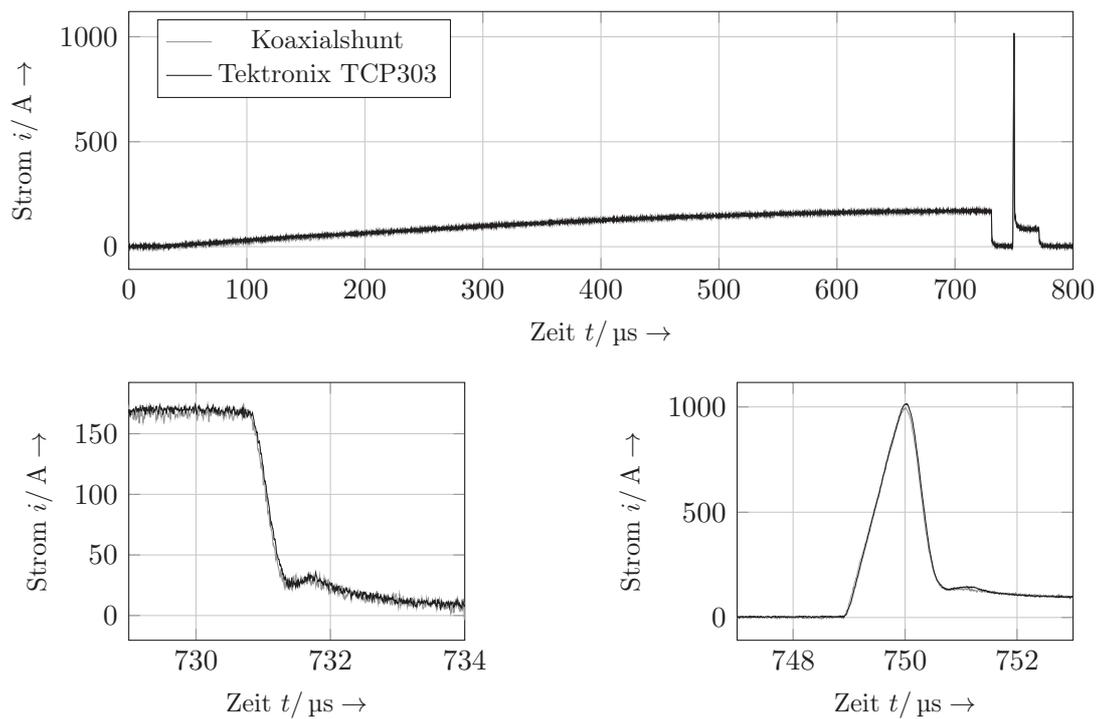


Abbildung F.49: Impulsmessung mit Tektronix TCP303

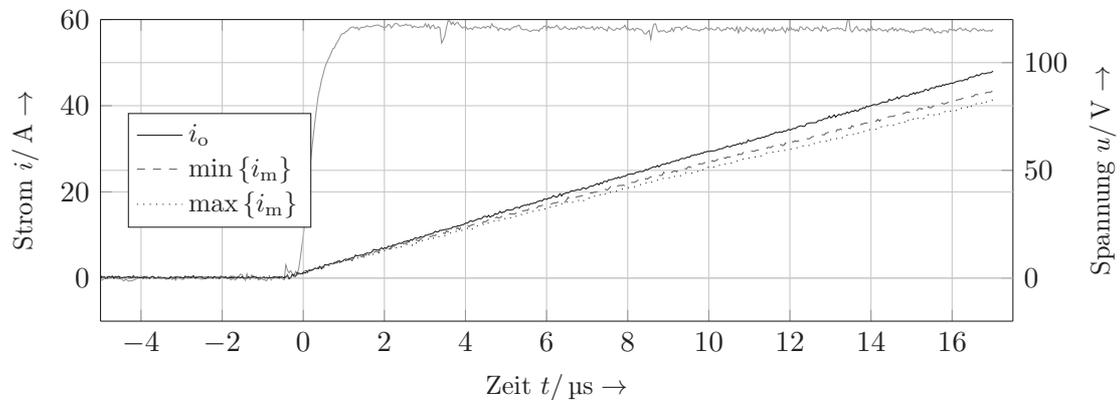


Abbildung F.50: Messung zur Einfügeinduktivität mit Tektronix TCP303

Tabelle F.18: Tektronix TCP303

Ermittelte Einfügeinduktivität

$A_{L, \text{Einfüge, min}}$	12,1 nH
$A_{L, \text{Einfüge, max}}$	18,9 nH

F.3 Strommessung für Ströme größer 500 A

Tabelle F.19: Datenblattangaben der Strommesszangen größer 500 A

Anbieter	Typ	Messbereich		Frequenzbereich Flankensteilheit	Genauigkeit
		RMS	Peak		
Iwatsu	SS-270	500 A	700 A	DC bis 2 MHz	$\pm 1\%$ d. M. ± 500 mA
ILEA	SMZ 805	565,7 A	1500 A	> 1500 A/ μ s	$\pm 3\%$ d. M.
Tektronix	TCP404XL	500 A	750 A	DC bis 2 MHz	$\pm 1\%$ d. M.

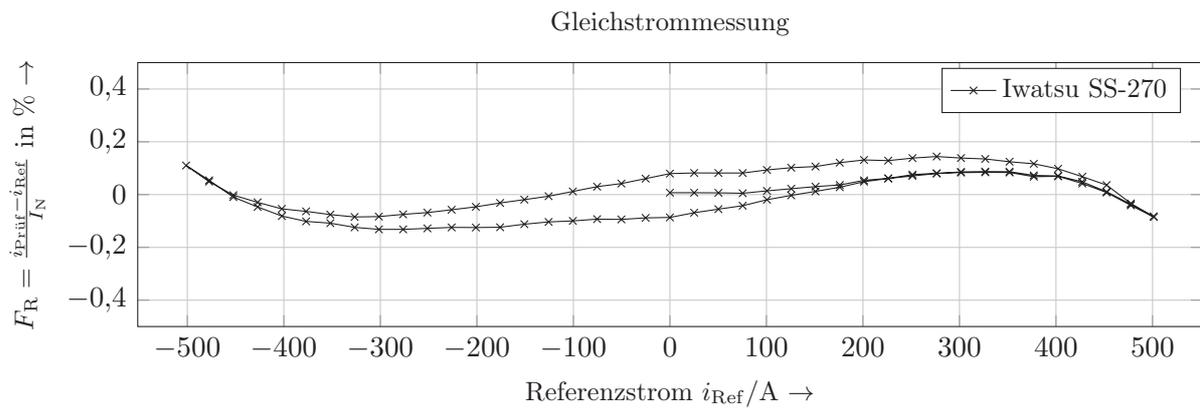


Abbildung F.51: Linearitätsmessung zu Iwatsu SS-270

Tabelle F.20: Messwerte zu Iwatsu SS-270

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	1,001
absoluter Offset	c	0,004266 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	0,721 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	0,07551 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	0,0008509 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	0,1438 %

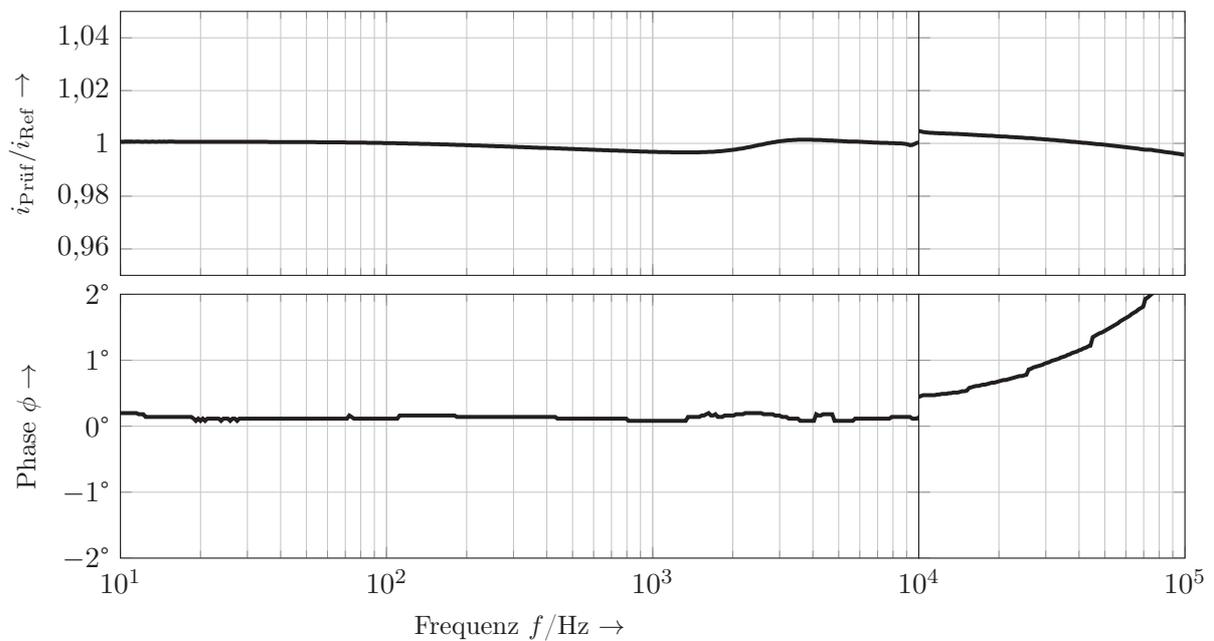
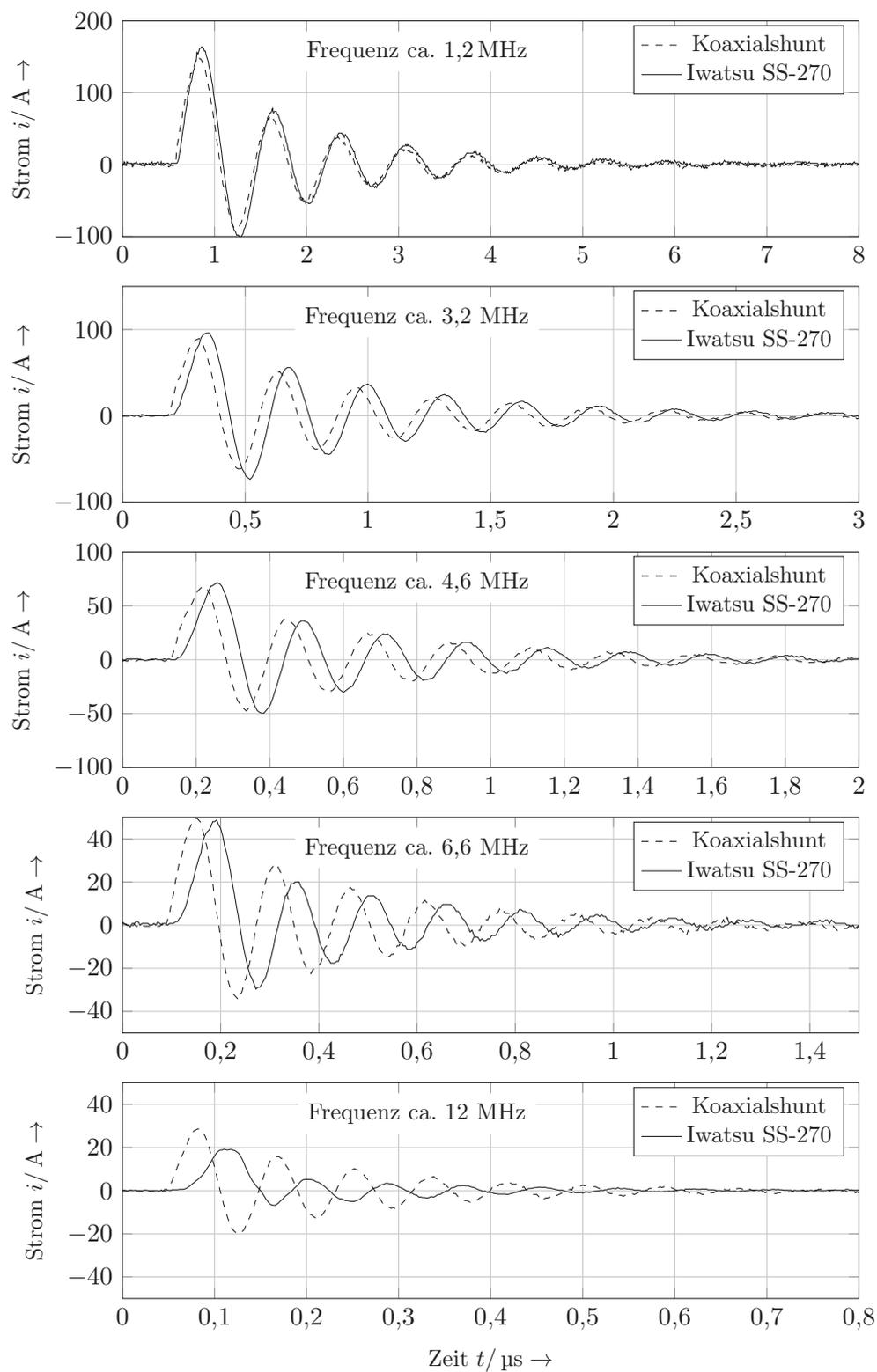


Abbildung F.52: Frequenzgang zu Iwatsu SS-270

**Abbildung F.53:** Explosionsquelle mit Iwatsu SS-270

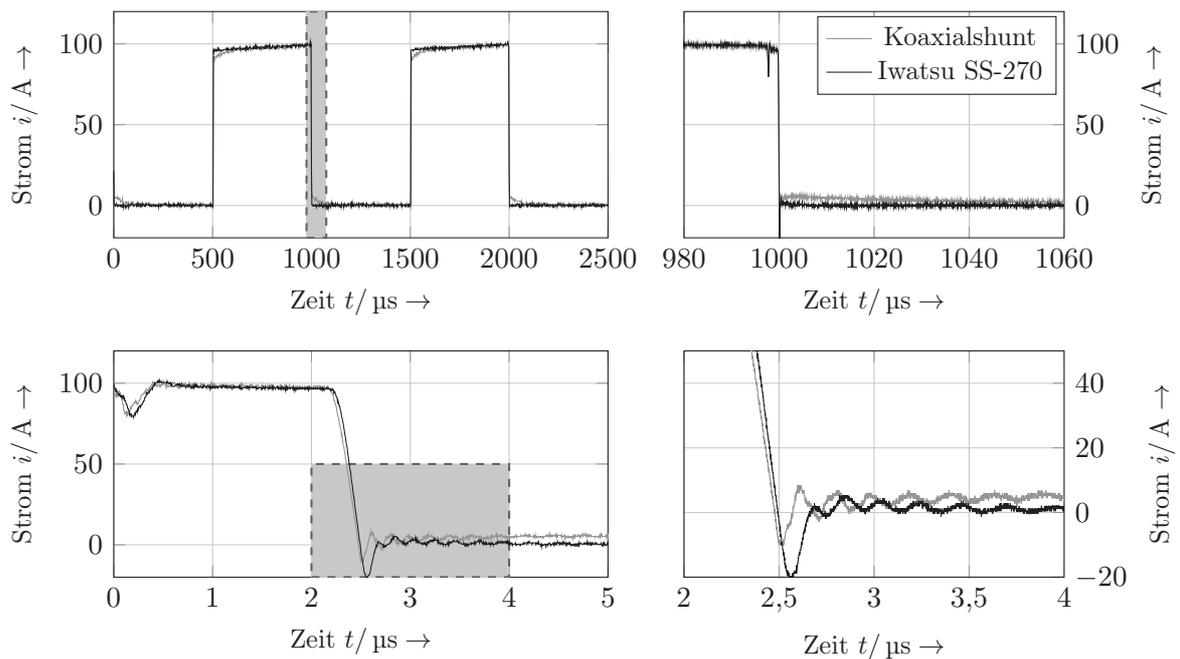


Abbildung F.54: Pulsquelle mit Iwatsu SS-270

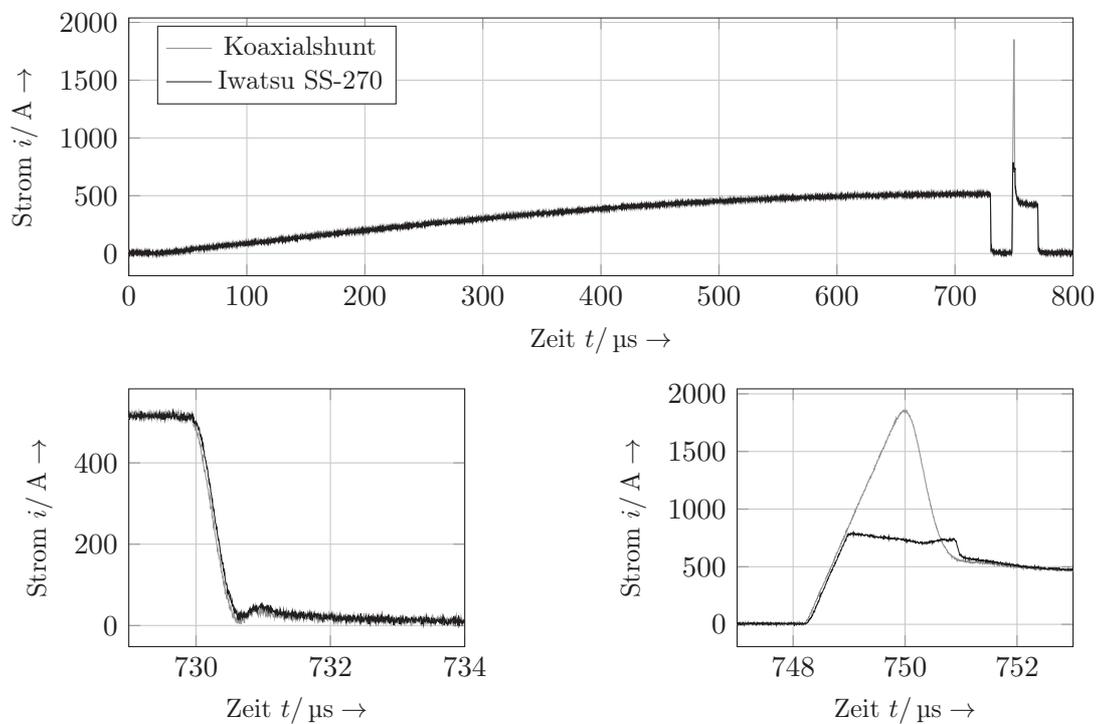


Abbildung F.55: Impulsmessung mit Iwatsu SS-270

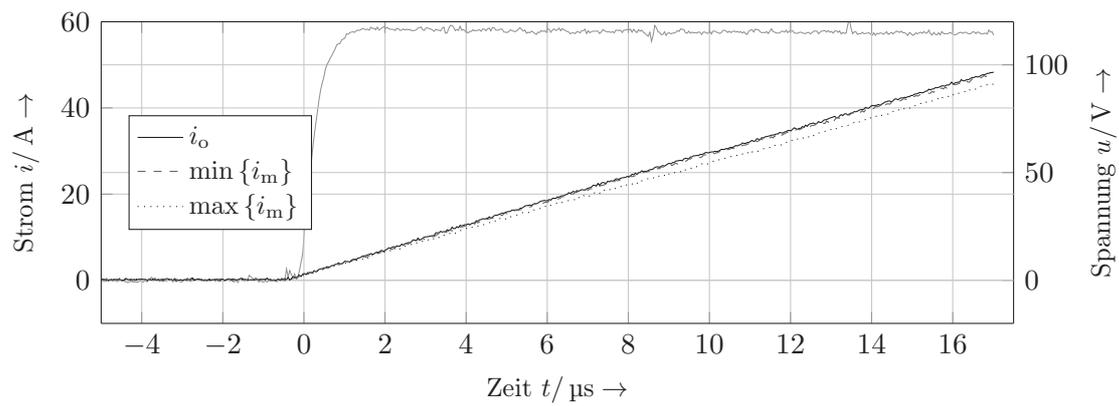


Abbildung F.56: Messung zur Einfügeinduktivität mit Iwatsu SS-270

Tabelle F.21: Iwatsu SS-270

Ermittelte Einfügeinduktivität	
A_L Einfüge, min	0,9 nH
A_L Einfüge, max	7,0 nH

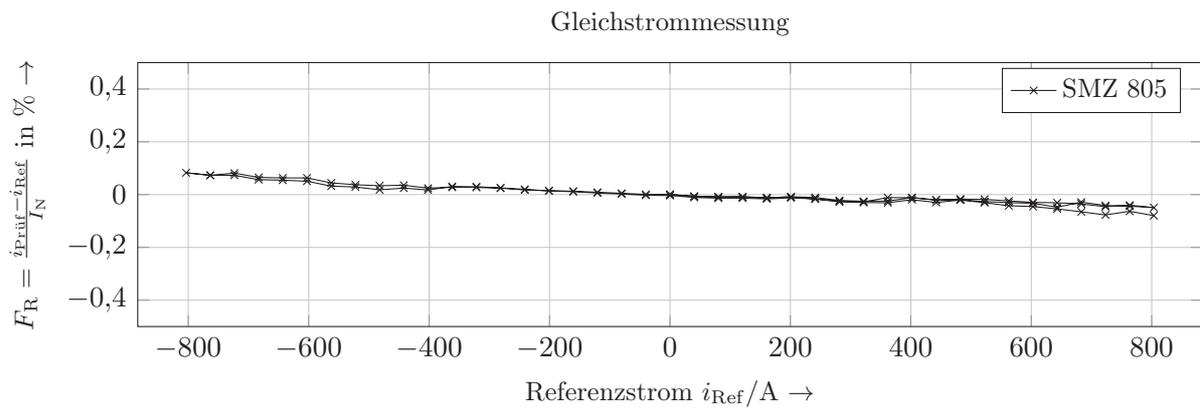


Abbildung F.57: Linearitätsmessung zu SMZ 805

Tabelle F.22: Messwerte zu SMZ 805

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	0,9994
absoluter Offset	c	0,02727 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	0,661 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{EmpfR}	-0,05893 %
relativer Offsetfehler	F_{OffR}	0,003393 %
relativer Linearitätsfehler	F_{LinR}	0,08226 %

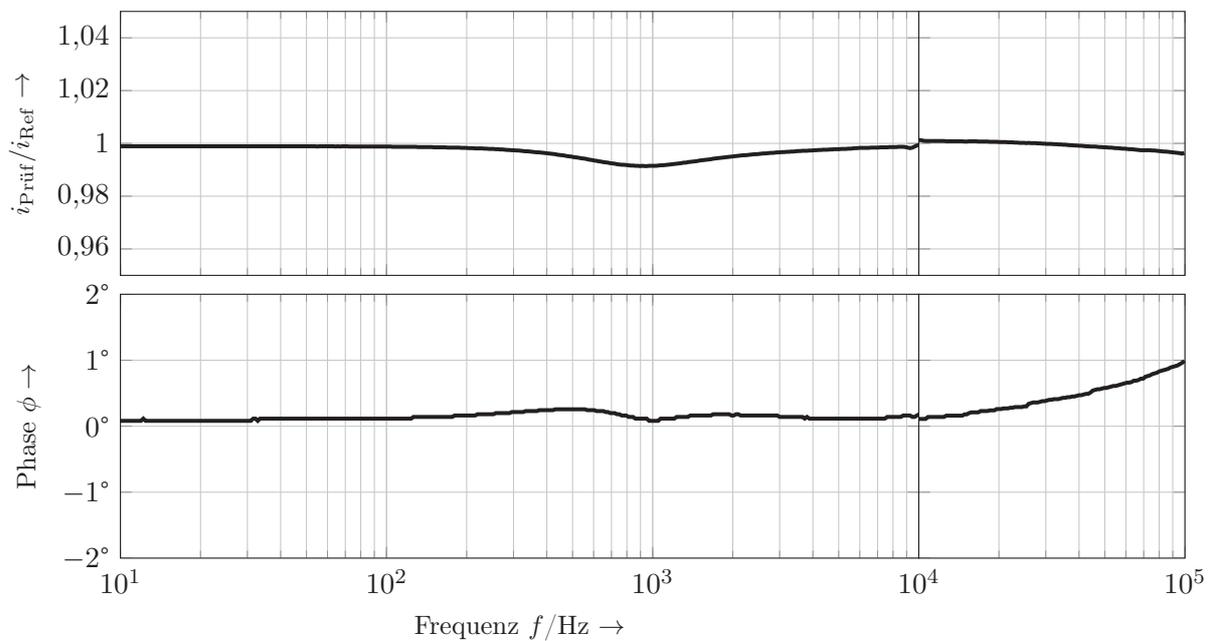
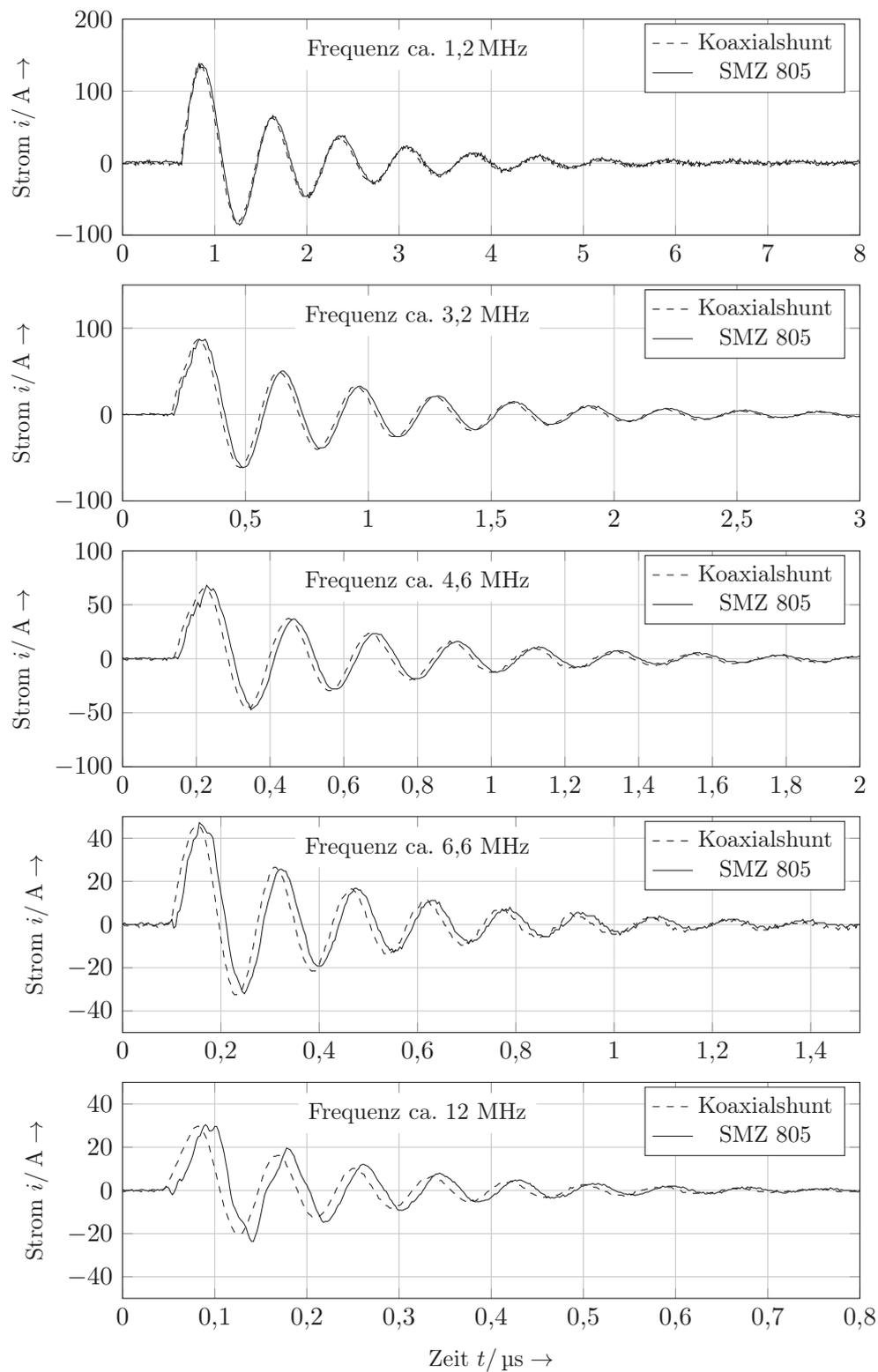


Abbildung F.58: Frequenzgang zu SMZ 805

**Abbildung F.59:** Explosionsquelle mit SMZ 805

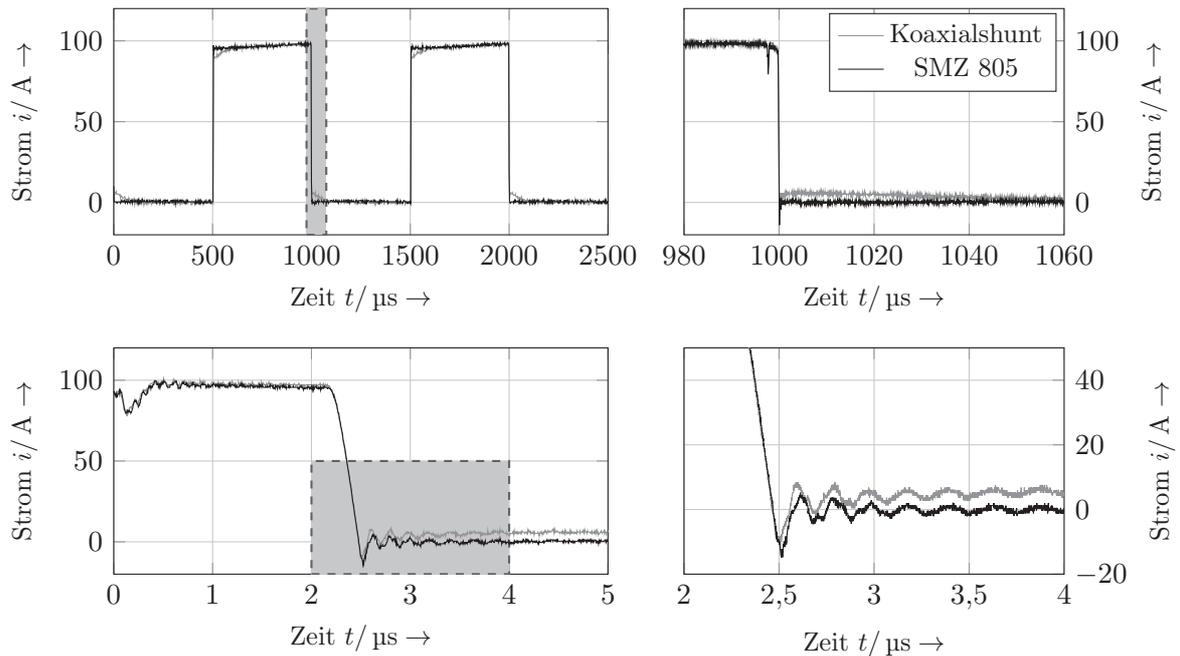


Abbildung F.60: Pulsquelle mit SMZ 805

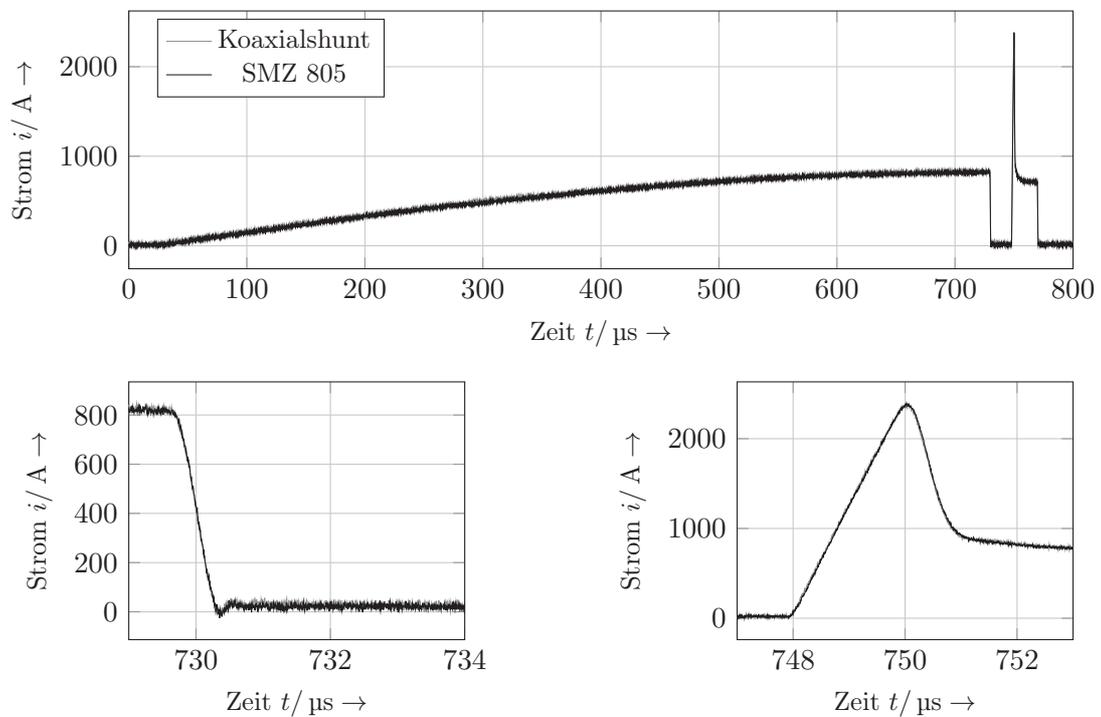


Abbildung F.61: Impulsmessung mit SMZ 805

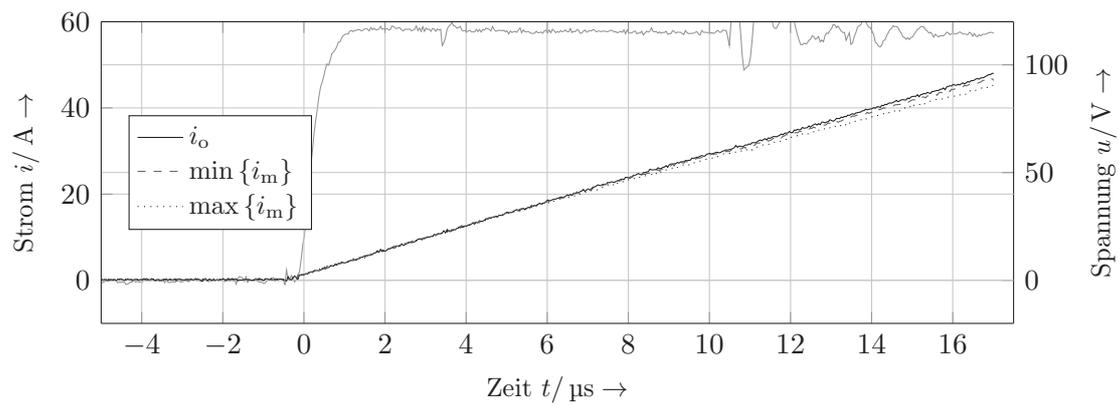


Abbildung F.62: Messung zur Einfügeinduktivität mit SMZ 805

Tabelle F.23: SMZ 805

Ermittelte Einfügeinduktivität	
A_L Einfüge, min	2,7 nH
A_L Einfüge, max	7,3 nH

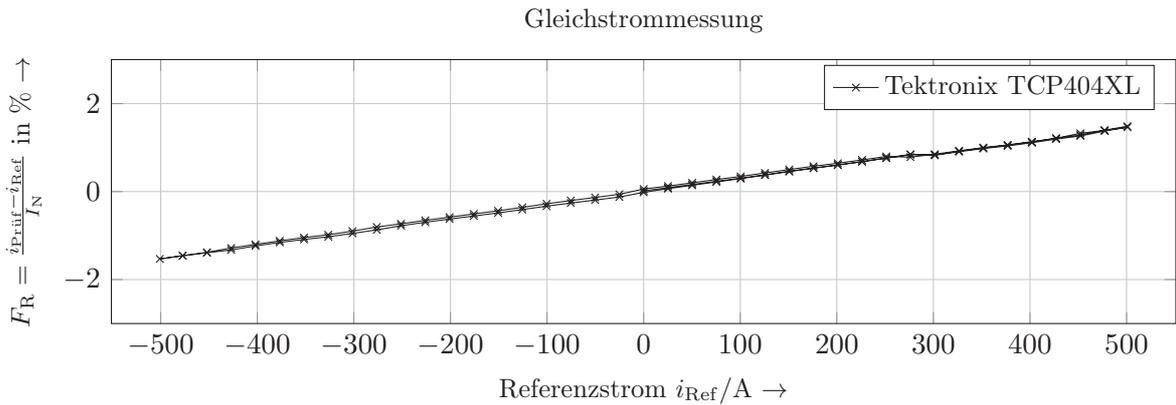


Abbildung F.63: Linearitätsmessung zu Tektronix TCP404XL

Tabelle F.24: Messwerte zu Tektronix TCP404XL

absolute Empfindlichkeit	E_{Ausgl}	1,015
absoluter Offset	c	-0,06691 A
absoluter Linearitätsfehler	F_{Lin}	-7,653 A
relativer Empfindlichkeitsfehler	F_{Empf_R}	1,478 %
relativer Offsetfehler	F_{Off_R}	-0,01336 %
relativer Linearitätsfehler	F_{Lin_R}	-1,528 %

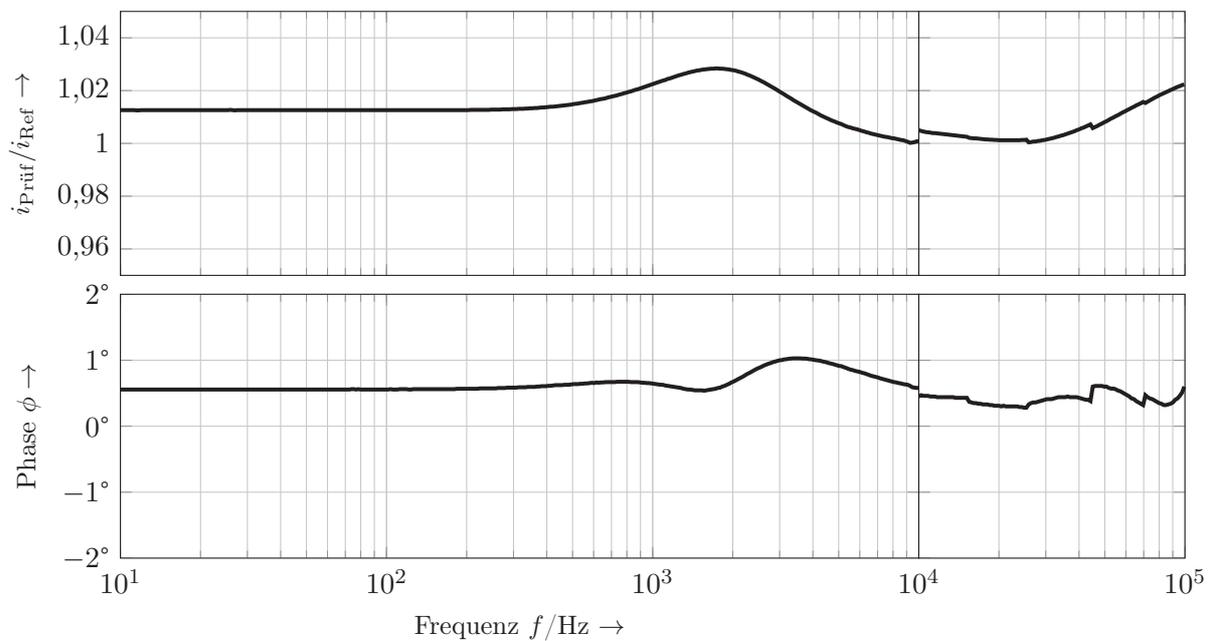


Abbildung F.64: Frequenzgang zu Tektronix TCP404XL

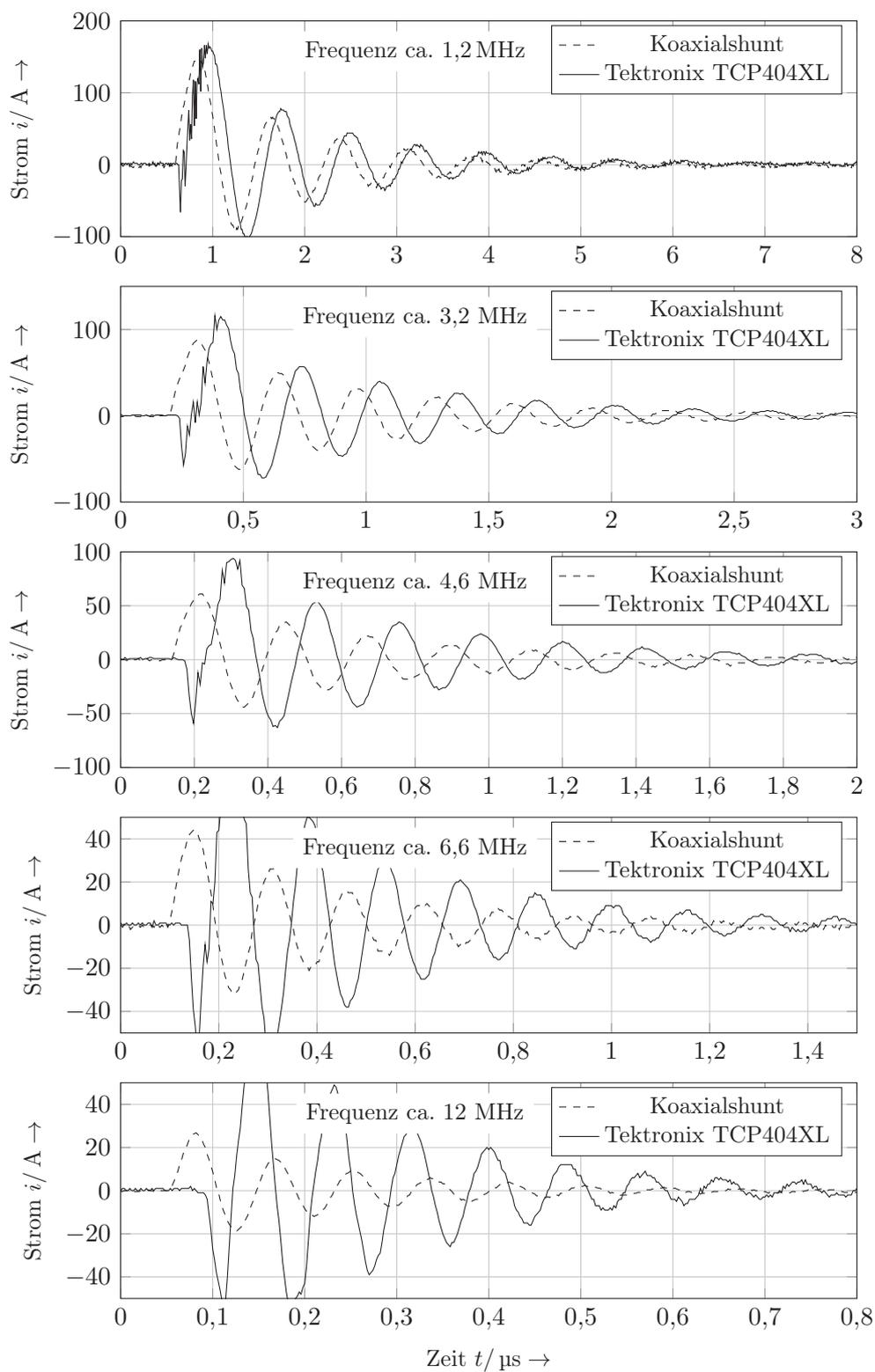


Abbildung F.65: Explosionsquelle mit Tektronix TCP404XL

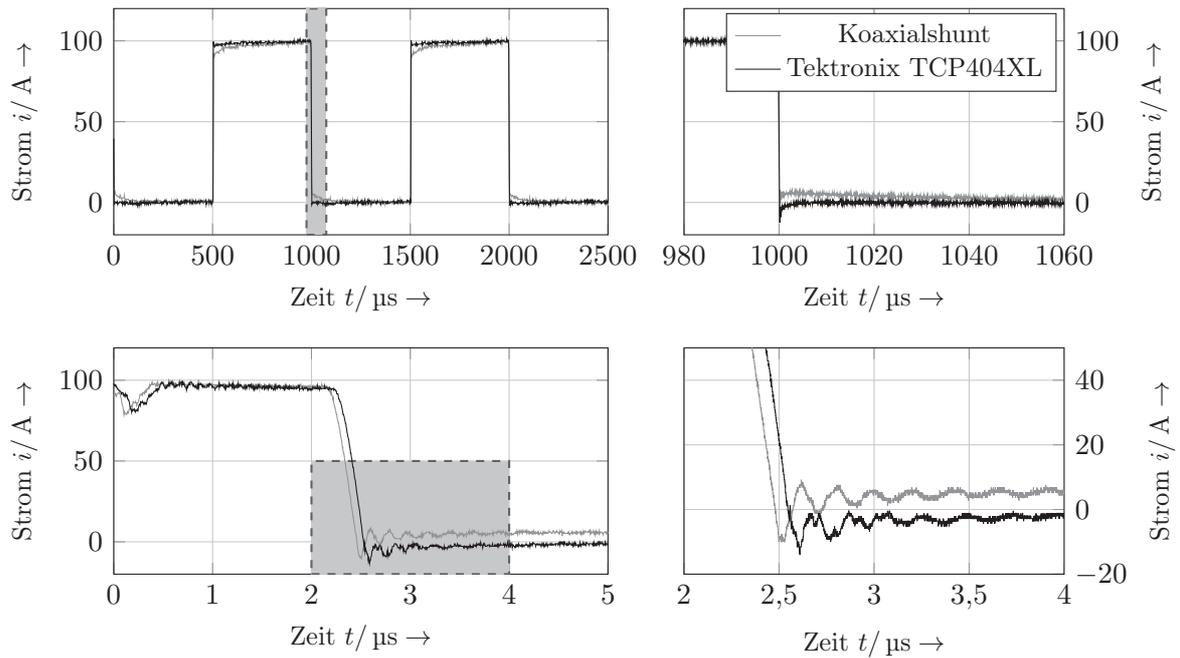


Abbildung F.66: Pulsquelle mit Tektronix TCP404XL

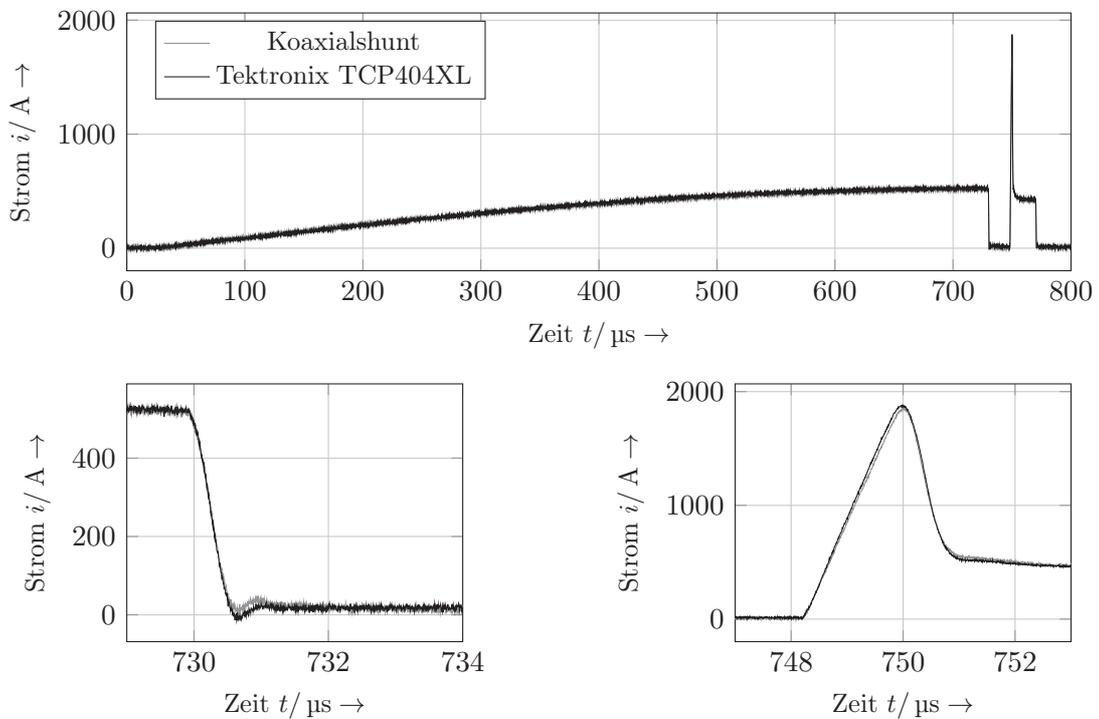


Abbildung F.67: Impulsmessung mit Tektronix TCP404XL

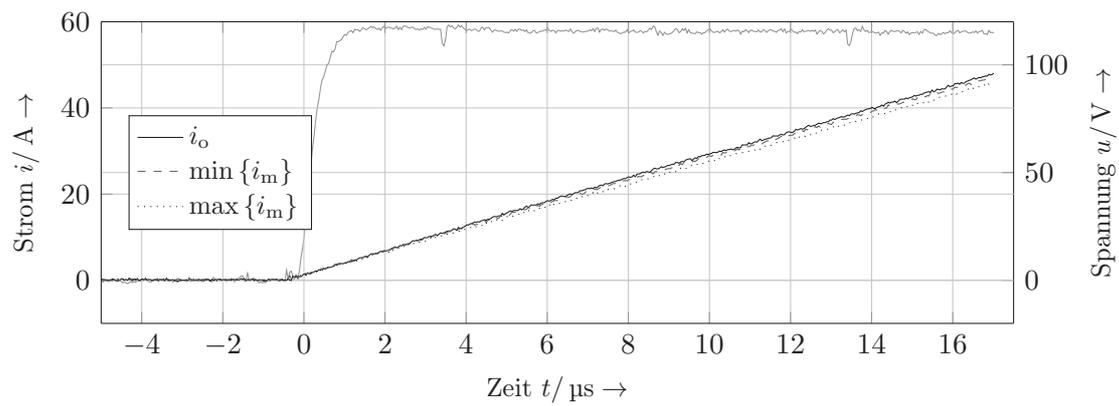


Abbildung F.68: Messung zur Einfügeinduktivität mit Tektronix TCP404XL

Tabelle F.25: Tektronix TCP404XL

Ermittelte Einfügeinduktivität	
A_L Einfüge, min	1,9 nH
A_L Einfüge, max	4,7 nH

Literaturverzeichnis

- [1] Paul, Clayton R.: *Introduction to electromagnetic compatibility*. Wiley, New York, 1992, ISBN 9780471549277.
- [2] Karrer, N. and P. Hofer Noser: *A new current measuring principle for power electronic applications*. In *The 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD*, pages 279–282, 1999, ISBN 0-7803-5290-4.
- [3] Schröder, Dierk: *Leistungselektronische Bauelemente für elektrische Antriebe*. Springer-Lehrbuch. Springer, Berlin, 2. Auflage, 2006, ISBN 9783540287285.
- [4] Oppenheim, Alan V.: *Signale und Systeme*. VCH, Weinheim Basel (Schweiz), Cambridge, New York, 2. Auflage, 1992, ISBN 9783527284337.
- [5] Hering, Ekbert, Rolf Martin und Martin Stohrer: *Physik für Ingenieure*. Springer, Berlin, Heidelberg, 6. Auflage, 1997, ISBN 3-540-62442-2.
- [6] Dietmayer, Klaus C.J.: *Magnetische Sensoren auf Basis des AMR-Effekts*. In: Wagner, Elmar (Herausgeber): *tm - Technisches Messen*, Band 68, Heft 6 der Reihe *Plattform für Methoden, Systeme und Anwendungen der Messtechnik*, Seiten 269–279. Oldenburg Verlag, 2001.
- [7] Ripka, Pavel (editor): *Magnetic sensors and magnetometers*. Artech House remote sensing library. Artech House, Boston, 2001, ISBN 1-580-53057-5.
- [8] Binasch, G., P. Grünberg, F. Saurenbach, and W. Zinn: *Enhanced magnetoresistance in layered magnetic-structures with antiferromagnetic interlayer exchange*. *Phys. Rev. B*, 39(7):4828–4830, Mar 1989.
- [9] Fert, A., P. Grünberg, A. Barthélémy, F. Petroff, and W. Zinn: *Layered magnetic structures: interlayer exchange coupling and giant magnetoresistance*. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 140:1–8, 1995.
- [10] NVE Corporation, Eden Prairie, MN 55344: *GMR Sensor Catalog*, 1998.
- [11] Schneider, P. E., M. Horio, and R. D. Lorenz: *Integrating GMR Field Detectors for High-Bandwidth Current Sensing in Power Electronic Modules*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(4):1432–1439, 2012.
- [12] Favre, Eric and Wolfram Teppan: *State-of-the-Art in Current Sensing Technologies*. In *International Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, PCIM*, pages 549–554. ZM Communications GmbH, 2003.

-
- [13] Ziegler, S., R.C. Woodward, H.H.C. Iu, and L.J. Borle: *Current sensing techniques: A review*. IEEE Sensors Journal, 9(4):354–376, 2009.
- [14] Ripka, Pavel: *Electric current sensors: a review*. Measurement Science and Technology, 21(11):112001, 2010.
- [15] Waters, Chris: *Current transformers provide accurate, isolated measurements*. In *Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM*, volume 12. Intertec Communications, 1986.
- [16] Karrer, Nicolas Emanuel: *Hochdynamische Erfassung elektrischer Ströme über stossfrei verkoppelte Wandler*. VDI Verlag, Düsseldorf, 2002, ISBN 9783183946082.
- [17] Müller, Achim: *Frequenzgang eines Pearson Current Monitors Typ 2878*. E-Mail an Boris Hudoffsky, 22.06.2010.
- [18] Rogowski, W. und W. Steinhaus: *Die Messung der magnetischen Spannung*. Archiv für Elektrotechnik, 1(4):141–150, 1912.
- [19] Rogowski, W.: *Über einige Anwendungen des magnetischen Spannungsmessers*. Archiv für Elektrotechnik, 12(1):511–527, 1913.
- [20] Chattock, A. P.: *On a magnetic potentiometer*. Proceedings of the Physical Society of London, 9(1):23–26, 1887.
- [21] Tektronix, Inc.: *AC/DC Current Measurement Systems: Data Sheet*, 2011.
- [22] Agilent Technologies, Inc: *N2780B Series AC/DC Current Probes: Data Sheet*, 2012.
- [23] Hartmann, Uwe and Reinder Coehoorn (editors): *Magnetic multilayers and giant magnetoresistance: Fundamentals and industrial applications*. Number 37 in *Springer series in surface sciences*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2000, ISBN 3-540-65568-9.
- [24] NVE Corporation, Eden Prairie, MN 55344: *NVE AA00x-02: Data Sheet*, 1998.
- [25] Schneider, Fabian: *Entwurf und Aufbau einer eisenlosen Strommesszange mit Nutzung der stoßfreien Verkoppelung von GMR-Sensoren und einer hochohmig abgeschlossenen Luftspule*. Studienarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2010. Betreuung: B. Hudoffsky.
- [26] Hudoffsky, Boris, Nico Karrer, and Jörg Roth-Stielow: *Realization of a (400 A/DC-10 MHz) clamping HOKA current probe*. In *International Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, PCIM*, pages 556–561. VDE Verlag GmbH, 2010, ISBN 978-3-8007-3229-6.
- [27] Hefley, Andrew: *100 and 200 watt high fidelity audio amplifiers utilizing a wideband-low feedback design*. Application note AN1308, Motorola Inc., Phoenix, Arizona 85036, 1992.

-
- [28] Brusier, Mark: *Thermaltrak audio output transistors*. Application note AN8196/D, Semiconductor Components Industries, LLC, Phoenix, Arizona 85082, 2005.
- [29] Chen, Guanqun: *Entwurf und Aufbau eines Leistungsoperationsverstärkers mit analogem Stromregler*. Studienarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2009. Betreuung: B. Hudoffsky.
- [30] Hertler, Frederik: *Entwurf und Implementierung einer Resonanzpunktregelung für einen veränderlichen Schwingkreis*. Diplomarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2012. Betreuung: B. Hudoffsky.
- [31] Haupt, Holger: *Entwicklung, Entwurf und Aufbau einer Resonanzstromquelle für sinusförmige Ströme bis 100 A bei 100 kHz*. Diplomarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2011. Betreuung: B. Hudoffsky.
- [32] Eberlein, Edwin: *Pulsstromquelle zur Bestimmung der dynamischen Parameter von extrem reaktionsschnellen Strommesszangen*. 2. Semesterarbeit, Lehrstuhl und Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik, Universität Stuttgart, 1988. Betreuung: J. Roth-Stielow.
- [33] Winter, Thomas: *Pulsstromquelle zur Bestimmung der dynamischen Eigenschaften von extrem reaktionsschnellen Strommesszangen*. 2. Semesterarbeit, Lehrstuhl und Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik, Universität Stuttgart, 1990. Betreuung: J. Roth-Stielow.
- [34] Schneider, Florian: *Pulsstromquelle zur Bestimmung der dynamischen Eigenschaften von extrem reaktionsschnellen Strommesszangen*. 2. Semesterarbeit, Lehrstuhl und Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik, Universität Stuttgart, 1991. Betreuung: J. Roth-Stielow.
- [35] Pracic, Admir: *Aufbau einer verbesserten Pulsstromquelle zur Bestimmung der dynamischen Eigenschaften von extrem reaktionsschnellen Strommesszangen*. Studienarbeit, Institut für Leistungselektronik und Regelungstechnik, Universität Stuttgart, 2000. Betreuung: J. Frantzheld.
- [36] Peng, Liyu: *Steuerelektronik für eine Pulsstromquelle*. Studienarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2006. Betreuung: D. Tastekin.
- [37] Peicheva, Svetlana: *Regelung und Überwachung einer Pulsstromquelle*. Studienarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2007. Betreuung: D. Tastekin.
- [38] Schmidt, Christoph: *Entwurf und Aufbau einer Prozessstromquelle für bis zu 300 A-Stromimpulse*. Bachelorarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2011. Betreuung: B. Hudoffsky.

-
- [39] Cai, Juan: *Entwurf und Aufbau einer Prozessstromquelle für einen trapezförmigen 3 kA Impuls*. Diplomarbeit, Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Universität Stuttgart, 2011. Betreuung: B. Hudoffsky.
- [40] ZES ZIMMER Electronic Systems GmbH, Oberursel/Ts.: *LMG 500: Datenblatt*, 2007.
- [41] Schwab, Adolf J.: *Hochspannungsmesstechnik: Messgeräte u. Messverfahren*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2. Auflage, 1981, ISBN 0-387-10545-X.
- [42] Schwab, Adolf J.: *Die Berechnung der Bandbreite und der Anstiegszeit rohrförmiger koaxialer Messwiderstände unter Berücksichtigung der Stromverdrängung*. Elektrotechnische Zeitschrift Ausgabe A (ETZ-A), 89(22):604–606, 1968.
- [43] Di Rienzo, L., R. Bazzocchi, and A. Manara: *Circular arrays of magnetic sensors for current measurement*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 50(5):1093–1096, 2001.
- [44] Lunze, Jan: *Regelungstechnik 1*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2. Auflage, 1999, ISBN 9783540658474.
- [45] Unbehauen, Heinz (Herausgeber): *Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme Fuzzy-Regelsysteme*. Vieweg+Teubner, Wiesbaden, 15. Auflage, 2008, ISBN 978-3-8348-9491-5.
- [46] EMCO High Voltage Corporation: *Proportional DC to HV DC Converters: Data Sheet*, 2013.
- [47] Beyer, Manfred, Wolfram Boeck, Klaus Möller und Walter Zaengl: *Hochspannungstechnik: Theoretische und praktische Grundlagen*. Springer, Berlin, Heidelberg, 1986, ISBN 9783642648939.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Stuttgart. Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow für die Möglichkeit, diese Arbeit an seinem Institut anzufertigen, für seine Betreuung und das mir entgegengebrachte Vertrauen.

Herrn Prof. Dr. techn. Wolfgang M. Rucker danke ich für die Übernahme des Mitberichts und die freundliche Unterstützung auf den letzten Metern sowie die zügige Erstellung des Gutachtens.

Für die wertvollen Anregungen und Diskussionen danke ich allen meinen Kollegen. Insbesondere möchte ich mich bei den Kolleginnen und Kollegen aus dem Bereich Werkstatt, Technik und Verwaltung für die stets unkomplizierte und konstruktive Zusammenarbeit bedanken. Ganz besonderer Dank gilt hierbei dem Werkstattdirektor Herrn Kattner – ohne seinen unermüdlichen Einsatz in Form von mechanischen Arbeiten und konstruktivem Querdenken wäre diese Arbeit nicht abzuschließen gewesen.

Außerdem gilt ein großer Dank allen Studenten, die durch ihre von mir betreuten Arbeiten direkt oder indirekt zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Dr. Alexander Bräckle hat mir in vielerlei Hinsicht zu den unterschiedlichsten Fragestellungen stets eine voranbringende Antwort geben können und mich bei Messungen unterstützt. Vielen Dank für die Hilfe in organisatorischer, technischer und latexnischer Hinsicht!

Darüber hinaus möchte ich mich für die wertvolle und intensive Betreuung, Zusammenarbeit und Unterstützung von Dr. Nico Karrer bedanken, der stets ein kompetenter Förderer dieser Arbeit war.

Die Firma PMK Mess- und Kommunikationstechnik GmbH hat mir freundlicherweise für die vergleichenden Untersuchungen verschiedene kommerzielle Strommessgeräte zur Verfügung gestellt. Dafür gilt mein herzlicher Dank.