

Hochschule für Telekommunikation Leipzig



Hochschule für Telekommunikation Leipzig
University of Applied Sciences

**Abschlussarbeit zur Erlangung des akademischen Grades
Master of Engineering (M.Eng.)**

Thema:

**Entwicklung einer steuerbaren Stromquelle mit
Parameterüberwachung**

Vorgelegt von:	B.Eng. Philipp Gräbner
geboren am:	04.11.1991
in:	Chemnitz
Themensteller:	Forschungs- und Transferzentrum Leipzig e.V. Wächterstraße 13 04107 Leipzig
Erstprüfer:	Prof. Dr.-Ing. habil. Volker Saupe
Zweitprüfer:	Prof. Dr.-Ing. habil. Wolfgang Reinhold

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die von mir an der Hochschule für Telekommunikation Leipzig eingereichte Abschlussarbeit zum Thema

Entwicklung einer steuerbaren Stromquelle mit Parameterüberwachung

vollkommen selbstständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Leipzig, 3. Mai 2016

Ort, Datum

Unterschrift

Kurzfassung

Am FTZ Leipzig e.V. wird in Kooperation mit dem Institut für Kommunikationstechnik und Biosignalverarbeitung der HTWK Leipzig ein Schwingungserreger der Firma TI-RA für Lehr- und Forschungszwecke verwendet. Zum Betrieb dieses Schwingungserregers wird eine steuerbare Stromquelle benötigt, die zusätzlich in der Lage sein soll auch andere passive Lasten zu treiben. Durch die zusätzliche Realisierung einer Strom- und Spannungsüberwachung, soll der ordnungsgemäße Betrieb sichergestellt werden. Durch diese Überwachungseinheiten wäre es darüber hinaus möglich, Lasten in ihren elektrischen Eigenschaften zu untersuchen. Aus diesem Grund stellt dieses Frontend nicht nur ein System zur Steuerung des Schwingungserregers dar, sondern auch zur Untersuchung von Lasten.

Die vorliegende Arbeit untersucht und beschreibt die Analyse und Entwicklung einer steuerbaren Stromquelle, die in der Lage ist Lasten schwimmend zu betreiben. Die Basis für diese Schaltung bildet die Howland-Stromquelle, die in einem gespiegelten Aufbau umgesetzt ist. Die Analyse und Charakterisierung des Schwingungserregers stellt innerhalb dieser Masterarbeit eine der wichtigsten Voruntersuchungen dar. Durch diese Untersuchung konnte die zu entwerfende Stromquelle optimaler auf ihre Endanwendung angepasst werden. Das Ergebnis dieser Masterarbeit, stellt dabei eine Stromquelle dar, die grundsätzlich in der Lage ist die speziell gestellten Anforderungen zu erfüllen. Der Betrieb des Schwingungserregers ist jedoch nur mit Einschränkungen, in Bezug auf die Stromstärke, möglich. Die Entwicklung der notwendigen Stromquelle ist als positiv zu bewerten, da die notwendigen Anforderungen grundsätzlich umgesetzt worden sind. Diese Masterarbeit stellt die Grundlage für weiterführende Arbeiten und Untersuchungen dar.

Abstract

The FTZ Leipzig e.V. in cooperation with the Institute of Communication Technology and Biosignal Processing at the Leipzig University of Applied Sciences uses the vibration system TV50009 for educational and research purposes. For using the TV50009 a controllable constant current source is needed, which is also able to operate other passive electrical loads. An additional current and voltage monitoring system should be implemented in order to ensure that the current source operates without any trouble. Furthermore, this monitoring system provides the possibility to analyse electrical loads properly. Therefore the frontend is not only used for controlling the vibration system but also to examine other loads.

The present master thesis describes the development and analysis of a controllable current source with the functionality to operate loads potential free. The main circuit is based on the Howland current source. This circuit design is changed to the mirrored modified Howland current pump (MMHCS). An important preliminary investigation of this master thesis is the evaluation and characterisation of the TV50009 for an optimum adaptation of the evolving power source. The result of this scientific work is a current source which is capable to accomplish all of the requirements. The operation of the current source with the vibration system is basically possible but limited. To sum it up, the development of a the wanted current source has to be evaluated, because of it's fundamental function. This master thesis builds the foundation for further works and investigations.

Danksagung

Für die Unterstützung bei der Anfertigung dieser Masterarbeit möchte ich mich bei folgenden Personen herzlich bedanken:

Bei Prof. Saupe für die Unterstützung und Betreuung bei der Erstellung dieser Arbeit. Ein großer Dank geht an Prof. Reinhold und Sebastian Guttke für Ihre hilfreichen Anregungen, lehrreichen Gespräche und Ihre konstruktive Kritik während der Bearbeitung dieser Masterarbeit.

Des Weiteren möchte ich mich beim gesamten Institut für Kommunikationstechnik und Biosignalverarbeitung der HTWK Leipzig bedanken, speziell bei den Mitarbeitern Jan Dossin und Martin Flügge, für Ihre Hilfsbereitschaft und Unterstützung.

Abschließend gilt mein Dank meiner Familie und meinen Freunden, die mich während des Studiums unterstützt haben.

Inhaltsverzeichnis

Eidesstattliche Erklärung	ii
Kurzfassung	iii
Abstract	iv
Abbildungsverzeichnis	viii
Tabellenverzeichnis	x
Abkürzungsverzeichnis	xi
1 Einleitung	1
2 Einführung und Vorbetrachtungen	2
2.1 Stromquelle	2
2.2 Anwendungsbereiche	8
2.2.1 Elektrische Impedanzspektroskopie	8
2.2.2 Elektrolyse	10
2.2.3 Reizstromdiagnostik	11
2.2.4 Analoge Signalübertragung über Stromschnittstelle	13
2.2.5 Induktivität	16
2.3 TIRA Schwingungsprüfanlage TV50009	17
2.3.1 Aufbau und Funktion des elektrodynamischen Schwingungserregers	17
2.3.2 Charakterisierung des Schwingungserregers	19
2.3.3 Fazit	27
3 Übersicht aktueller Systeme	29
3.1 TOE 7608	29
3.2 BAA 60	30
3.3 IviumStat	31
3.4 Offset-free bidirectional current source for impedance measurement	32
3.5 Fazit	33
4 Anforderungen an die Endstufe	35

5 Entwurf der steuerbaren Stromquelle	36
5.1 Steuerbare Stromquelle	36
5.1.1 Vorbetrachtungen	36
5.1.2 Realisierung	42
5.2 Offsetkompensation	55
5.2.1 Vorbetrachtungen	55
5.2.2 Realisierung	56
5.3 Strom- und Spannungsmessung	63
5.3.1 Strommessung	63
5.3.2 Spannungsmessung über der Last	66
6 Abschlussuntersuchungen	68
7 Zusammenfassung/Ausblick	73
7.1 Zusammenfassung	73
7.2 Ausblick	74
Anhang	76
A. CD-ROM	76
B. Wichtige Abbildungen	77
Literaturverzeichnis	88

Abbildungsverzeichnis

2.1	Ersatzschaltbild einer Stromquelle	2
2.2	Spannungsgesteuerte Stromquellen [1, S.243]	3
2.3	Modifizierte Howland-Stromquelle	4
2.4	MHCS mit angepasster Beschaltung[2]	6
2.5	Schaltsymbol VC-OPV	7
2.6	Grundlegendes Schaltungsdesign für die potentiostatische/galvanostatische Impedanzspektroskopie[3]	9
2.7	Blockschaltbild eines Herzschrittmachers[4]	11
2.8	Herkömmliche Defibrillator Ausgangsstufe	13
2.9	Schaltungsdesign eines Senders für die 0 – 20 mA-Schnittstelle[5]	15
2.10	Schaltungsdesign eines Empfängers für die 0 – 20 mA-Schnittstelle[5]	15
2.11	Schwingungsprüfanlage TV50009	17
2.12	Allgemeiner Aufbau der Schwingungsprüfanlage[6]	18
2.13	2-Punkt-Messung zur Charakterisierung des TV50009	19
2.14	Amplituden- und Phasengang des Schwingungserregers	20
2.15	Analogie zwischen mechanischen und elektrischen Komponenten [7][8]	22
2.16	Elektrisches Ersatzschaltbild des Feder-Masse-Systems	23
2.17	Frequenzabhängigkeit einer realen Spule[9, S.9]	24
2.18	ESB des Schwingungserregers TV50009	25
2.19	Amplituden- und Phasengang des Schwingungserregers	26
3.1	Prinzipschaltbild der „Offset-free bidirectional current source for impe- dance measurement“[10]	32
5.1	Bipolare Stromquelle[11]	39
5.2	Dimensionierte Howland-Stromquelle	42
5.3	Schaltung des symmetrischen Vorverstärkers	44
5.4	Schematische Darstellung des Prototypen der gespiegelten bipolaren Strom- quelle	45
5.5	Schematische Darstellung der Bestimmung der Phasenreserve und der Am- plitudenreserve [12]	46
5.6	Simulationsanordnung für die Schleifenverstärkung in PSpice	47
5.7	Schematische Messanordnung zur Untersuchung des THS4131	51
5.8	Vergleich der Messwerte mit den Idealwerten	53

5.9	Grafische Darstellung der Ausgangspotentiale im Idealfall und der Messergebnisse	54
5.10	Mittelwertbildung über unbelasteten Spannungsteiler	55
5.11	Schaltung der Offsetkompensation	57
5.12	Gespiegelte Stromquelle mit Eingangsstufe und Offsetkompensation	60
5.13	Grundsaltung eines Instrumentenverstärkers[11]	64
6.1	Leiterplatte der entworfenen steuerbaren Stromquelle	68
6.2	Messaufbau zur Analyse der AC-Charakteristik	71
7.1	Alternativer Aufbau	75
B.1	Konstruktionszeichnung des TV50009	77
B.2	Stabilitätsanalyse bei 4Ω Last (B-Amplitudengang, A-Phasengang)	78
B.3	Stabilitätsanalyse bei 30Ω Last (B-Amplitudengang, A-Phasengang)	79
B.4	Stabilitätsanalyse bei ESB des Schwingungserregers (B-Amplitudengang, A-Phasengang)	80
B.5	Schaltungs-Layout der Gesamtschaltung (3D-Top-Layer)	81
B.6	Schaltungs-Layout der Gesamtschaltung (3D-Bottom-Layer)	82
B.7	Frequenzgang bei einer Last von $R_L = 1\Omega$	83
B.8	Frequenzgang bei einer Last von $R_L = 10\Omega$	84
B.9	Frequenzgang bei einer Last von $L_L = 105\mu H$	85
B.10	Frequenzgang bei einer Last von $L_L = 3.1mH$	86
B.11	Frequenzgang mit dem Schwingungserreger als Last	87

Tabellenverzeichnis

2.1	Resonanzfrequenzen und Impedanzen der einzelnen Kennlinien	22
2.2	Berechnete Komponenten Kennwerte des ESB	25
2.3	Resonanzfrequenz und Impedanz der berechneten und gemessenen Kennlinie	27
3.1	Kennwerte des TOE7608 [13]	29
3.2	Kennwerte des BAA 60 [14]	30
3.3	Kennwerte des IviumStat [15]	31
5.1	Transkonduktanzverstärker ICs	37
5.2	Stromquellen-ICs	38
5.3	Hochleistungs-Bipolartransistoren	40
5.4	Leistungs-Operationsverstärker	41
5.6	Phasen- und Amplitudenreserven zur Untersuchung der Schleifenverstärkung der Schaltung aus Abbildung 5.2	48
5.8	Grenzfrequenzen bei <i>AC-Sweep</i> Analyse der Schaltung mit Last	49
5.10	Messfehler der Ausgangsspannungen im Bezug zum Eingangspotential der Eingangsstufe	51
5.11	Messfehler der Ausgangsspannungen untereinander	52
5.12	Simulationsergebnisse der AC-Charakteristik der Offsetkompensation	59
5.13	DC-Analyse der Gesamtschaltung	60
5.14	Grenzfrequenzen bei <i>AC-Sweep</i> Analyse der Gesamtschaltung mit Last	61
5.15	Hall-Effekt Stromsensoren	65
5.17	Differentielle Tastkopf Sensoren	67

Abkürzungsverzeichnis

AC		Alternating Current
CE		Counter Electrode
CFA		Current Feedback Amplifier
DC		Direct Current
DUT		Device Under Test
EIS		Electrical Impedance Spectroscopy
ESB		Elektrisches Ersatzschaltbild
HCS		Howland Current Source
IC		Integrated Circuit
INA		Instrumentation Amplifier
LED		Light Emitting Diode
MDmesh		Multiple Drain mesh
MHCS		Modified Howland Current Source
MMHCS		Mirrored Modified Howland Current Source
OPV		Operationsverstärker
OTA		Operational Transconductance Amplifier
PC		Personal Computer
PCB		Printed Circuit Board
RE		Reference Electrode
S		Sense Electrode
SMD		Surface-Mounted Device
SUT		System Under Test
VFA		Voltage Feedback Amplifier
WE		Working Electrode

1 Einleitung

Die Verwendung von Stromquellen beziehungsweise Stromsenken ist in unserem heutigen Entwicklungsstand eine übliche Grundkomponente. In den verschiedensten Bereichen der Technik spielen Stromquellen eine entscheidende Rolle, unter anderem in der Medizintechnik, in der Elektrochemie und in der Materialforschung. Eine Stromquelle wird meist für eine spezielle Applikation entworfen und findet für diese hauptsächlich ihre Verwendung. Die aktuellen am Markt existierenden Systeme sind meist nicht modular aufgesetzt und kostenintensiv. Ein weiteres Problem stellt die fehlende Funktionalität der Überwachung des Stromes und des Spannungsfalls über dem Messobjekt dar. Mit Hilfe einer solchen Funktion ist es möglich, den Betrieb eines Messobjektes zu überwachen und gleichzeitig das elektrische Verhalten dieses Messobjektes zu untersuchen.

Im Rahmen dieser Masterarbeit wird die Entwicklung einer steuerbaren bipolaren Stromquelle für den Betrieb des Schwingungserregers TV50009 der Firma TIRA dargestellt. Es sollte jedoch nicht nur möglich sein, den Schwingungserzeuger zu betreiben, sondern auch andere Lasten. Der Schwingungserreger wird zur Evaluierung und Kalibrierung von neu entwickelter Sensorik verwendet. Die Hauptanwendung dieses Systems besteht jedoch in der Verwendung im studentischen Praktikumsversuch „Blutdruckmessung“ des Institutes für Kommunikationstechnik und Biosignalverarbeitung der HTWK Leipzig. In diesem Versuch wird der TV50009 in Verbindung mit einer Membranpumpe zur Erzeugung von Drücken verwendet. Modularität und Kosteneffizienz stellen zwei wichtige Forderungen dar, die in der zu entwerfenden Endstufe erfüllt werden sollten. Darüber hinaus sollte die Funktion zur Überwachung der Strom- und Spannungskennwerte realisiert werden.

Innerhalb dieser Arbeit werden kurz die theoretischen Grundlagen zu Stromquellen erläutert und die aktuelle Verwendung in heutigen Systemen näher dargelegt. Der Fokus dieser Arbeit liegt bei der Erarbeitung und Entwicklung einer steuerbaren Stromquelle mit Parameterüberwachung. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit die einzelnen Schritte der Konstruktion beschrieben. Voruntersuchungen möglicher Lösungsvarianten, Simulationen und Testversuche einzelner Komponenten werden hier ebenfalls erläutert, bis hin zur Abschlussuntersuchung des entworfenen Systems.

2 Einführung und Vorbetrachtungen

2.1 Stromquelle

Im Allgemeinen lässt sich eine Stromquelle als aktiver Zweipol auffassen, an dessen Anschlussklemmen ein eingestellter konstanter elektrischer Strom geliefert wird. Das elektrische Verhalten an den Ausgangsklemmen der Stromquelle lässt sich entsprechend der Ersatzschaltung nach Abbildung 2.1 erläutern.

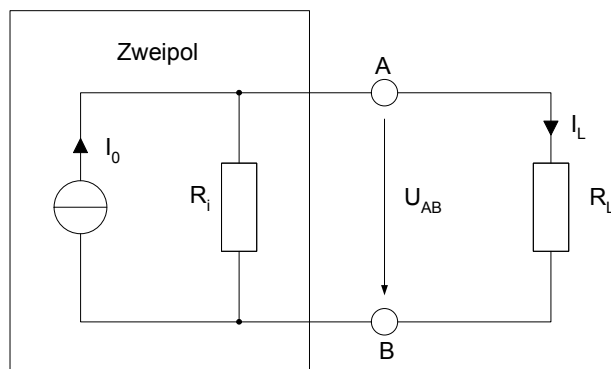


Abbildung 2.1: Ersatzschaltbild einer Stromquelle

In Abbildung 2.1 ist das Ersatzschaltbild einer Stromquelle mit dem Quellstrom I_0 und dem Innenwiderstand von R_i dargestellt. Der Innenwiderstand der Stromquelle sollte im idealfall unendlich sein ($R_i = \infty$), damit der Quellstrom den Verbraucher bzw. die Last komplett durchfließt ($I_0 = I_L$). Da in einer realen Stromquelle der Innenwiderstand nicht unendlich ist, ergibt sich der Ausgangsstrom nach Gleichung 2.1.

$$I_L = I_0 - \frac{U_{AB}}{R_i} \quad (2.1)$$

Um den Verbraucher trotzdem nahezu mit Quellstrom zu treiben, wird der Innenwiderstand im realen System so groß wie möglich angestrebt.[16, S.74-75]

Die grundsätzliche Aufgabe einer Stromquelle ist es, einen elektrischen Strom zuzuliefern, der unabhängig von der angeschlossenen Last ist und durch eine externe elektrische Größe gesteuert werden kann. Steuergrößen können sowohl Strom als auch Spannung sein. Wenn ein Strom verwendet wird, um den Strom der Quelle zu variieren, spricht man von einer

stromgesteuerten Stromquelle. Wird jedoch eine Spannung zum Steuern verwendet, liegt eine spannungsgesteuerte Stromquelle vor. Da zur Erarbeitung dieser Masterarbeit eine spannungsgesteuerte Stromquelle zum Einsatz kommt, wird im Folgenden nicht weiter auf die stromgesteuerten Stromquelle-Varianten eingegangen.

Die Umsetzung einer spannungsgesteuerten Stromquelle auf Basis von Operationsverstärkerschaltungen (OPV) ist unkompliziert. In Abbildung 2.2 ist jeweils eine einfache Möglichkeiten auf Basis eines invertierenden Verstärkers und auf Basis eines nichtinvertierenden Verstärkers dargestellt.[1, S.243]. Die beiden Schaltungen stellen dabei jeweils eine Variante zum Betrieb von erdfreien Verbrauchern dar. Neben dem Vorteil des unkomplizierten Aufbaus besitzen diese Schaltungen den Nachteile, dass die Verstärkung von der Last beeinflusst wird.

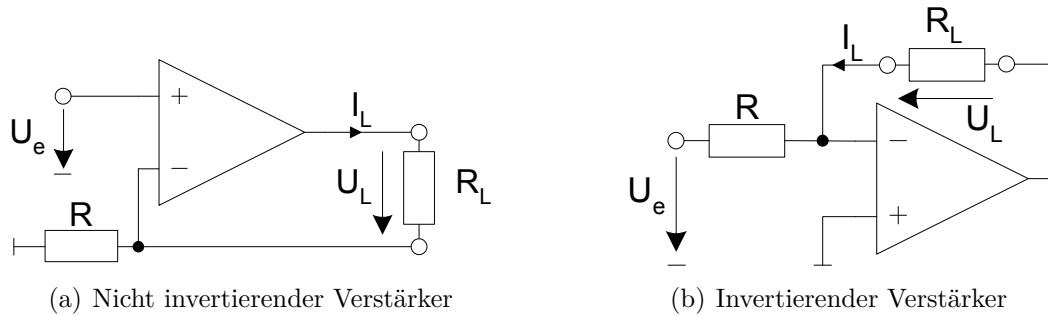


Abbildung 2.2: Spannungsgesteuerte Stromquellen [1, S.243]

Der Strom durch die Last verhält sich nach den Gleichungen 2.2.

$$(a) \quad I_L = \frac{U_e}{R} \qquad (b) \quad I_L = \frac{-U_e}{R} \qquad (2.2)$$

Zwei wichtige Parameter einer Stromquelle sind der Aussteuerbereich der Lastspannung U_L und, wie bereits erwähnt, der Innenwiderstand bzw. Ausgangswiderstand. Der Ausgangswiderstand r_a der Stromquellen wird hauptsächlich von der Differenzverstärkung v_d des Operationsverstärker beeinflusst.

$$r_a = R(1 + v_d) \qquad (2.3)$$

Üblicherweise liegt der Ausgangswiderstand von spannungsgesteuerten Stromquellen im Bereich von $10^6 \Omega$ bis $10^{12} \Omega$. Der maximale Aussteuerbereich der Quelle wird durch den maximalen Ausgangsspannungsbereich (Output-Voltage-Swing) des OPVs bestimmt. Dieser wiederum wird von der Versorgungsspannung und von dem jeweiligen Typ des OPV festgelegt.[1, S.243]

Howland-Stromquelle

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung einer spannungsgesteuerten Stromquelle auf Basis einer OPV-Schaltung stellt die Howland-Stromquelle (HCS) dar. Mit dieser Variante können geerdete Verbraucher bzw. Lasten betrieben werden. In Abbildung 2.3 ist die modifizierte Howland-Stromquelle (MHCS) dargestellt. Die Grundlegende Schaltung wurde 1962 von Prof. Bradford Howland entwickelt und von seinem Kollegen George A. Philbrick veröffentlicht.[17, S.3]

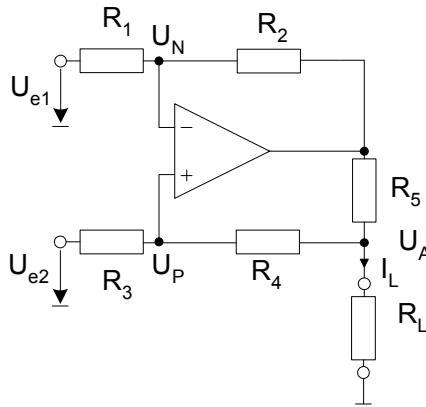


Abbildung 2.3: Modifizierte Howland-Stromquelle

Die Grundfunktion der Schaltung basiert auf dem Spannungsabfall über dem Widerstand R_5 , der durch die Beschaltung des OPV direkt der Differenz der Eingangsspannungen entspricht. Durch diesen Widerstand R_5 wird der gewünschte Strom entsprechend dem ohmschen Gesetz eingestellt. Es resultiert die Übertragungsfunktion nach Gleichung 2.4.

$$I_L \approx \frac{\alpha}{R_5} \cdot (U_{e2} - U_{e1}) \quad (2.4)$$

Für die Berechnung des Ausgangstromes werden die Knotengleichungen am Ausgang (U_A), an den invertierenden Eingang (U_N) und den nicht invertierenden Eingang (U_P) des Verstärkers aufgestellt.

Ausgangsknoten (U_A):

$$I_L = I_{R_5} + I_{R_4} \quad (2.5)$$

$$I_{R5} = \frac{(U_A - U_L)}{R_5} \quad I_{R4} = \frac{(U_{e2} - U_L)}{R_3 + R_4} \quad I_L = \frac{U_L}{R_L} \quad (2.6)$$

invertierender Eingang (U_N):

$$I_{R1} = I_{R2} \quad (2.7)$$

$$\hookrightarrow \frac{(U_{e1} - U_N)}{R_1} = \frac{(U_N - U_A)}{R_2} \quad (2.8)$$

Durch das Umstellen der Gleichung 2.8 nach U_N mit der Vereinfachung $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$ erhält man die Gleichung 2.9.

$$U_N = \frac{(U_A + \alpha \cdot U_{e1})}{(1 + \alpha)} \quad (2.9)$$

nicht invertierender Eingang (U_P):

$$I_{R3} = I_{R4} \quad (2.10)$$

$$\hookrightarrow \frac{(U_{e2} - U_P)}{R_3} = \frac{(U_P - U_L)}{R_4} \quad (2.11)$$

Durch das Umstellen der Gleichung 2.11 nach U_P mit der Vereinfachung $\beta = \frac{R_4}{R_3}$ erhält man die Gleichung 2.12.

$$U_P = \frac{(U_L + \beta \cdot U_{e2})}{(1 + \beta)} \quad (2.12)$$

Die Gleichungen 2.9 und 2.12 werden in die Beziehung 2.13, die durch den OPV bestimmt wird, eingesetzt.

$$U_A = V_D \cdot (U_P - U_N) \quad (2.13)$$

Nach einigen Umformungsschritten und der Näherung $\alpha \approx \beta$ erhält man die Gleichung 2.14.

$$I_L \approx \frac{\alpha}{R_5} \cdot (U_{e2} - U_{e1}) \quad (2.14)$$

Eine ausführliche Darstellung der Berechnung des Ausgangsstromes der MHCS befindet sich im Anhang A..

Wie bereits erwähnt, liefert der Ausgangswiderstand wichtige Aussagen über das Verhalten einer Stromquelle. Im Anhang A. befindet sich ebenfalls eine ausführliche Berechnung des Ausgangswiderstandes der MHCS. Im Folgenden wird nur auf das Ergebnis und dessen Auswirkung auf die Dimensionierung der Stromquelle eingegangen.

Der Ausgangswiderstand der MHCS wird hauptsächlich durch die äußere Beschaltung bestimmt und ist in der Formel 2.15 dargestellt.

$$r_a = \frac{R_1 \cdot R_5 \cdot (R_3 + R_4)}{R_1 \cdot (R_4 + R_5) - R_2 \cdot R_3} \quad (2.15)$$

Für einen Ausgangswiderstand unendlicher Größe muss der Nenner der Gleichung 2.15 Null sein. Diese Forderung ist erfüllt, wenn $R_2 = R_4 + R_5$ ist und die Näherung $R_3 = R_1 = R$ gilt. Daraus resultiert die Schlussfolgerung $R_2 = \beta \cdot R + R_5$ und $R_4 = \beta \cdot R$ und somit auch die Schaltung in Abbildung 2.4.[2]

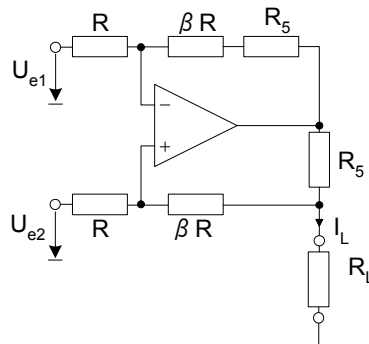


Abbildung 2.4: MHCS mit angepasster Beschaltung[2]

Um einen unendlichen Ausgangswiderstand zu erzeugen, dürfen die Widerstände theoretisch keine Toleranzen in ihren Widerstandswerten besitzen. Da dies nicht möglich ist, wird der Ausgangswiderstand einen endlichen Wert annehmen. Für die Dimensionierung der Schaltung ist dennoch darauf zu achten, dass die Toleranzen der Widerstände so klein wie möglich sind. Die gleiche Voraussetzung ist notwendig, um einen geforderten Ausgangsstrom zu erhalten. Des Weiteren ist bei der Dimensionierung der Stromquelle zu beachten, dass der Spannungsabfall über der Last ebenfalls vom OPV geliefert werden muss. Der maximale Ausgangsstrom der Quelle wird durch den maximal möglichen Ausgangsstrom des OPV festgelegt. Dies ist bei der Auswahl eines passenden OPV zu beachten.[1, S.244][2][17, S.5-6]

Transkonduktanzverstärker

Durch die stark erhöhte Integrationsfähigkeit von analog integrierten Schaltungen werden von Halbleiterherstellern wie zum Beispiel Texas Instruments, Linear und National Semiconductor fertig integrierte Schaltkreise (IC) für gesteuerte Quellen bereitgestellt. Die Verwendung eines solchen bereits integrierten Verstärkertyps ist auch eine Variante zur Realisierung einer gesteuerten Stromquelle. Ein solcher Verstärker wird als Spannungs-Strom-Wandler (VC-OPV), Transadmittanzverstärker, Transkonduktanzverstärker (OTA) oder auch als Steilheitsverstärker bezeichnet.[1, S.144-146,S.244-245]

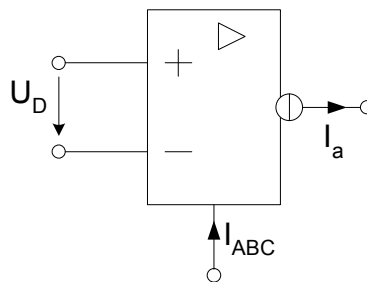


Abbildung 2.5: Schaltsymbol VC-OPV

Der wichtigste Parameter eines OTA ist die Übertragungsteilheit oder auch Transkonduktanz g_m genannt. Mit dieser Größe wird innerhalb des ICs der Ausgangsstrom in Abhängigkeit der Eingangsspannungsdifferenz bestimmt und besitzt die Dimension eines elektrischen Leitwertes.

$$I_a = U_D \cdot g_m \quad (2.16)$$

Der IC hat einen zusätzlichen Steuereingang zum Einspeisen eines Stromes. Durch diese elektrische Größe wird der Ruhestrom der Transistoren des Differenzverstärkers gesteuert und somit die Transkonduktanz verändert. Aus diesem Grund wird der Steuerstrom auch als Amplifier Bias Current (I_{ABC}) bezeichnet. Durch diese Stromsteuerung ist es möglich, den OTA ohne zusätzliche externe Gegenkopplung, also mit offener Schleife zu betreiben. Üblicherweise wird entsprechend der Herstelleranweisung ein Widerstand zwischen der Betriebsspannung (V_{CC}) und dem Steuerpin geschaltet, um den Steuerstrom zu erzeugen.[18, S.150-152]

Zum Entwurf einer Stromquelle gibt es noch viele weitere Möglichkeiten, als die hier kurz erwähnten. Als kurze Auflistung soll dies jedoch genügen, für weitere Varianten wird hier auf die Literatur verwiesen, wie zum Beispiel „Halbleiter-Schaltungstechnik“ (U.Tietze, Ch. Schenk).

2.2 Anwendungsbereiche

Stromquellen bzw. Stromsenken finden vielseitige Verwendung dort, wo für einen Effekt der Strom die auslösende Größe ist. Im Folgenden werden einige Anwendungsbereiche und deren technischer Nutzen erläutert. Aufgrund der Vielzahl der Anwendungen werden hier nur die Verwendungen für die elektrische Impedanzspektroskopie, die Elektrolyse, die Reizstromdiagnostik und für die analoge Signalübertragung betrachtet. Ein spezielles Augenmerk soll auf den Betrieb eines Schwingungserzeugers gelegt werden, da die in dieser Masterarbeit zu entwerfende Stromquelle für diese Anwendung verwendet werden soll.

2.2.1 Elektrische Impedanzspektroskopie

Die elektrische Impedanzspektroskopie ist eine quasistationäre Messmethode zur Charakterisierung der Frequenzeigenschaften eines Messsystems. Bei dieser Messmethode wird zum Beispiel ein sinusförmiges Eingangssignal in ein Testobjekt (DUT) bzw. Testsystem (SUT) eingekoppelt und die sinusförmige Signalantwort eines solchen Systems gemessen. Durch die Signalantwort, die im Gegensatz zum Eingangssignal einen Amplituden- und Phasenunterschied aufweist, lässt sich die Impedanz in Betrag und Phase bestimmen. Durch Untersuchung der Impedanz bei unterschiedlichen Frequenzen innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereiches lässt sich das Impedanzspektrum bestimmen.[19] Als Eingangssignal können sowohl Strom als auch Spannung dienen. Wird mit einer konstanten Spannung als Eingangssignal gearbeitet und der Strom durch das DUT gemessen, spricht man von einem Potentiostaten. Bei einem Galvanostaten dient der Strom als Eingangssignal und die Spannung über dem Messobjekt wird detektiert.

Die Impedanzspektroskopie ist in vielen Bereichen eine vorteilhafte Methode zur Untersuchung der Zusammensetzung von Messobjekten. Sie wird im Bereich der Medizintechnik, der Materialforschung und der Elektrochemie eingesetzt. In der Medizintechnik wird die bioelektrische Impedanzanalyse (BIA) verwendet, um die Zusammensetzung von biologischen Gewebe zu ermitteln. Es ist dadurch auch möglich zum Beispiel die zelluläre Beschaffenheit von Blut zu untersuchen. In der Materialforschung und der Elektrochemie wird die elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS) genutzt, um die Beschaffenheit von Materialien oder elektrochemischen Energiespeichern zu untersuchen. Des Weiteren ist es zum Beispiel möglich, Diffusionsprozesse und den Einbau von Metallatomen in die Gitterstruktur bei der Elektrokristallisation zu analysieren.[20]

In allen diesen Anwendungsbereichen erfolgt die Auswertung des Spektrums auf nahezu gleiche Weise. Es wird versucht, ein elektrisches Ersatzschaltbild (ESB) zu entwerfen,

dass die physikalischen Parameter des Messobjektes beschreibt und einen Frequenzverlauf besitzt, dass dem gemessenen Impedanzspektrum entspricht. Dadurch ist es möglich, komplexe biologische und chemische Prozesse auf ein beherrschbares Niveau zu abstrahieren.[19]

Die Abbildung 2.6 stellt eine einfache schematische Darstellung eines Schaltungsprinzips zur potentiostatischen bzw. galvanostatischen Impedanzspektroskopie dar. Herausgeber ist die Firma Metrohm Autolab B.V..

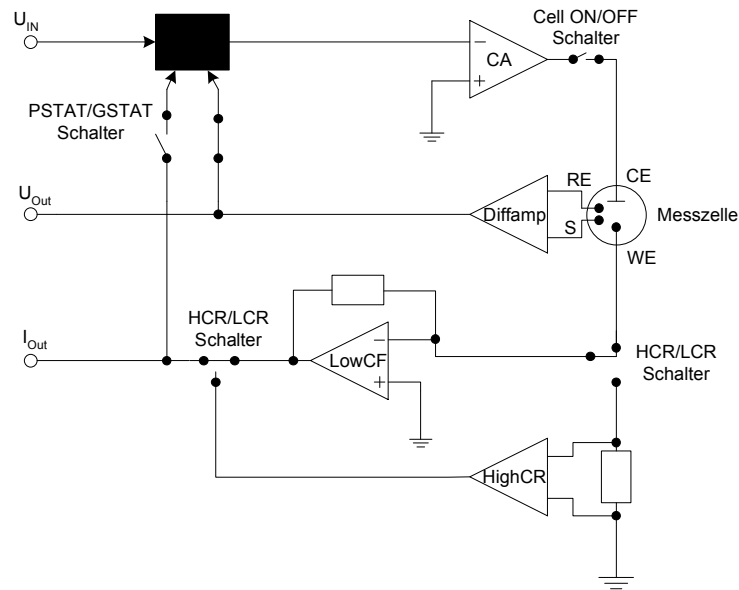


Abbildung 2.6: Grundlegendes Schaltungsdesign für die potentiostatische/galvanostatische Impedanzspektroskopie[3]

Die Eingangsspannung wird an dem Control Amplifier (CA) gelegt, dieser wandelt bei einem rein galvanostatischen Betrieb die Eingangsspannung in einen proportionalen Strom um. Dieser Verstärker würde dann eine spannungsgesteuerte Stromquelle darstellen. Der Strom fließt durch das Messobjekt, das sich zwischen der Gegenelektrode (CE) und der Arbeitselektrode (WE) befindet, gegen Masse resp. virtuelle Masse. Zwischen der Referenzelektrode (RE) und der Messelektrode (S) wird über den Differenzverstärker (Diffamp) die Spannung gemessen. Der Strom kann durch einen Transimpedanzverstärker (LowCF) gemessen werden, wenn der Stromwert gering ist. Fließen größere Ströme, wird die Stromstärke über einen Shunt-Widerstand (HighCR) gemessen. Über den Schalter PSTAT/G-STAT ist es möglich, zwischen einem potentiostatischen und galvanostatischen Betrieb zu wechseln. An der Black-Box wird das Signal zugeführt und sorgt zusammen mit der Wellenform des DAC (U_{IN}) für das Eingangssignal des CA.[3]

Wie im obigen Beispiel erkennbar, spielt die Stromquelle für die galvanostatische Impedanzspektroskopie eine entscheidende Rolle. Welche genauen Stromstärken eingeprägt werden, ist vom Messobjekt abhängig. Für die Spektroskopie einer Batterie werden zum Beispiel Ströme im Ampere-Bereich eingekoppelt, da Batterien eine kleine Impedanz von ca. $100\text{ m}\Omega - 1\text{ k}\Omega$, je nach inneren Aufbau, besitzen.

2.2.2 Elektrolyse

Bei der Elektrolyse wird ein elektrischer Strom durch ein Elektrolyt getrieben. An den Elektroden entsteht dabei eine chemische Reaktion, die zur Anhäufung von Reaktionsprodukten an den Elektroden sorgt. Diese Stoffe befinden sich im verwendeten Elektrolyten oder lösen sich von der Elektrode.

Vom negativen Pol der Stromquelle werden Elektronen an die Kathode (negative Elektrode) transportiert, während eine gleiche Anzahl von Elektronen über die Anode (positive Elektrode) zum positiven Pol der Stromquelle wandern. In Abhängigkeit des verwendeten Elektrolyten liegen unterschiedliche Ionen vor. Die negative Kathode zieht die positiv geladenen Ionen aus dem Elektrolyt durch Coulombsche Kräfte an. Die Ionen lagern sich an der Kathode an und es entsteht ein Elektronenaustausch. Dabei entsteht eine Reduktion des Ions. An der positiv geladenen Anode werden Elektronen aus der Lösung aufgenommen und es entsteht eine Oxydation. Bei diesem Vorgang entsteht eine Abscheidung von Ionen an der Kathode bei gleichzeitiger Auflösung an der Anode. Bei der Verwendung einer Konstantstromquelle zum Einprägen eines Stroms, spricht man von einer galvanostatischen Elektrolyse.[21, S.184-186,S.189-191][22, S.207-208]

Die Elektrolyse findet in vielen Bereichen ihre Anwendung, zum Beispiel bei der elektrolytischen Metallraffination. Dieses Verfahren wird verwendet, um ein Metall zu reinigen oder in Teilkomponenten aufzuteilen. Bei der Raffination von Metallen wird eine unreine Anode und ein dünnes reines Blech als Kathode in eine spezielle Elektrolytlösung eingetaucht. Durch die Elektrolyse erfolgt eine Auflösung an der Anode, dabei gehen Metall-Atome in die Lösung über. Einige Edelmetalle oxidieren jedoch nicht, sondern liegen als Anodenschlamm vor. Der Anodenschlamm stellt ein wertvolles Nebenprodukt bei der Raffination dar. An der Kathode erfolgt zur gleichen Zeit eine Abscheidung von Reinmetall. Bei diesem Verfahren betragen die Elektrolysespannungen $0,1\text{ V} - 0,25\text{ V}$ und es können Ströme bis zu 9000 A fließen.[21, S.201]

Eine weitere wichtige Anwendung der Elektrolyse ist bei der Erzeugung von metallischen Überzügen, bei der Verzinkung oder beim Verchromen, aber auch bei Herstellung und Verstärkung von Leiterbahnen bei der PCB-Herstellung.[21, S.201-202][22] Auch für diesen Anwendungsbereich ist eine Stromquelle nützlich.

2.2.3 Reizstromdiagnostik

Stromquellen spielen in der elektromedizinischen Technik eine wichtige Rolle, u.a. in der Elektrostimulation. Im Allgemeinen wird bei der Elektrostimulation ein Reiz im Gewebe durch die Einkopplung einer externen elektrischen Feldstärke erzeugt. Eine Reizung von Nerven oder Muskeln entsteht durch die Depolarisation der Zellen, die dann für eine Kontraktion des Gewebes sorgen. Anwendungsgebiete der Elektrostimulation sind unter anderem die Reizstromdiagnostik und die verschiedenen Arten der Elektrotherapie.[23] Direkte Anwendung der Reizstromdiagnostik sind vor allem der Herzschrittmacher und der Defibrillator/Kardioverter.

Herzschrittmacher

Die Aufgabe eines Herzschrittmachers ist es, eine künstliche Erregung des Herzmuskels beim Auftreten einer Störung zu erzeugen. Störungen können das Erregungsbildungssystem und das Erregungsleitungssystem betreffen. In beiden Fällen können Herzrhythmusstörungen entstehen.[23] Der Herzschrittmacher versucht synchron mit der Herzfrequenz und einer angepassten Amplitude im Bedarfsfall, die normale Herzfunktion aufrechtzuerhalten. Sein prinzipieller Aufbau ist in Abbildung 2.7 dargestellt.

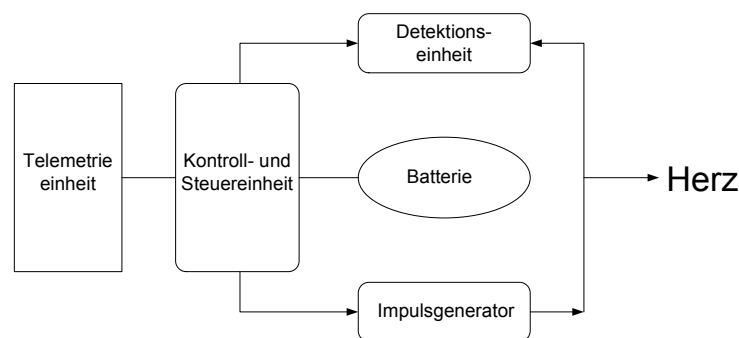


Abbildung 2.7: Blockschaftbild eines Herzschrittmachers[4]

Der Grundaufbau besteht aus einer Detektionseinheit zur Erfassung von intrakardialen Signalen, sowie einer Ausgangsstufe zur Erregung der Herzmuskulatur. Eine Steuereinheit sorgt für die Steuerung und Regelung unter Berücksichtigung der physiologischen Erfordernisse. Die Impulserzeugung der Ausgangsstufe wird laut [4] über eine Kondensatorentladung gesteuert, d.h. während einer passiven Phase wird ein Kondensator mit einer Spannung geladen und kann sich dann bei Bedarf entladen. Bei diesem Vorgang fällt sowohl die Spannung als auch der Strom nahezu exponentiell ab.[4, S.370,S.373] Die Verwendung einer Stromquelle wäre für diese Anwendung ebenfalls denkbar, jedoch müssen die wichtigen Kenngrößen der Stimulationszeit und der Amplitude eingehalten werden. Die Rheobase, die minimale Stromstärke zum Erzeugen einer Erregung, und die Chronaxie, die benötigte Stimulationszeit, repräsentieren diese wichtigen Parameter. Die Werte dieser Parameter sind nicht nur abhängig vom Stimulationsort und der geforderten Lebensdauer des Lithium-Ionen-Akku, sondern müssen auch individuell für den Probanden festgestellt werden. Die benötigte Spannung für eine Ventrikel-Stimulation kann ca. 3.5 V und einer Stimulationszeit von ca. 0.5 ms betragen.[24] Die Verwendung einer Konstantstromquelle wäre demnach möglich, jedoch muss die Quelle mit einer Akkumulator betrieben und versorgt werden. Für einen autarken Betrieb könnte eine Stromquelle unpassend sein.

Defibrillator/Kardioverter

Durch eine unnatürliche Kontraktion des Herzens kann ein lebensbedrohlicher Zustand für den Menschen entstehen. Durch das Einprägen von hohen Stromimpulsen ist es möglich, eine normale Herzkontraktion wiederherzustellen. Zu diesem Zweck dient der Defibrillator. Um bei Herzkammerflimmern oder Herzkammerflattern wieder eine normale Herzfunktion zu erzeugen ist eine Depolarisation aller Zellen notwendig. Für den Erfolg dieser Maßnahme ist es jedoch notwendig, mindestens 70% der Muskelmasse zu stimulieren, dabei gibt es keinen genauen Grenzwert für die Impulsstromstärke, der einen eindeutigen Erfolg verspricht. Bei Herzkammerflimmern oder Herzkammerflattern wird mit mindestens 2 A für $(10 - 20)\text{ ms}$ eingekoppelt. Ist das Problem nach dem ersten Versuch nicht behoben, wird es erneut mit einer höheren Stromstärke versucht. Diese Vorgehensweise wird ebenfalls angewendet, wenn sich der Proband über einen längeren Zeitraum im Kammerflimmern befindet. Der Defibrillator besitzt eine Steuereinheit, Analysekomponenten und eine Einheit zur Signalerzeugung als Ausgangsstufe. Sein Aufbau ähnelt dem Herzschrittmacher. In Abbildung 2.8 ist eine herkömmliche Ausgangsstufe dargestellt, wobei die Impulserzeugung über eine Kondensatorentladung gesteuert wird. Die Induktivität L dient zur Unterdrückung von Spannungsspitzen und zur Glättung der Impulse.[4, S.400-408]

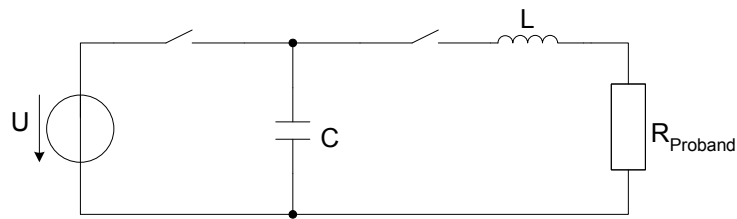


Abbildung 2.8: Herkömmliche Defibrillator Ausgangsstufe

Eine bessere Variante ist die Verwendung einer Stromquelle, da die herkömmliche Variante einen zur Probandenimpedanz proportionalen Strom erzeugt. Durch eine Stromquelle wird ein konstanter Strom eingeprägt, unabhängig von der Impedanz des Patienten, der ebenfalls über die gesamte Pulsdauer nahezu konstant ist.[4, S.409-410]

2.2.4 Analoge Signalübertragung über Stromschnittstelle

Ein wichtiger Verwendungszweck für Stromquellen besteht in der analogen Signalübertragung von Messwerten oder bei der analogen Kommunikation von Geräten untereinander. Bei der analogen Signalübertragung von Sensoren werden die physikalischen Messgrößen vom Messgerät aufgenommen und direkt in einen Analogwert umgewandelt. Im vereinfachten Fall besteht ein Sensor aus einem Messaufnehmer und einem Messumformer. Dabei wird die Veränderung der Messgröße über ein physikalisches Prinzip ermittelt. Dieser Messwert, der in einen Analogwert gewandelt wurde, liegt als digitalisiertes Analogsignal vor. Das Signal wird mittels genormter Spannungs- oder Strompegel an eine Steuer- bzw. Verarbeitungseinheit weiter geleitet. Die Übertragungsstrecken können dabei mehrere hundert Meter betragen, bei der Stromschnittstelle ca. 1000 m. Bei der Stromschnittstelle werden definierte Strompegel zur Informationsübertragung verwendet, anstelle von Spannungspegeln.

Die Stromschnittstelle besitzt die Vorteile, dass elektromagnetische Störungen einen geringeren Einfluss auf das Nutzsignal besitzen, als bei der Übertragung mit Spannungspegeln. Der Grund dafür ist, dass die kapazitiv eingekoppelten Verschiebungsströme im Vergleich zum Signalpegel hinreichend gering sind. Je größer der Strompegel, desto geringer ist der Einfluss der kapazitiven Störeinkopplung auf das Nutzsignal. Ein erhöhter Strompegel sorgt jedoch im gleichen Fall für eine erhöhte Leistungsumsetzung. Bei der Stromschnittstelle wird deshalb ein Kompromiss geschlossen und die Strompegel befinden sich im Bereich zwischen 10 mA und 100 mA. Die induktive Einkopplung von Störspannungen

beeinflusst das Datensignal ebenfalls nur gering und kann durch Verdrillung der Leitungen weiter minimiert werden. Einen weiteren Vorteil der Übertragung durch Strompegel besteht darin, dass Ströme sich im Allgemeinen schneller Schalten lassen als Spannungen. Darüber hinaus wirken sich leistungsabhängige Spannungsfälle nicht auf die Signalqualität des Nutzsignales aus. Der Nachteil dieser Art der Signalübertragung ist die hohe Verlustleistung im Gegensatz zur Übertragung mit Spannungspegeln und der aufwendige Aufbau. Zur Realisierung einer Stromschnittstelle wird ein Sender (spannungsgesteuerte Stromquelle) und ein Empfänger (stromgesteuerte Spannungsquelle) benötigt. Die maximale Leitungslänge und der daraus resultierende Leitungswiderstand wird durch die maximale Ausgangsspannung der Stromquelle festgelegt.[25][26]

Es existieren drei verwendbare Signalformen bei der Stromschnittstelle, diese werden im Folgenden kurz erläutert.

Bipolar: Diese Signalform alterniert um einen festgelegtes Stromniveau, meist wird für diesen Bezugspunkt Masse verwendet. Das Aufprägen eines Offsets ist ebenfalls in dieser Variante umsetzbar. Zu Beachten ist, dass die Sende- und Empfangseinheit in der Lage sein müssen diese Signalform verarbeiten zu können. Für die Stromschnittstelle findet diese Signalform jedoch selten Verwendung.[25]

True-Zero: Bei dieser Signalform ist der minimale Signalpegel Null bzw. Masse. Als maximalen Pegel wird ein genormter Strompegel verwendet. Bei der 0 – 20 mA-Schnittstelle beträgt der maximale Strompegel 20 mA. Die Variante besitzt den Nachteil, dass eine zusätzliche Ausfallüberwachung integriert werden muss. Da beim Auftreten des Wertes „0“ nicht eindeutig auf den Messbereichsendwert oder einen Fehler zu schließen ist.[25]

Live-Zero: Bei dieser Signalform ist der untere Messbereichswert größer als Null. Bei der 4 – 20 mA-Schnittstelle liegt der genormte minimal Pegel bei 4 mA und der maximale Messbereichswert bei 20 mA. Die Übertragung des Nutzsignals und die gleichzeitige Ausfallüberwachung ist in dieser Variante umgesetzt. Da der Pegel von „0“ für einen Fehler steht.[25]

Das Übertragungssystem der Stromschnittstelle besteht aus einem Sender, einer Übertragungsstrecke und einem Empfänger. Der Sender ist, wie bereits erwähnt, eine spannungsgesteuerte Stromquelle, die in der Lage sein muss, die Leitungsimpedanz der Übertragungsstrecke zu treiben und die dazu notwendige Ausgangsspannung zu liefern. Ein typisches Schaltungsdesign zur Realisierung dieser Stromquelle basiert auf dem Prinzip der MHCS (siehe Abbildung 2.9).

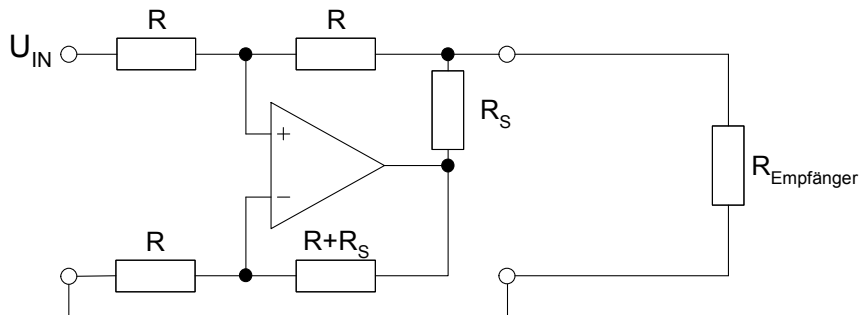


Abbildung 2.9: Schaltungsdesign eines Senders für die 0 – 20 mA-Schnittstelle[5]

Die Übertragungsstrecke besteht meist aus einem Koaxialkabel und einem zusätzlichen definierten Widerstand $R_{\text{Empfänger}}$. Dieser Widerstand ist ebenfalls in Abbildung 2.9 erkennbar.

Der Empfänger besteht meist aus einem Differenzverstärker, der die Potentialdifferenz über den Widerstand $R_{\text{Empfänger}}$ misst und somit ein zum Strom proportionales Spannungssignal erhält. In Abbildung 2.10 ist ein Empfänger für eine 0 – 20 mA-Schnittstelle dargestellt. Der Empfänger kann auch aus einem Instrumentenverstärker (INA) bestehen.

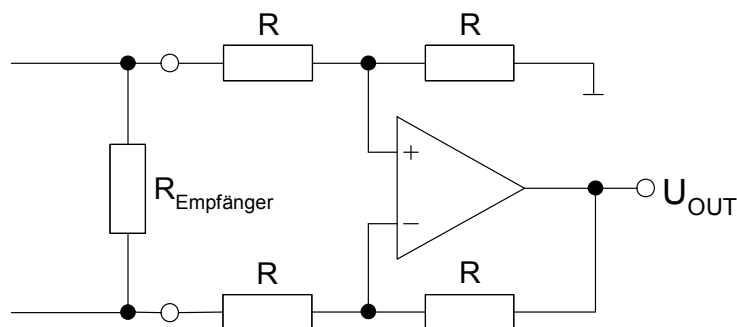


Abbildung 2.10: Schaltungsdesign eines Empfängers für die 0 – 20 mA-Schnittstelle[5]

Bei der Dimensionierung wird die Transimpedanz des Empfängers und die Transkonduktanz des Senders so eingestellt, dass folgt $U_{IN} = U_{OUT}$. [5]

Diese Verwendungsmöglichkeit stellt eine weitere sehr wichtige Anwendung für Stromquellen dar.

2.2.5 Induktivität

Ein weiterer Anwendungsfall für Stromquellen stellt der Betrieb von Spulen dar. Jede stromdurchflossene Leitung wird von einem magnetischen Feld umgeben, da elektrische Ladungen, die sich relative zueinander im Raum bewegen, aufeinander Kräfte ausüben. Als Spule wird ein gewickelter Draht mit einer Windungszahl N bezeichnet, dabei stellt ein geradliniger Draht eine Spule mit der Windungszahl von 1 dar. Jede Spule besitzt eine Induktivität, also die Fähigkeit durch ein magnetisches Feld eine Spannung zu erzeugen bzw. zu induzieren. Durch einen zeitlich veränderlichen Strom in einer Spule ist es möglich, eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses zu erzeugen und somit ein sich ständig änderndes Magnetfeld.[16, S.36-42] Jede Änderung des elektrischen Stromes sorgt also für eine Selbstinduktionsspannung. Diese Fähigkeit wird in den unterschiedlichsten Bereichen verwendet, eine spezielle Anwendung stellt dabei ein mechanischer Schwingungserzeuger dar.

Im Folgenden wird die Schwingungsprüfanlage TV50009 der Firma TIRA näher untersucht, da der Betrieb dieses Systems die eigentliche Hauptanwendung der zu entwickelnden Stromquelle darstellt.

2.3 TIRA Schwingungsprüfanlage TV50009

Das Vibrationssystem der Firma TIRA findet Verwendung in der Schwingungsprüftechnik und der Umweltsimulation. Es wurde als tragbares und stationäres Simulationssystem für die Materialprüfung und die Werkstoffprüfung kleiner Baugruppen entwickelt, darüber hinaus wird es auch zur Kalibrierung von Messsensorik genutzt. Im Labor der elektromedizinischen Technik der HTWK Leipzig wird die Schwingungsprüfanlage TV50009 zur Erzeugung von sinusförmigen oder auch rechteckförmigen Störsignalen verwendet, um neu entwickelte Messsensorik zu kalibrieren und zu evaluieren. Des Weiteren wird der Schwingungserreger zum Betrieb einer Membranpumpe verwendet, um definierte Drucksignale zu erzeugen. In Abbildung 2.11 ist der Schwingungserzeuger zu erkennen.



Abbildung 2.11: Schwingungsprüfanlage TV50009

2.3.1 Aufbau und Funktion des elektrodynamischen Schwingungserregers

Die Funktion des Systems ist der eines Lautsprechers angepasst. Die Kernkomponente des Schwingungserregers ist eine Tauchspule bzw. Schwingspule, diese besteht aus einem Trägermaterial, das mit einem dünnen Draht umwickelt wurde. Eingebettet wird diese Spule in den Luftspalt eines Permanentmagneten. Der Permanentmagnet umgibt die Schwingspule zylindrisch. Wird nun durch die Spule ein zeitlich veränderlicher Strom eingespeist, entsteht ein sich ständig änderndes Magnetfeld. Durch dieses sich kontinuierlich

ändernde Magnetfeld wird die Spule vom Permanentmagneten abgestoßen und wieder angezogen. Die Spule wird entsprechend der Zeitfunktion des Stromes aus dem Magneten herausgedrückt und wieder hineingezogen. Auf der Oberseite der Spule befindet sich ein Schwingtisch zur Befestigung von Messobjekten. Durch die Regelung der elektrischen Stromstärke lässt sich der Schwingungspegel des Schwingtisches festlegen. In Abbildung 2.12 ist der Querschnitt des Schwingungserregers zu erkennen. Bei Schwingungserregern zur Erzeugung von größeren Kräften wird anstelle eines Permanentmagneten ein Elektromagnet verwendet.[6]

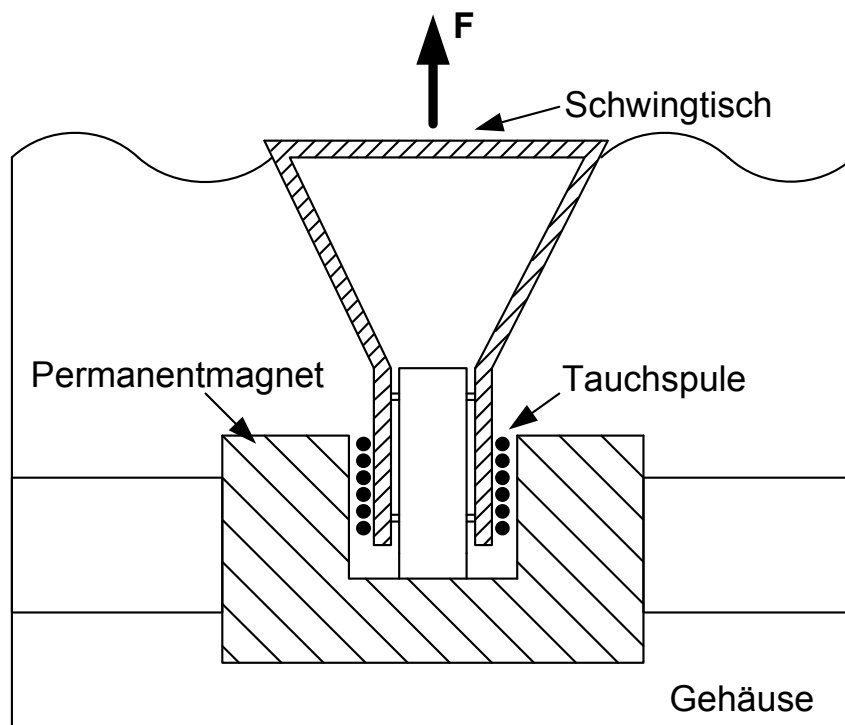


Abbildung 2.12: Allgemeiner Aufbau der Schwingungsprüfanlage[6]

Der TV50009 besteht jedoch nicht nur aus den bereits erläuterten Komponenten, sondern zusätzlich auch aus einem Feder-System. Dieses mechanische System in Verbindung mit der Schwingspule und dem Permanentmagneten sind die Hauptkomponenten des TV50009. Im Anhang B. (siehe Abbildung B.1) befinden sich die Konstruktionsunterlagen des TV50009. Darin sind die einzelnen Komponenten zu erkennen und die technischen Daten des Schwingungserregers sind ebenfalls aufgelistet.

2.3.2 Charakterisierung des Schwingungserregers

Die Hauptanwendung der zu entwerfenden Stromquelle soll, wie bereits erwähnt, der Betrieb der Schwingungsprüfanlage TV50009 sein. Als Vorbetrachtung wurde das System in seinen elektrischen Eigenschaften untersucht. Dazu wurde das Impedanzspektrum des Schwingungserregers mit dem Messgerät IviumStat der Firma Ivium Technologies aufgenommen. Das IviumStat ist ein multifunktionales Messsystem, das hauptsächlich für elektrochemische Anwendungen und Untersuchungen Verwendung findet. Für die Untersuchung des Schwingungserregers wurde das Messsystem der Firma Ivium als Impedanzanalysator mit galvanostatischen Betrieb verwendet. In den folgenden Kapiteln wird das IviumStat als Messgerät in seiner Funktionalität näher untersucht, in diesem Abschnitt steht die Charakterisierung des Vibrationssystems im Vordergrund.

Für die Impedanzspektroskopie wurde der TV50009 mit einem konstanten sinusförmigen Strom von 100 mA getrieben, im Frequenzbereich von $1\text{ Hz} - 100\text{ kHz}$. Entsprechend der 2-Leiter-Konfiguration wurde der Spannungsfall über dem Schwingungserreger ebenfalls von dem IviumStat gemessen. Aus dem Strom und der gemessenen Spannung berechnete der Impedanzanalysator die Impedanz in Betrag und Phase des TV50009. In Abbildung 2.13 ist der vereinfachte schematische Messaufbau zu erkennen.

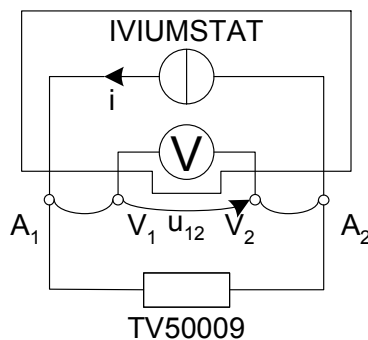


Abbildung 2.13: 2-Punkt-Messung zur Charakterisierung des TV50009

Die Untersuchungen erfolgten mit einer Belastung von 180 g , 530 g und 710 g ($180\text{ g} + 530\text{ g}$) Massestücken, darüber hinaus wurde der Schwingungserreger auch im Leerlauf charakterisiert (keine Belastung).

In Abbildung 2.14 ist das Impedanzspektrum, bestehend aus Amplituden- und Phasengang, des TV50009 in logarithmischer Darstellung zu erkennen, dabei wurden die Spektren der unterschiedlichen Belastung in einem Plot zusammengefasst.

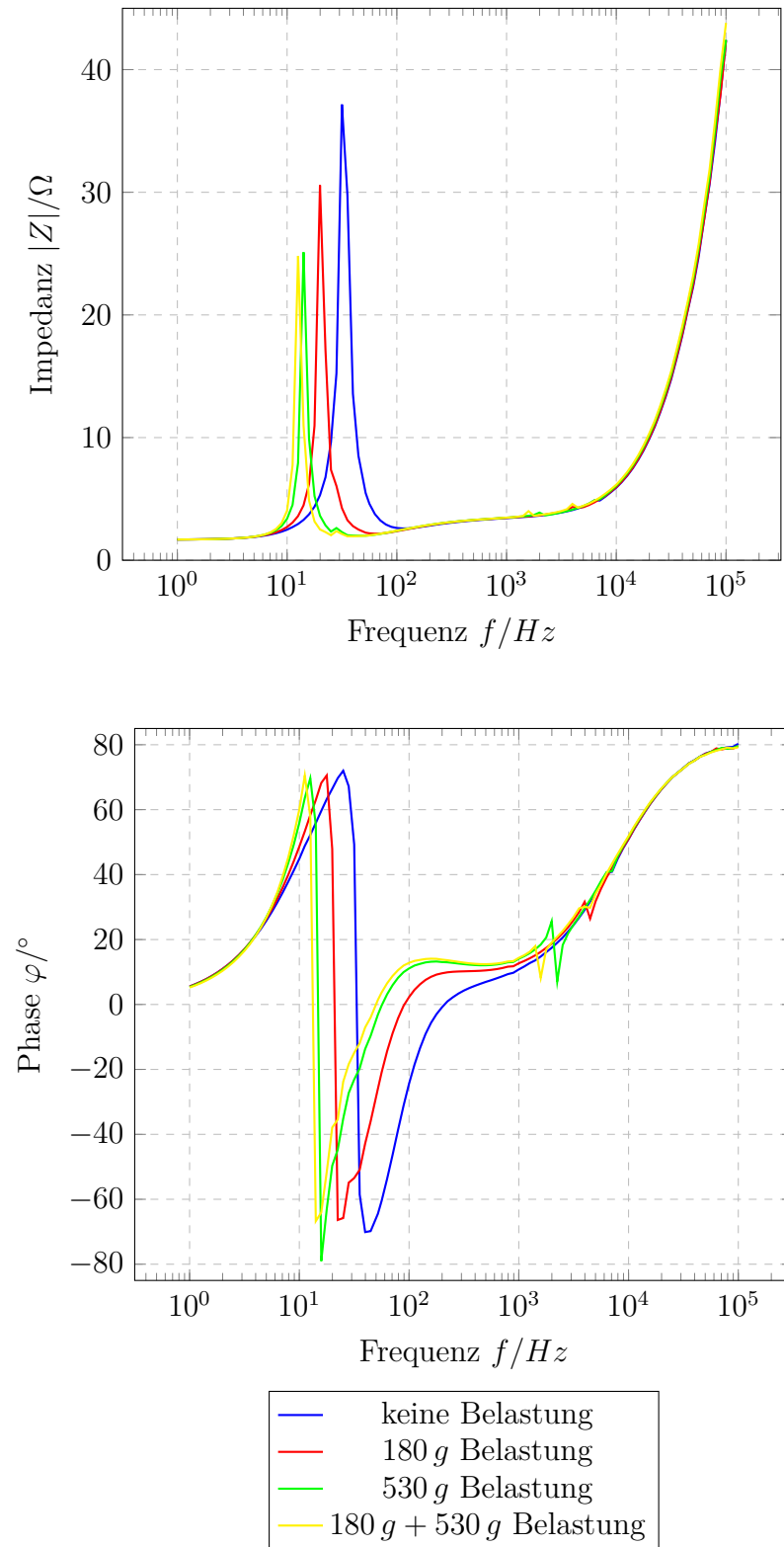


Abbildung 2.14: Amplituden- und Phasengang des Schwingungserregers

Die Kennlinien weisen einen kontinuierlichen Verlauf auf, dabei ist im Amplitudengang eine starke Erhöhung der Impedanz und im Phasengang ein abrupter Phasensprung zu erkennen. Der Phasensprung äußert sich im Wechsel des Vorzeichens, also dem Wechsel des induktiven Verhaltens in ein kapazitives Verhalten. Dieses Verhalten ist charakteristisch für einen Parallelschwingkreis.

Bei einem Schwingkreis wird Energie in eine andere Energieform umgewandelt. Ein einfacher elektrischer Parallelschwingkreis besteht aus der Parallelschaltung eines Kondensator, einer Spule und eines Widerstandes. Unterhalb der Resonanzfrequenz hat der Blindwiderstand der Induktivität einen größeren betragsmäßigen Anteil an der Gesamtimpedanz als der kapazitive Blindwiderstand, deshalb liegt eine positive Phasenverschiebung vor. Oberhalb der Resonanzfrequenz hat der Blindwiderstand des Kondensator einen größeren betragsmäßigen Anteil an der Gesamtimpedanz und sorgt aus diesem Grund für eine negative Phasenverschiebung. Im Resonanzfall sind die Blindwiderstände der Spule und des Kondensator gleich groß und leisten keinen Beitrag mehr zur Gesamtimpedanz des Schwingkreises. Die Gesamtimpedanz der Schaltung wird in diesem Fall nur noch von der ohmschen Komponente bestimmt, aus diesem Grund fällt der Phasenwinkel bei der Resonanzfrequenz auf Null Grad. Die Impedanzerhöhung lässt sich mit der folgenden Gleichung verdeutlichen. Gleichung 2.17 beschreibt die Gesamtimpedanz bzw. die Gesamtadmittanz eines einfachen elektrischen Parallelschwingkreises. Für die

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (2.17)$$

Vereinfacht man die Gleichung 2.17 ergibt sich 2.18.

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R} + j \left(\frac{-1}{\omega L} + \omega C \right) \quad (2.18)$$

Da im Resonanzfall $\omega L = \omega C$ ist, vereinfacht sich die Gleichung 2.18 zu 2.19

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R} \quad (2.19)$$

Im Resonanzfall besitzt die Admittanz des Schwingkreises sein Minimum und damit die Impedanz das Maximum. In Tabelle 2.1 sind die Messwerte der Resonanzfrequenz der jeweiligen Kennlinien mit den dazu gehörigen Impedanzen aufgelistet.

Weitere wichtige Faktoren sind die mechanischen Komponenten des Schwingungserregers. Der TV50009 besitzt auch ein Feder-System, das in Verbindung mit der Masse des Testobjektes für eine weitere Beeinflussung des Schwingverhaltens des Vibrationssystems sorgt.

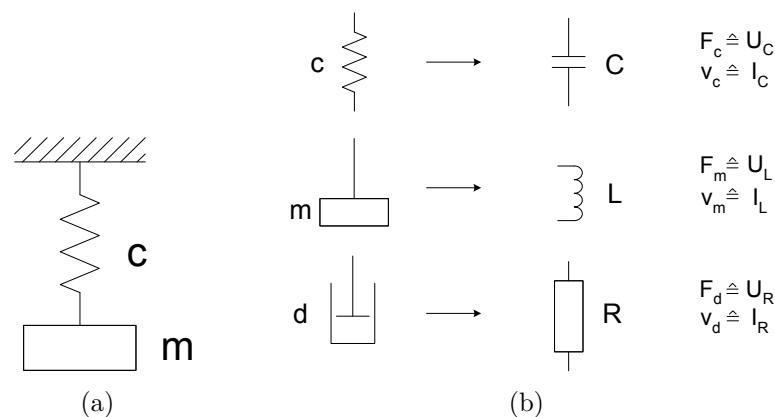
Tabelle 2.1: Resonanzfrequenzen und Impedanzen der einzelnen Kennlinien

Kennlinie	Resonanzfrequenz(f_0)/Hz	Impedanz($ Z $)/ Ω
blau	31.62	37.16
rot	19.95	30.57
grün	14.13	25.11
gelb	12.59	24.81

Nach [6] besitzen diese Komponenten einen großen Einfluss auf die Resonanzfrequenz. Der Einfluss dieses mechanischen Systems auf die Resonanzfrequenz ist im gemessenen Impedanzspektrum ebenfalls erkennbar. In Abbildung 2.14 ist dies durch eine Verringerung der Resonanzfrequenz bei gleichzeitiger Erhöhung der Masse ersichtlich.

Aufgrund der Kenntnisse des internen Aufbaus des Schwingungserregers und des gemessenen Impedanzspektrums wurde versucht, ein elektrisches Ersatzschaltbild (ESB) für dieses System zu entwerfen.

Aus [7] und [8, S.213-216] wurde die Analogie zwischen mechanischen und elektrischen Bauteilen entnommen und das Feder-Masse-System in eine elektrische Schaltung umgewandelt. In Abbildung 2.15 (a) ist der allgemeine Aufbau eines Feder-Masse-Systems zu erkennen in (b) wird die Analogie zwischen mechanischen und elektrischen Komponenten verdeutlicht.


Abbildung 2.15: Analogie zwischen mechanischen und elektrischen Komponenten [7][8]

Bei der Übertragung eines mechanischen Systems in eine elektrische Schaltung ist zu beachten, dass aus einer mechanischen Serienschaltung eine elektrische Parallelschaltung

wird. Dieses Verhältnis wird verständlich bei der Betrachtung der Knotengleichungen in der Parallelschaltung und die Maschengleichung in der Reihenschaltung. In Gleichung 2.20 ist die Knotengleichung und in der Gleichung 2.21 ist die Maschengleichung für elektrische Netzwerke im Vergleich zu mechanischen Systemen erkennbar.[7][8, S.213-216]

$$\sum_{i=1}^n I_i = 0 \quad \hat{=} \quad \sum_{i=1}^n F_i = 0 \quad (2.20)$$

$$\sum_{i=1}^n U_i = 0 \quad \hat{=} \quad \sum_{i=1}^n v_i = 0 \quad (2.21)$$

Unter Berücksichtigung des untersuchten Sachverhaltes wurde das ESB für die mechanischen Komponenten aufgestellt und ist in Abbildung 2.16 dargestellt.

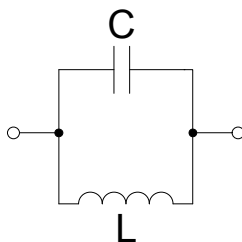


Abbildung 2.16: Elektrisches Ersatzschaltbild des Feder-Masse-Systems

Die Umwandlung mechanischer in elektrische Kenngrößen stellt eine Analogie dar. Das komplexe Verhalten der mechanischen Bauteile kann nur näherungsweise mit elektrischen Komponenten abgebildet werden. Aus diesem Grund ist die Umwandlung der Systeme untereinander bei genaueren Messungen nicht zu verwenden.[8]

Da der Schwingungserreger auch aus einer Spule besteht, wurde das ESB um eine Induktivität erweitert. Es existieren jedoch keine idealen Bauteile, sondern nur reale elektrische Elemente. Dabei besitzt jede reale Spule zusätzlich zu seiner eigentlichen Funktion auch noch parasitäre Effekte. Diese Effekte haben unterschiedliche Ursachen, beeinflussen aber die Funktion der Bauteile maßgeblich. Durch die Verschaltung einer Spule mit weiteren Elementen ist es möglich, diese parasitären Effekte näherungsweise abzubilden, um ein mögliches ESB für ein reales Bauteil zu erhalten. Unter Beachtung dieser Effekte können komplexe Schaltungen für einfache elektrische Bauteile entstehen.[9, S.5-9]

Jedes reale elektrische Bauteil weist ein frequenzabhängiges Verhalten auf. In Abbildung 2.17 ist diese Frequenzabhängigkeit einer Spule dargestellt.

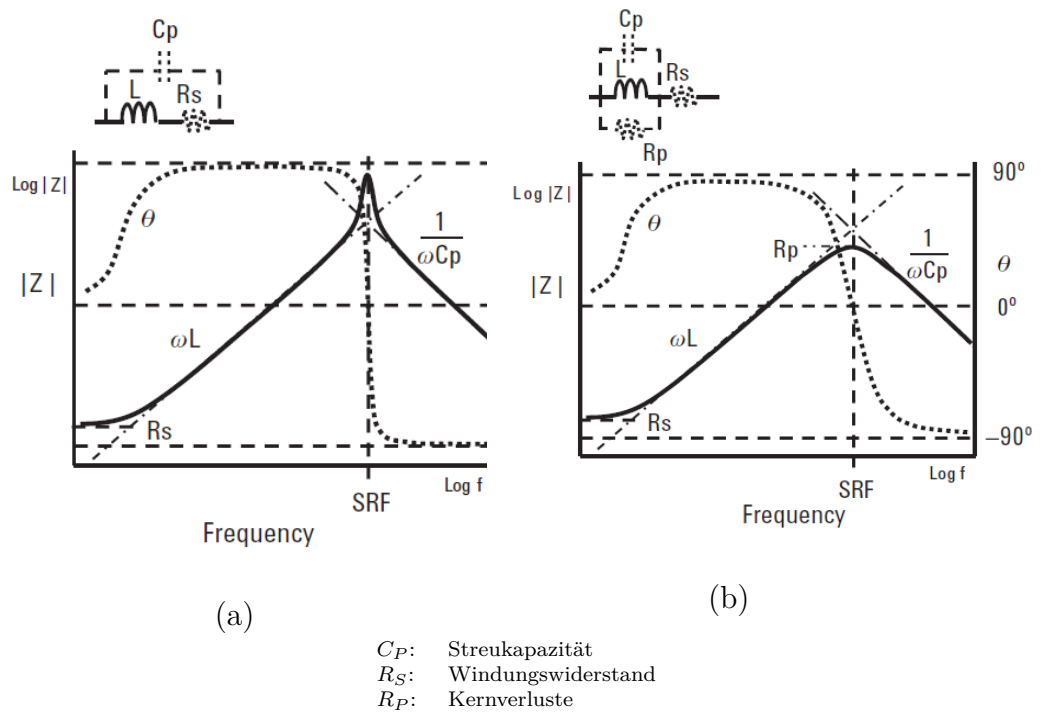


Abbildung 2.17: Frequenzabhängigkeit einer realen Spule[9, S.9]

In (a) ist das allgemeine ESB einer näherungsweise realen Spule mit dem dazugehörigen Frequenzgang zu erkennen. In (b) wird das ESB und der Frequenzgang unter Berücksichtigung der Kernverluste dargestellt. Elektrische Bauteile weisen jedoch nicht nur eine Abhängigkeit von der Frequenz auf, sondern werden auch von der Signalamplitude, der Temperatur und von weiteren Einflüssen beeinflusst. Weitere Untersuchungen über das reale Verhalten von Spule werden nicht durchgeführt und die Erkenntnisse aus Abbildung 2.17 sollen genügen.[9, S.5-9]

Mit diesen Erkenntnissen wurde das ESB aus Abbildung 2.16 mit der angenäherten realen Schaltung aus Abbildung 2.17 (b) einer Spule erweitert (siehe Abbildung 2.18).

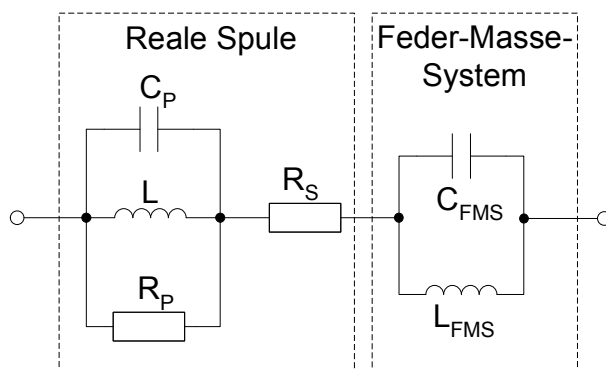


Abbildung 2.18: ESB des Schwingungserregers TV50009

Mit dem IviumStat ist es nicht nur möglich Messungen durchzuführen, sondern auch die Messergebnisse zu analysieren. Das gemessene Impedanzspektrum des TV50009 wurde mittels der *Equivalent Circuit Analysis* Funktion untersucht. Mit Hilfe dieser Analyse ist es möglich, ein elektrisches Ersatzschaltbild zu entwerfen und dessen Frequenzgang mit dem gemessenen Spektrum zu vergleichen. Es wurde das ESB aus Abbildung 2.18 in die grafische Oberfläche eingegeben. Danach wurde der Frequenzgang des ESB an das gemessene Impedanzspektrum angepasst. Diese Anpassung erfolgt durch ein Iterationsverfahren. Dabei werden die Kennwerte der Bauelemente so verändert, dass ein nahezu ähnliches Spektrum entsteht.[27, S.71-73] In Tabelle 2.2 sind die berechneten Kennwerte der Bauteile aufgelistet.

Tabelle 2.2: Berechnete Komponenten Kennwerte des ESB

Bauteil	Wert	Einheit
C_P	$2.796 \cdot 10^{-8}$	F
L	$3.665 \cdot 10^{-2}$	H
R_P	$4.134 \cdot 10^{-3}$	Ω
R_S	5.220	Ω
C_{FMS}	$3.500 \cdot 10^{-5}$	F
L_{FMS}	$5.301 \cdot 10^{-1}$	H

Die Plausibilität der berechneten Werte der Bauteile ist schwierig zu beurteilen, da keine genauen Kennwerte der Spule und des Feder-Systems bekannt sind, außer deren Existenz.

Das Impedanzspektrum dieser Analyse im Vergleich zum gemessenen Spektrum des TV50009 bei keiner Belastung ist in Abbildung 2.19 zu erkennen, dabei wurden die Spektren im Bereich von $1\text{ Hz} - 1\text{ kHz}$ untersucht.

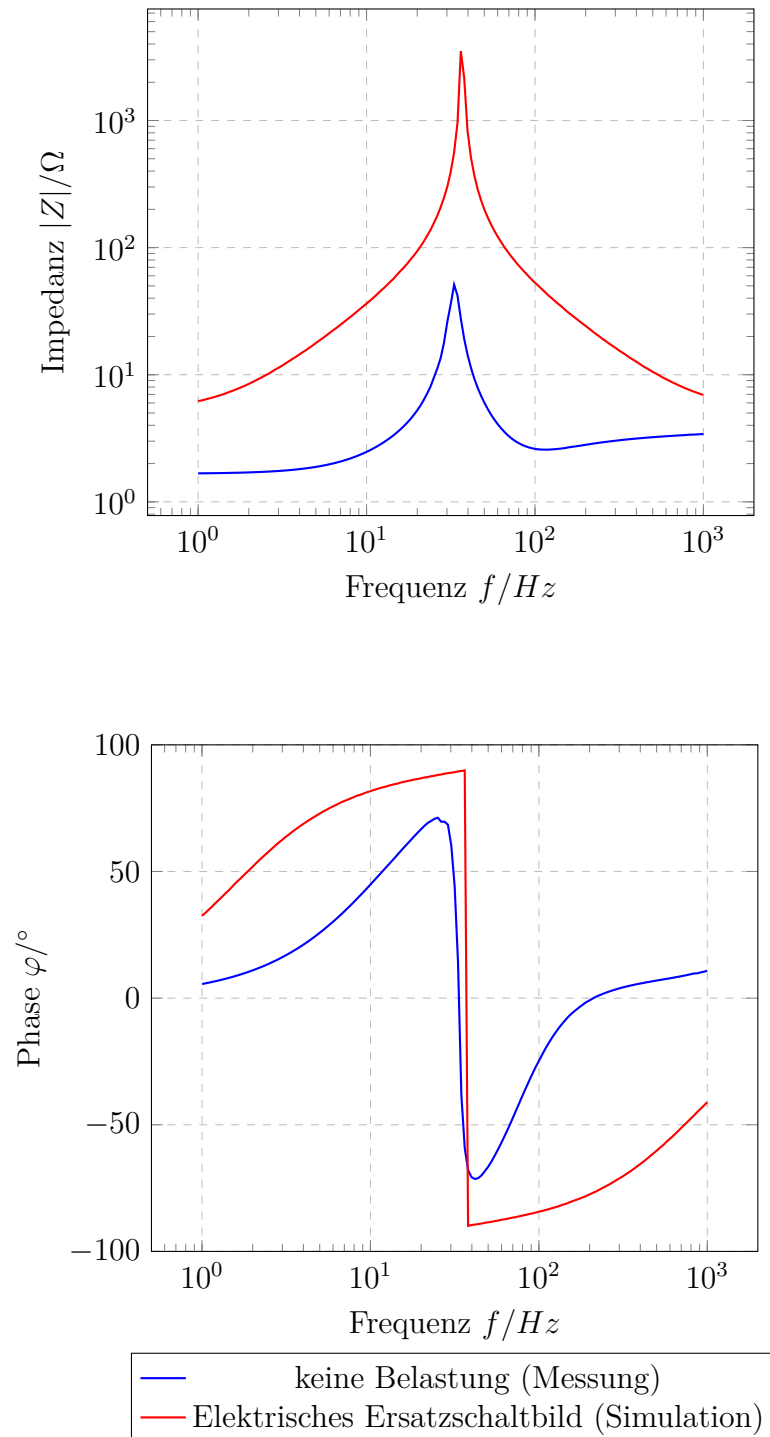


Abbildung 2.19: Amplituden- und Phasengang des Schwingungserregers

Tabelle 2.3: Resonanzfrequenz und Impedanz der berechneten und gemessenen Kennlinie

Kennlinie	Resonanzfrequenz/Hz	Impedanz bei f_0/Ω	max. Phasenverschiebung/ $^\circ$
blau	31.62	37.16	71.99 (bei $f = 25.12 \text{ Hz}$)
rot	36.30	$3.51 \cdot 10^3$	89.90 (bei $f_0 = 34.7 \text{ Hz}$)

Aus dem Amplitudengang und Tabelle 2.3 ist zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz des möglichen ESB des TV50009 um 4.68 Hz größer ist als die gemessene Resonanzfrequenz. Die Impedanz des ESB ist bei der Resonanzfrequenz um mehr als 3 Zehnerpotenzen größer im Vergleich zur Messung. Dennoch ist der Kennlinienverlauf des Amplitudengangs ähnlich der Messung. Der Phasengang des ESB besitzt den erwarteten Verlauf, der dem Phasenverlauf der Messung ebenfalls nahe liegt.

2.3.3 Fazit

Durch das gemessene Impedanzspektrum des TV50009 konnten dessen elektrische Eigenschaften näher untersucht werden. Es wurde ersichtlich, dass der Schwingungserreger ohne Belastung eine Resonanz bei der Frequenz von ca. 31 Hz besitzt. Des Weiteren stellte sich heraus, dass die Masse (L_{FMS}) eines möglichen Testobjektes einen großen Einfluss auf die Resonanz des Systems besitzt. Dieser Hinweis wurde in [6] gegeben und bestätigte sich. Bei einer Erhöhung der Masse verringert sich die Resonanz, dieser Sachverhalt entspricht dem Resonanzverhalten und ist in Abbildung 2.14 erkennbar. Durch das gemessene Impedanzspektrum und dessen Charakteristik im Amplituden- und Phasengang stellte sich heraus, dass das Modell der Parallelresonanz zutreffend ist.

Durch die Kenntnisse über den inneren Aufbau und die elektrischen Eigenschaften des Schwingungserregers wurde versucht, ein elektrisches Ersatzschaltbild zu entwickeln, das dem gemessenen Impedanzspektrum entspricht. Das entwickelte ESB ist in Abbildung 2.18 abgebildet und die Parameterwerte wurden durch einen Iterationsalgorithmus angepasst, um dem gemessenen Spektrum zu entsprechen. Das daraus entstandene Impedanzspektrum weist nur in der Form des Kennlinienverlaufs Gemeinsamkeiten auf. Die Resonanzfrequenz des ESB-Impedanzspektrum ist um 4.68 Hz größer, der berechnete Betrag der Impedanz beträgt im Resonanzfall 3510Ω und ist somit gegenüber der Messung um ca. 3472Ω größer. Interessant ist jedoch, dass bei der Veränderung des Parameterwerts der Spule L_{FMS} , die der Masse entspricht, eine starke Verringerung der Resonanzfrequenz verursacht.

Das entworfene Ersatzschaltbild ist nur eine Annäherung und kann nicht die gesamte

Komplexität des realen Systems abbilden, das ist der Grund für die Abweichungen zum gemessenen Impedanzspektrum. In einem realen System existieren auch Leitungsimpedanzen, die hier nicht mit berücksichtigt wurden. Des Weiteren wurden mögliche Einflüsse der Bauelemente untereinander ebenfalls nicht beachtet. Aber nicht nur im Elektrischen, sondern auch im Mechanischen wurden Vereinfachungen getroffen. Es wurde zum Beispiel die Luftreibung und die Reibung der mechanischen Komponenten untereinander nicht mit berücksichtigt. Darüber hinaus wurden die Kennwerte der Bauteile des ESB durch ein mathematisches Verfahren bestimmt und können unplausibel sein. Für eine genauere Untersuchung des TV50009, wären Kennwerte der einzelnen Systembestandteile notwendig. Das gemessene Impedanzspektrum wurde immer als Referenzpunkt gewählt, jedoch ist es auch fehlerbehaftet. Durch eine begrenzte Messgenauigkeit von 0.2 % [27, S.104], durch externe Störeinkopplungen und weitere Beeinflussungen wurde das Messergebnis verfälscht, aus diesem Grund ist der gewählte Referenzpunkt bereits fehlerhaft.

Die Untersuchung des Schwingungserregers TV50009 war jedoch notwendig, um sich über die elektrischen Eigenschaften der Last, für die zu entwerfende Stromquelle, im Klaren zu sein. Das elektrische Modell des Schwingungserregers sollte auch als Last bei der Simulation zum Entwurf der Stromquelle verwendet werden.

3 Übersicht aktueller Systeme

Die Anwendungsbereiche von Konstantstromquellen wurden im Kapitel 2.2 erläutert. In diesem Abschnitt werden bereits existierende Systeme und Geräte näher untersucht. Dabei werden nicht nur klassische Leistungsverstärker behandelt, sondern auch Galvanostaten und Impedanzspektroskopiemessgeräte. Ein wichtiger Fokus in der Untersuchung sollen dabei die Parameter, die Kennwerte und die schaltungstechnische Realisierung folgender Systeme sein, als Referenz für den Entwurf der symmetrischen bipolaren Stromquelle.

3.1 TOE 7608

Der Breitbandverstärker TOE 7608 der Firma TOELLNER Electronic Instrumente GmbH ist ein multifunktional verwendbarer Leistungstreiber. Er findet hauptsächlich als Nachverstärker von Funktions- und Signalgeneratoren geringer Amplitude Verwendung. In Tabelle 3.1 sind die wichtigsten Kennwerte dargestellt.

Tabelle 3.1: Kennwerte des TOE7608 [13]

Ausgangsleistung	63 W
Frequenzbereich	0 bis 500 kHz (−3 dB)
Verstärkung	nicht invertierend (fest eingestellt) +7 dB (bei > 10 kΩ Eingangswiderstand), +13 dB (bei 50 Ω Eingangswiderstand)
Eingangsspannung	max. 10 V _{eff}
Ausgangsspannung	max. ±22.5 V (bei 8 Ω Last)
Ausgangsstrom	3 A
Gewicht	ca. 8.2 kg
Kosten	ca. 1400 €

Informationen über die schaltungstechnische Umsetzung konnten von TOELLNER nicht beschafft werden. Trotz alledem werden die Kennwerte des Breitbandverstärkers als Referenzpunkt verwendet, um die zu entwickelnde Stromquelle zu dimensionieren. Darüber hinaus verkauft TOELLNER¹ noch weitere Breitband- und 4-Quadrantenverstärker auch für höhere Ströme.[13]

¹www.toellner.de/html/pages/de-startseite.htm

3.2 BAA 60

Der BAA 60 ist ein Leistungstreiber der Firma BEAK Electronic Engineering und wurde speziell für die Ansteuerung von Schwingungsprüfanlagen entwickelt. Dabei können Lasten bis zu $4\ \Omega$ mit einem maximalen Strom von $3.9\ A$ getrieben werden. Weitere Kennwerte können der Tabelle 3.2 entnommen werden.

Tabelle 3.2: Kennwerte des BAA 60 [14]

Ausgangsleistung	60 W
Frequenzbereich	0 bis 100 kHz (small signal) 40 Hz bis 20 kHz (full power)
Eingangsspannung	< 5 V
Ausgangsspannung	max. 15.6 V (bei $4\ \Omega$ Last)
Ausgangsstrom	max. 3.9 A (stufenlos)
Gewicht	ca. 12 kg
Kosten	ca. 4000 €

Über die schaltungstechnische Realisierung konnten keine Informationen in Erfahrung gebracht werden. Bekannt ist jedoch, dass der BAA 60 und weitere Leistungsverstärker der Firma BEAK mit Multiple Drain mesh (MDmesh) Power MOSFETs bestückt wurden. Diese MDmesh MOSFETs besitzen eine neuartige Struktur der senkrecht p-dotierten Streifen. Diese Struktur wird mit dem waagerechten Mesh-Overlay-Layout kombiniert. Durch diese Verbindung ist es möglich, den Gate-Widerstand exakter zu kontrollieren und eine Verringerung der Gate-Kapazität ist ebenfalls möglich.[28] Der wichtigste Vorteil dieser neuen Struktur ist folgender, der Temperaturkoeffizient des Durchlasswiderstandes ist im Gegensatz zu herkömmlichen Power-MOSFETs geringer. Dadurch konnte der Durchlasswiderstand um den Faktor 3 bis 4 verkleinert werden.[28]

Weitere Informationen über den BAA 60 und die weiteren Produkte von BEAK können auf der Webseite¹ entnommen werden.

¹www.beak-electronic.de

3.3 IviumStat

In Kapitel 2.3 wurde das IviumStat kurz erwähnt und zur Charakterisierung der Schwingungsprüfanlage TV50009 verwendet. In diesem Abschnitt werden die Funktionen des IviumStat erläutert und wichtige Kennwerte aufgelistet.

Das IviumStat der Firma Ivium Technologies ist ein multifunktionales Messsystem für elektrochemische Untersuchungen. Die Einsatzgebiete sind jedoch nicht auf elektrochemische Anwendungen begrenzt, sondern es sind auch Messungen an technischen oder biologischen Objekten möglich. Das Messsystem ist als Potentostat, Galvanostat, Impedanzanalysator und als Elektrometer betreibbar. Es können Ströme von $\pm 1 \text{ pA}$ bis $\pm 5 \text{ A}$ (AC, DC) bei einer maximalen Ausgangsspannung von $\pm 10 \text{ V}$ getrieben werden, damit ist es für eine Vielzahl von elektrochemischen Messungen verwendbar. Darüber hinaus können durch den Frequenzbereich von $10 \mu\text{Hz}$ bis 8 MHz auch EIS-Messungen in einem breiten Spektrum durchgeführt werden. Zusätzlich besitzt das Messgerät eine Software mit Analysefunktionen zur Auswertung der Messdaten und Verarbeitung dieser Daten. In Tabelle 3.3 sind weitere Kennwerte des IviumStat zu erkennen.[15]

Tabelle 3.3: Kennwerte des IviumStat [15]

Ausgangsleistung	40 W
Frequenzbereich	10 μHz bis 8 MHz
Ausgangsspannung	$\pm 10 \text{ V}$ bis 1 A $\pm 8 \text{ V}$ bis 5 A
Ausgangsstrom	max. $\pm 5 \text{ A}$
Gewicht	4 kg
Kosten	ca. 30000 €

Die Tabelle 3.3 stellt nur die allgemeinen Systemeigenschaften dar. In [15] können die speziellen Kennwerte für die einzelnen Betriebsmodifikation des IviumStat recherchiert werden.

Informationen über die Umsetzung einzelner Hardwarekomponenten und deren Realisierung im Schaltungsdesign, konnten nicht in Erfahrung gebracht werden. Auf der Internetseite¹ können noch weitere Informationen über das IviumStat und weitere Produkte von Ivium Technologies entnommen werden.

¹www.ivium.nl

3.4 Offset-free bidirectional current source for impedance measurement

In diesem Unterkapitel wird kein erwerbbares Produkt beschrieben, sondern ein System zur Impedanzmessung von biologischen Materialien. Dieses Messsystem wurde auf Basis einer Stromquelle entwickelt und wird aus diesem Grund hier erwähnt. Diese offsetfreie bipolare Stromquelle wurde vom Institut für Bioprozess- und Analysenmesstechnik e.V. entworfen. Das Schaltungsdesign wurde an die HCS angenähert, jedoch wurden Veränderungen vorgenommen, sodass die Stromquelle die Last „schwimmend“ betreibt. Die Stromquelle wurde für Anwendungen ausgelegt, die Ströme $\leq 1 \text{ mA}$ benötigen. In Abbildung 3.1 ist die Prinzipschaltung dargestellt.

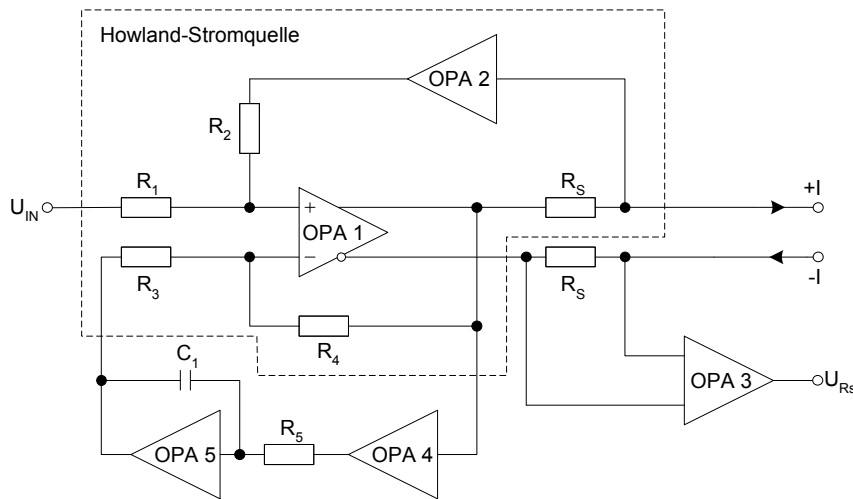


Abbildung 3.1: Prinzipschaltbild der „Offset-free bidirectional current source for impedance measurement“ [10]

Die Hauptkomponente dieser angenäherten HCS ist der OPA 1. Diese Komponente stellt einen voll differentiellen Operationsverstärker (fully differential amplifier) dar, der entsprechend der Widerstände R_S einen symmetrischen Strom treibt (siehe Gleichung 3.1). Bei der Wahl der Widerstände R_S ist darauf zu achten, dass die Widerstandswerttoleranzen Null sein sollten, damit die Symmetrie der Stromquelle erhalten bleibt.

$$I_{OUT} = \frac{U_{IN}}{R_S} \quad (3.1)$$

Für die Rückkopplung wird der nichtinvertierende Ausgang verwendet. Der OPA 2 wird dabei als Impedanzwandler betrieben um sicherzustellen, dass in der Rückkopplung kein

Strom fließt. Danach wird das rückgekoppelte Signal mit dem Eingangssignal zusammengefasst und auf den nichtinvertierenden Eingang des OPA 1 geführt.

Die zweite Rückkopplung dient zur Kompensation des Offsets, dabei wird der OPA 4 als Impedanzwandler betrieben und der OPA 5 dient als Tiefpassfilter. Das Signal wird dann auf den invertierenden Eingang des OPA 1 zurückgeführt, dabei ist es möglich über das Widerstandsverhältnis von $\frac{R_3}{R_4}$ die Schleifenverstärkung festzulegen.

Der OPA 3 ist ein Instrumentenverstärker und dient zur Detektion des Stromes und liefert ein Strom proportionales Spannungssignal. Dieses Signal wird zur Impedanzmessung benötigt.

Der maximal zu treibende Strom ist abhängig vom maximalen Ausgangsstrom des voll differentiellen OPVs. Die maximale Ausgangsspannung und die geforderte Bandbreite müssen ebenfalls vom OPA 1 geliefert werden können. Die Schaltung wurde in einem Frequenzbereich von 100 Hz bis 100 MHz getestet, dabei wurde eine Eingangsspannung von $U_{IN} = 0.5\text{ V}$ angelegt und der Spannungsfall über der Last gemessen. Des Weiteren wurde die Stabilität bei ohmschen Lasten von $10\ \Omega$ bis $10\text{ G}\Omega$ untersucht. Die Schaltung ist innerhalb des geforderten Frequenzbereiches und im Bereich der untersuchten Lasten stabil. Informationen über die genaue Dimensionierung der Schaltung und speziell welcher Verstärker für den OPA 1 verwendet wurde, ist nicht bekannt.[10]

3.5 Fazit

Durch diese Untersuchungen konnte ein Einblick in aktuelle Systeme erhalten werden. Es ist jedoch wichtig zu erwähnen, dass in diesen Vorbetrachtungen nicht alle, sondern nur einige Systeme untersucht wurden. Diese Recherche war jedoch notwendig, um ein Verständnis über die Realisierbarkeit zu bekommen.

Es wurde ersichtlich, dass der Frequenzbereich, bei einem maximalen Strom eingeschränkt ist. Dies ist erkennbar bei dem BAA 60 (siehe Tabelle 3.2), dessen Bandbreite bei maximaler Leistung 40 Hz bis 20 kHz beträgt, anstelle von 0 Hz bis 100 kHz für Ströme im Milliamperebereich. Der Breitbandverstärker TOE 7608 besitzt jedoch gemäß des Datenblatt bei einem maximalen Strom von 3 A eine maximale Frequenz von 500 kHz . Erkennbar ist auch, dass die maximalen Lasten im Bereich von $4\ \Omega$ bis $8\ \Omega$ (siehe Tabelle 3.1 und 3.2) liegen. Das in Kapitel 3.4 dargestellte Schaltungsdesign auf Basis der HCS zeigt eine Methode zur Realisierung einer bipolaren Stromquelle und die Herausforderungen der Entwicklung eines solchen Systems.

Diese Untersuchung der aktuellen Systeme zeigte, welche Parameter und Kennwerte naheliegend für eine Stromquelle sind. Darüber hinaus konnte ein Schaltungsdesign als Beispiel näher recherchiert werden. Mit Hilfe dieser Vorbetrachtung war es auch möglich die Anforderung an die zu entwerfende Stromquelle kritisch zu betrachten. Die Anforderungen waren realistisch und umsetzbar. Eine große Herausforderung bei der Entwicklung der geforderten Stromquelle war der bipolare Aufbau. Diese Herausforderung und deren mögliche Probleme werden in [10] beschrieben. Die Einhaltung und Umsetzung der Anforderungen hängen jedoch stark vom verwendeten Schaltungsdesign und den Bauelementen ab. Ebenfalls war erkennbar, dass eine steuerbare bipolare Stromquelle mit schwimmender Last bereits existiert, jedoch nicht vollständig erforscht wurde. Wissenschaftliche Veröffentlichungen zu diesem Thema sind überschaubar und für die Lieferung von Strömen größer als 2 A konnten keine recherchiert werden. Auch in kommerziellen Produkten und Technologien wurde diese Variante nicht gefunden. Da aus [10] hervorging, dass die Erforschung dieser Art von Stromquellen noch nicht abgeschlossen ist, stellt die Entwicklung einer steuerbaren bipolaren Stromquelle mit potentialfreier bzw. schwimmender Last einen wichtigen Beitrag dar.

4 Anforderungen an die Endstufe

Stromstärke:	$\leq 2\text{ A}$
Stromfluss:	bipolar
Lastenbetrieb:	schwimmend
Frequenzbereich:	DC...100 kHz
Signalform:	sinusförmig
Last:	Schwingungserreger TV51075 der Frima TIRA GmbH, weitere passive Lasten
Parameterkontrolle:	Strom und Spannungsmessung
Ist-Sollstrom Abweichung:	$\leq 2\%$
Offsetkompensation:	Überwachung des symmetrischen Betriebs der Last, Sollwertregelung über Potentiometer
Schirmung:	aktive Schirmung der Anschlussleitungen

5 Entwurf der steuerbaren Stromquelle

In diesem Kapitel werden die einzelnen Schritte des Entwurfes der steuerbaren Stromquelle mit Parameterüberwachung dargelegt. Die Gesamtschaltung besteht aus mehreren Funktionsblöcken. Dabei werden die Entwicklungsabschnitte der einzelnen Schaltungsmodule betrachtet. In den Vorbetrachtungen werden mögliche alternativ Schaltungen untersucht und das ausgewählte Design vorgestellt. Im Abschnitt der Realisierung wird erläutert, wie die jeweilige Schaltung dimensioniert wurde und welche simulativen Ergebnisse erreicht werden konnten. Des Weiteren wird das Vorgehen bei der Umsetzung beschrieben und die damit verbundenen Probleme untersucht. Ein spezielles Problem stellt das Treiben von induktiven Lasten dar und die damit verbundenen Spannungsspitzen im Schaltmoment. Darüber hinaus wird eine messtechnische Untersuchung der jeweiligen Schaltungsmodule durchgeführt und beschrieben. Zum Schluss wird eine Abschlussbetrachtung unternommen und eine Abschlussmessung mit dem Schwingungserreger TV50009 wird ebenfalls ausgeführt.

5.1 Steuerbare Stromquelle

5.1.1 Vorbetrachtungen

In Kapitel 2.1 wurden bereits Schaltungsvarianten zum Entwurf einer Stromquelle erläutert und beschrieben. In diesem Kapitel werden diese nach ihrer Verwendbarkeit entsprechend den Anforderungen aus Kapitel 4 untersucht.

Transkonduktanzverstärker (OTA)

Der Transkonduktanzverstärker stellt eine steuerbare Stromquelle dar und wurde bereits in seiner Funktionalität erläutert. Firmen wie zum Beispiel Texas Instruments und National Semiconductor stellen fertige Transkonduktanzverstärker als ICs zur Verfügung. Diese OTA erfüllen bereits die Anforderungen nach einem hochohmigen Ausgangswiderstand, der als Stromquelle wirkt, und arbeiten stabil. Darüber hinaus können sie durch einen externen Steuerstrom geregelt werden, der eine Änderung der Übertragungsteilheit bewirkt und somit für eine Veränderung des Ausgangsstromes sorgt (siehe Kapitel 2.1). Die untersuchten ICs wurden in ihren speziellen elektrischen Eigenschaften analysiert, um sicher zustellen, dass sie die gestellten Anforderungen an die zu entwerfende Stromquelle erfüllen. In Tabelle 5.1 werden einige OTA und deren wesentlichen Eigenschaften dargestellt.

Tabelle 5.1: Transkonduktanzverstärker ICs

Bezeichnung	Hersteller	max. Ausgangsstrom	Bandbreite
OPA861	Texas Instruments	15 mA	80 MHz
OPA615	Texas Instruments	20 mA	710 MHz
LMH6601	Texas Instruments	150 mA	250 MHz
LM13600	National Semiconductor	20 mA	2 MHz

Die Grundvoraussetzung nach einem hochohmigen Ausgangswiderstand erfüllen die OTA bereits. Darüber hinaus besitzen sie auch noch die Vorteile des rückkopplungsfreien Betriebs und der externen Steuerung. Alle Verstärker aus Tabelle 5.1 besitzen eine, für die zu entwickelnde Stromquelle, minimale Bandbreite von 100 kHz , jedoch erfüllt keiner dieser Steilheitsverstärker die Anforderung, einen Strom von 2 A liefern zu können. Da diese wichtige Anforderung von keinem aufgelisteten und weiter recherchierten OTA erfüllt werden konnte, wurde von dieser Umsetzungsmöglichkeit Abstand genommen.

Stromquellen-ICs

Eine einfache Möglichkeit zur Umsetzung einer steuerbaren Stromquelle stellt die Verwendung von Stromquellen-ICs dar. Firmen wie zum Beispiel Texas Instruments, Analog Devices und Linear Technology stellen bereits fertige Stromquellen-ICs zur Verfügung. Diese Bauteile sind meist Linearregler, die eine höhere, niedrigere oder invertierte Ausgangsspannung in Bezug zu einer Eingangsspannung liefern. Durch die Beschaltung des Ausgangs mit einem Widerstand lässt sich so eine Stromquelle realisieren. Diese fertig dimensionierten ICs besitzen den Vorteil, extern programmiert werden zu können, sodass das Ausgangssignal extern zusätzlich geregelt werden kann. Darüber hinaus sind noch weitere zusätzliche Funktionen implementiert, wie zum Beispiel ein Temperatursensor mit Notabschaltung. Hauptsächlich werden diese Bauelemente als Treiber für LEDs verwendet. Im Folgenden werden einige lineare Stromquellen ICs näher auf ihre Verwendbarkeit für die zu entwerfende Stromquelle untersucht, dabei werden die näher untersuchten ICs in der Tabelle 5.2 dargestellt.

Tabelle 5.2: Stromquellen-ICs

Bezeichnung	Hersteller	Typ	max. Ausgangsstrom
LT3080	Linear Technology	Linearregler	1.1 A
LTM8040	Linear Technology	DC-DC-Regler	1 A
LT3083	Linear Technology	Linearregler	3 A
LM3560	Texas Instruments	LED-Treiber	2 A

Der Linearregler LT3080 ist in der Lage einen maximalen Strom von 1.1 A zu liefern und der Schaltregler-Regler LTM8040 kann einen maximalen Strom von 1 A bereitstellen. Da die Forderung nach einem Strom von 2 A besteht, sind diese beiden Bauelemente nicht verwendbar. Der LT3083 besitzt einen maximalen Strom von 3 A und könnte unter Berücksichtigung nur dieses Aspektes verwendet werden. Da Linearregler und DC-DC-Wandler nur einen Gleichstrom ausgeben können, sind sie nicht für diese Anwendung nutzbar. Sie erfüllen die Anforderung nach einem Frequenzbereich von DC bis 100 kHz nicht. Der LED-Treiber LM3560 erfüllt die Forderung nach einem Ausgangsstrom von 2 A, jedoch wurde er nur für die Frequenz von 2 MHz ausgelegt und ist deshalb ebenfalls nicht geeignet.

Grundsätzlich wäre der Entwurf einer steuerbaren bipolaren Stromquelle mit solchen ICs oder Linearreglern umsetzbar. Da diese jedoch für eine spezielle Anwendung entworfen wurden, ist die Realisierung schwierig. Um eine bipolare Quelle für schwimmende Lasten zu entwerfen, wäre die Umsetzung eines gespiegelten Aufbaus denkbar, da die Regler die Lasten grundsätzlich gegen Masse treiben. Ein Problem stellt das Treiben von induktiven Lasten dar, durch Spannungsspitzen im Abschaltmoment können Schaltungselemente beschädigt werden. Für dieses Problem müsste noch eine Lösung gefunden werden. Ein großer Vorteil dieser Variante ist die einfache schaltungstechnische Realisierung, da nur zwei Regler mit den dazugehörigen Treiberwiderständen notwendig wären. Die Verwendung eines solchen Schaltungsdesigns für den Entwurf der bipolaren Stromquelle ist jedoch, aufgrund der dargelegten Gründe, nicht sinnvoll.

Bipolare Stromquelle auf Basis von Transistoren

Eine Variante für eine Stromquelle, die in der Lage ist, einen positiven oder einen negativen Strom zu erzeugen, wird in Abbildung 5.1 dargestellt. Dieser komplementäre Aufbau besteht aus einem PNP- und einem NPN-Transistor, die jeweils als Stromquelle arbeiten. Wenn die Eingangsspannung U_{IN} Null ist, sind die Ströme I_1 und I_2 gleich groß. Der Ausgangsstrom beträgt in diesem Fall Null. Wenn für U_{IN} ein positiver Wert gewählt wird, erhöht sich I_2 während I_1 sich verringert, da T_1 ein PNP-Transistor und T_2 ein NPN-

Transistor ist. Der Ausgangsstrom I_{OUT} wird in diesem Fall negativ. Für eine negative Eingangsspannung ist das Verhalten umgekehrt.

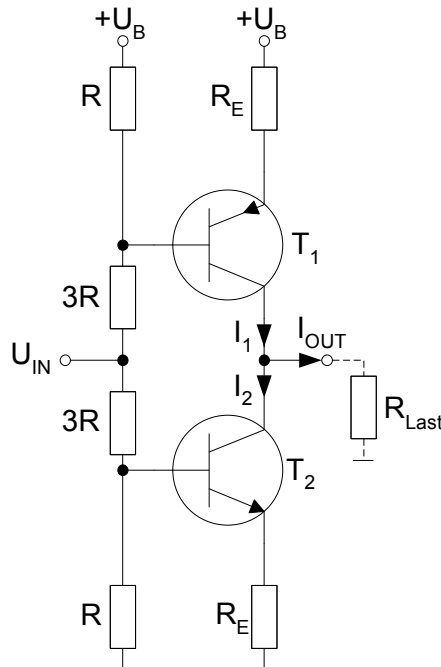


Abbildung 5.1: Bipolare Stromquelle[11]

Bei dieser bipolaren Stromquelle ist darauf zu achten, dass die Eingangsspannung nicht zu groß gewählt wird, da einer der Transistoren indessen sperren würde. Des Weiteren darf die Last nicht zu hochohmig sein, damit die Transistoren nicht in die Sättigung getrieben werden.[11]

In Tabelle 5.3 werden einige Bipolartransistoren dargestellt, die für die Schaltung entsprechend Abbildung 5.1 zur Verwendung stehen.

Die dargestellten Transistoren stellen für die Verwendung eine geeignete Möglichkeit dar, da die Anforderung nach einem minimalen Strom von 2 A eingehalten wird. Speziell der PHPT610030N-PK ist gut verwendbar, da er einen NPN-Transistor und gleichzeitig einen PNP-Transistor besitzt. Aufgrund dieser 2 Kanäle in einem Gehäuse können sich Einflüsse, wie zum Beispiel Temperaturen auf bei Transistoren gleichermaßen auswirken. Die angegebenen Transitfrequenzen der Transistoren sind der Tabelle 5.3 zu entnehmen. Es wird ersichtlich, dass die Forderung nach einer maximalen Frequenz von 100 kHz von den Bipolartransistoren eingehalten werden kann. Die hier besprochenen Transistoren stellen jedoch nur einen kleinen Auswahl der möglichen verwendbaren Transistoren dar.

Tabelle 5.3: Hochleistungs-Bipolartransistoren

Bezeichnung	Polarität	max. Kollektorgleichstrom	max. Kollektor- Emitterspannung	Transitfrequenz
PHPT610030NPK	NPN, PNP	$\pm 3\text{ A}$	$\pm 100\text{ V}$	125 MHz
PHPT60603NY	NPN	$+3\text{ A}$	$+60\text{ V}$	140 MHz
PHPT60603PY	PNP	-3 A	-60 V	110 MHz
PHPT61002NYC	NPN	$+2\text{ A}$	$+60\text{ V}$	140 MHz
PHPT61002PYC	PNP	-2 A	-60 V	125 MHz

Für die Entwicklung einer steuerbaren bipolaren Stromquelle, die in der Lage ist, eine Last schwimmend zu treiben, wäre es notwendig einen gespiegelten Aufbau zu realisieren. Die erläuterte Schaltung in Verbindung mit den dargelegten Bipolartransistoren, stellt ein mögliches Schaltungsdesign zur Entwicklung der steuerbaren Stromquelle dar.

Howland-Stromquelle

In Kapitel 2.1 wurde auf die Howland-Stromquelle näher eingegangen. Es wurde aus diesen Untersuchungen ersichtlich, dass das Schaltungsdesign der HCS eine umsetzbare Möglichkeit darstellt, eine steuerbare Stromquelle zu entwerfen. Die Voraussetzungen für einen stabilen Betrieb, einen unendlichen Ausgangswiderstand und einen toleranzfreien Ausgangsstrom sind jedoch von dem Verhältnis der Widerstände untereinander abhängig (siehe Anhang A.). Da diese Widerstände Toleranzen besitzen ist die grundsätzliche Forderung nach einem unendlichen Ausgangswiderstand und einem toleranzfreien Ausgangsstrom real nicht umsetzbar, sondern kann nur angenähert werden.

Die Anforderungen nach einen maximalen Ausgangsstrom von 2 A und einem Frequenzbereich von $0\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$ müssen von dem verwendeten OPV erfüllt werden. In Tabelle 5.4 werden verwendbare Operationsverstärker dargestellt, welche die Anforderungen erfüllen.

Die Voltage Feedback Amplifier (VFA) OPA541, OPA544 und OPA549 erfüllen die Forderung nach einen minimal Strom von 2 A . Darüber hinaus besitzen die Verstärker OPA541 und OPA544 den Vorteil, eine höhere Ausgangsspannung liefern zu können als der OPA549 und der ADA4870. Die maximale Versorgungsspannung des OPA541 und des OPA544 beträgt $U_B = \pm 35\text{ V}$. Durch eine Offsetspannung von $\pm 5\text{ mV}$ ist der OPA544 eine geeignete

Wahl zur Realisierung dieser Schaltungsvariante. Der OPA541 besitzt im Gegensatz dazu eine Offsetspannung von $\pm 10\text{ mV}$, ist jedoch in der Lage 3 A mehr zu liefern als der OPA544. Der ADA4870 ist ein Current Feedback Amplifier (CFA) und kann einen Strom von 1 A treiben. Dadurch ist er für die Verwendung zum Entwurf der steuerbaren Stromquelle nicht geeignet. Der Vorteil des ADA4870 ist, dass dieser aufgrund seines inneren Aufbaus bessere dynamische Eigenschaften besitzt als die VFAs. Seine Slew Rate (Anstiegsgeschwindigkeit) beträgt $2500 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ und ist damit um ca. zwei Zehnerpotenzen größer als die der anderen Verstärker. Des Weiteren ist die Bandbreite nahezu unabhängig von der Verstärkung, d.h. dieser OPV besitzt die Möglichkeit, bei einer beliebigen Verstärkung, über die ganze Bandbreite stabil betrieben werden zu können. Aus diesem Grund ist im Datenblatt des ADA4870 kein Gain-Bandwidth-Product aufgeführt. Würde man die Anforderung auf einen Strom von 1 A begrenzen, stellt der ADA4870 eine verwendbare Alternative zu den herkömmlichen Operationsverstärkern dar. Die dynamischen Kennwerte der einzelnen OPVs sind ebenfalls in Tabelle 5.4 aufgelistet. Erkennbar ist, dass der OPA541 mit einer Slew Rate von $10 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ und einem Gain-Bandwidth-Product von 1.6 MHz die besten dynamischen Eigenschaften besitzt, im Vergleich zu den anderen Operationsverstärkern. Die genaue Anforderung an die Slew Rate und das Gain-Bandwidth-Product ist abhängig von der Dimensionierung der Schaltung.

Tabelle 5.4: Leistungs-Operationsverstärker

Bezeichnung	OPA541	OPA544	OPA549	ADA4870
Typ	VFA	VFA	VFA	CFA
typ. Versorgungsspannung	$\pm 35\text{ V}$	$\pm 35\text{ V}$	$\pm 30\text{ V}$	$\pm 20\text{ V}$
Ausgangssp.	$\pm(V_B - 4.5\text{ V})$	$\pm(V_B - 5\text{ V})$	$(+V_B) - 3.2\text{ V}$ $(-V_B) + 1.7\text{ V}$	$\pm 18.6\text{ V}$
max. Offsetsp.	$\pm 10\text{ mV}$	$\pm 5\text{ mV}$	$\pm 5\text{ mV}$	10 mV
Ausgangsstrom	5 A (DC) 10 A (AC)	2 A	8 A (DC) 8 A (AC)	1 A
Slew Rate	$10 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$	$8 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$	$9 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$	$2500 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$
Gain-Bandwidth-Product	1.6 MHz	1.4 MHz	0.9 MHz	-

Fazit

Die Vorbetrachtung zu möglichen Schaltungsvarianten für die Stromquelle ergab, dass eine Vielzahl an Realisierungsmöglichkeiten existieren. Die Verwendung eines Transkonduktanzverstärkers als gesteuerte Stromquelle ist möglich, jedoch für die Anwendung in dieser

Masterarbeit nicht ausreichend. Desgleichen ist der Entwurf einer steuerbaren Stromquelle mit Hilfe von Stromquellen-ICs realisierbar, dennoch können die Anforderungen nicht erfüllt werden. Die Variante auf Basis von Transistoren stellt eine umsetzbare Möglichkeit dar. Darüber hinaus war es möglich, Bipolartransistoren zu finden, die zur Erfüllung der Anforderungen geeignet sind. Das Schaltungsdesign der Howland-Stromquelle stellt für die Umsetzung einer steuerbaren bipolaren Stromquelle eine geeignete Variante dar. Dabei scheinen die recherchierten Operationsverstärker die passenden Bauteile zur Erfüllung der Anforderungen zu sein. Aufgrund der einfachen Schaltung, bestehend aus einem OPV und sieben Widerständen, und bereits gesammelten praktischen Erfahrungen mit der Howland-Stromquelle, wird dieses Design für die Entwicklung der Stromquelle verwendet.

5.1.2 Realisierung

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Entwicklungsschritte erläutert. Zu Beginn wird die Dimensionierung der Schaltung beschrieben, danach werden die Simulationen dargestellt, die zur Überprüfung und Untersuchung des Schaltungsdesigns notwendig waren. Im nächsten Schritt wird die Umsetzung der simulierten Schaltung auf Leiterplatte beschrieben. Als Letztes werden die Tests des entwickelten Prototypen dargelegt und eine Beurteilung durchgeführt.

Dimensionierung

In Abbildung 5.2 ist die dimensionierte Howland-Stromquelle dargestellt. Die Dimensionierung erfolgte nach den Berechnungen und Untersuchungen aus [2].

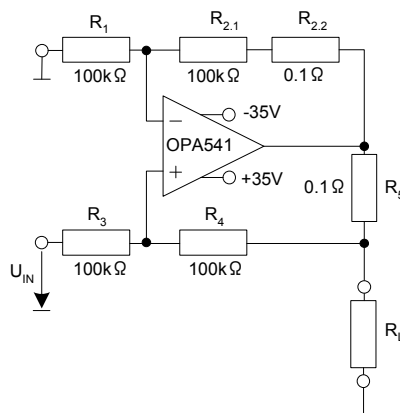


Abbildung 5.2: Dimensionierte Howland-Stromquelle

Es wurden die Widerstände $R_1, R_{2.1}, R_3, R_4$ mit $100\text{ k}\Omega$ dimensioniert, entsprechend der Empfehlungen aus [17, S.3]. Um einen Strom von 2 A zu erzeugen, ist darauf zu achten, dass der treibende Widerstand R_5 in der Lage ist, trotz der umgesetzten Leistung weiterhin stabil zu arbeiten. Aus diesem Grund wurde der Widerstand R_5 mit $0.1\text{ }\Omega$ bemessen, d.h. die Spannung zum Erzeugen eines Stromes von 2 A wäre 200 mV groß. Die Leistung, die im Widerstand umgesetzt werden würde, wäre 0.4 W . Bei diesen Leistungen können Surface-Mounted Device-Widerstände (SMD) stabil arbeiten, ohne dabei durch Erwärmung beschädigt zu werden, und es wäre nicht notwendig kostenintensive Hochleistungswiderstände bei der Umsetzung auf Platine zu verwenden. Der Ausgangswiderstand entsprechend der Gleichung 2.15 würde im Idealfall unendlich betragen, da reale Bauteile Toleranzen besitzen, wird sich ein endlicher Wert einstellen. Nach [17, S.3] werden Toleranzen von 0.1% oder 0.01% empfohlen. Der Ausgangswiderstand der Schaltung würde bei einer Toleranz aller Widerstände von 0.1% gemäß [2], $50.05\text{ }\Omega$ betragen. Der Grund für diesen geringen Ausgangswiderstand ist, dass der Widerstand $R_5 = 0.1\text{ }\Omega$ beträgt. Bei Erhöhung von R_5 , erhöht sich auch der Ausgangswiderstand.

Als OPV der Stromquelle wurde der OPA541 verwendet. Die Eigenschaften dieses Operationsverstärkers wurde bereits erwähnt (siehe Kapitel 5.1.1 Howland-Stromquelle). Er wurde verwendet, da er bei einer Versorgungsspannung von $\pm 35\text{ V}$ eine maximale Ausgangsspannung von $\pm(|V_B| - 4.5\text{ V})$ hat und bis zu 5 A (DC) bzw. 10 A (AC) bereitstellen kann. Des Weiteren besitzt der Verstärker gute dynamische Eigenschaften, mit einer Slew Rate von $10\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$ und einem GBP von 1.6 MHz . Die Slew Rate berechnet sich gemäß der Gleichung 5.1.

$$\text{SlewRate} = 2\pi \cdot f_g \cdot U_{PP} \quad (5.1)$$

Unter Berücksichtigung des minimalen Lastwiderstandes von $R_L = 4\text{ }\Omega$, entsprechend den Untersuchungen des Schwingungserregers, ergibt sich eine minimale sinusförmige Ausgangsspannung $U_{OUT} = 4.2\text{ V}_{pp}$ für jeden OPV. Für diese minimale Ausgangsspannung und einer geforderten Frequenz von 100 kHz , beträgt die minimal benötigte Slew Rate $2.639\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$. Das Gain-Bandwidth-Product beträgt für die Schaltung 5.2, mit einer maximal geforderten Frequenz von 100 kHz , $f = 10\text{ kHz}$. Da der OPA541 diese Forderungen erfüllt, stellte er sich als optimaler OPV für diese Anwendung heraus. Eine verwendbare Alternative zum OPA541 stellt der OPA544 dar.

Da die Stromquelle einen bipolaren Aufbau besitzen sollte und die Last schwimmend betrieben werden soll, wurde die Schaltung gespiegelt aufgebaut. Sie besteht aus einer Stromquelle und einer Stromsenke, dabei sind die beiden Schaltungen im Aufbau und der Dimensionierung identisch. Durch das Anlegen zweier gleicher Signale, die jedoch um

180° zueinander phasenverschoben sind, konnte die bipolare Stromquelle realisiert werden. Zum Erzeugen dieser beiden Signale sollte als Eingangsstufe ein voll differentieller OPV (Fully Differential Amplifier) verwendet werden. Dieser Verstärkertyp gibt zwei um 180° phasenverschobene Signale aus, mit der halben Amplitude des Eingangssignals. Als Verstärker für die Eingangsstufe wurde der THS4131 von der Firma Texas Instruments verwendet. Dabei wurde der OPV entsprechend des Datenblatts beschalten, sodass er eine Verstärkung von 1 besitzt. Der invertierende Eingang des OPVs und der V_{OCM} -PIN (Output Common-Mode Voltage), der die Ausgangsgleichtaktspannung festlegt, wurden auf Masse gelegt. Dadurch wird die oben beschriebene Funktion der Eingangsstufe erfüllt. In Abbildung 5.3 ist die Beschaltung des THS4131 dargestellt und in Abbildung 5.4 wird die Gesamtschaltung der Stromquelle mit Eingangsstufe dargestellt.

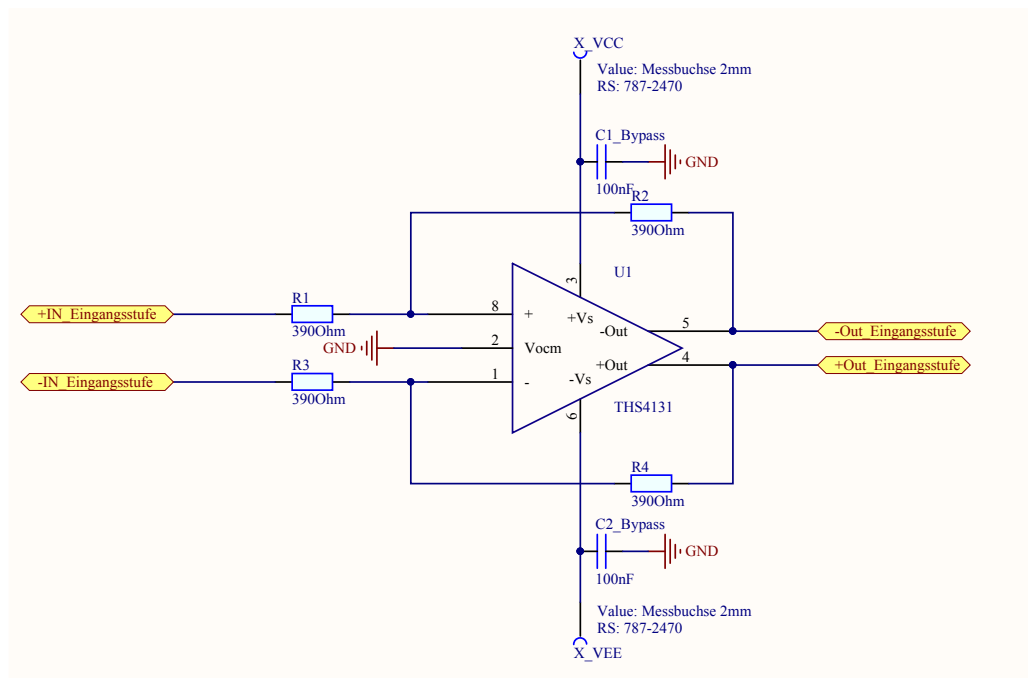


Abbildung 5.3: Schaltung des symmetrischen Vorverstärkers

Bevor die Schaltung umgesetzt werden sollte, wurde die Funktionsfähigkeit mit OrCAD PSpice simuliert. Wichtig für die Untersuchung waren die Analysen des Schwingungserregers (siehe Kapitel 2.3), die zeigten, dass die Impedanz einen Wert von ca. 4Ω hat. Eine Resonanz tritt bei ca. 31 Hz mit einer Impedanz von 37.18Ω auf. Dieser Sachverhalt und das entworfene ESB sollten in den Simulationen mit berücksichtigt werden. Diese Untersuchungen und die Simulationsergebnisse werden im folgenden Abschnitt näher beschrieben.

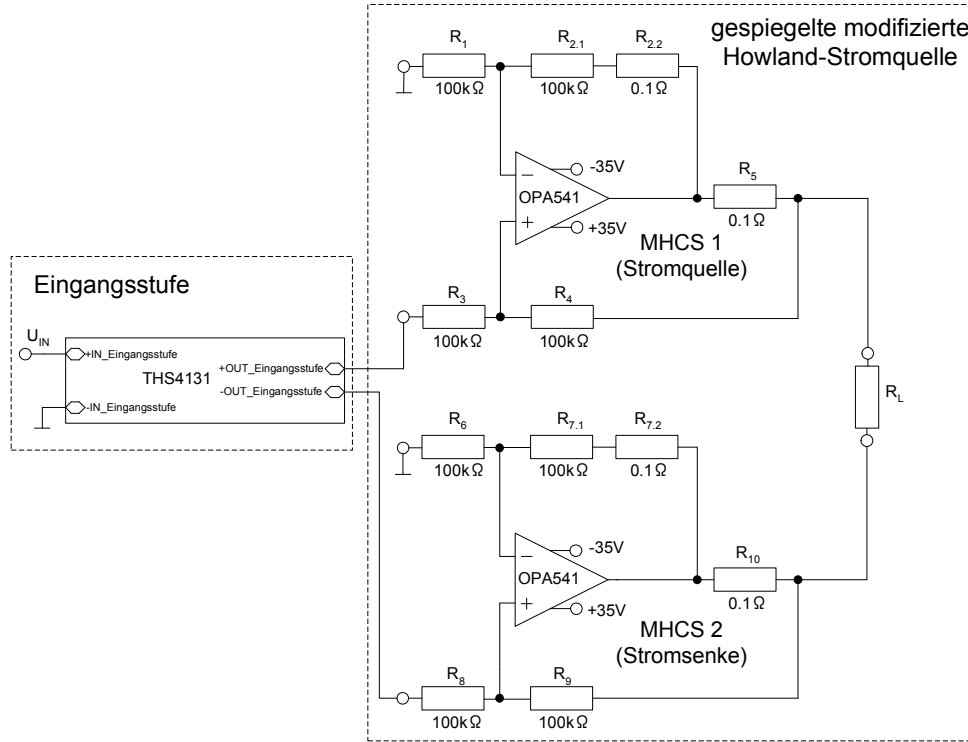


Abbildung 5.4: Schematische Darstellung des Prototypen der gespiegelten bipolaren Stromquelle

Simulation der Stromquelle

Zu Beginn der Simulationsuntersuchungen wurde die Schleifenverstärkung $\underline{L}_0(j\omega)$ des rückgekoppelten Systems aus Abbildung 5.2 mit OrCad PSpice untersucht. Die Schleifenverstärkung (Loop Gain) wird als Produkt aller Übertragungsfunktionen der Systemelemente, die sich innerhalb der Rückkopplung befinden, festgelegt. Sie definiert die Stabilitätseigenschaften eines rückgekoppelten Systems. Ein System wird als stabil bezeichnet, wenn bei einer kurzen Anregung des Eingangs das System in den Ausgangszustand wiederkehrt. Um eine Aussage über die Stabilität eines Systems zu erhalten, werden die Werte der Phasenreserve (Phase Margin) und der Verstärkungsreserve (Gain Margin) bestimmt. Sie geben an wie groß die Sicherheit ist bevor eine Instabilität des Systems eintritt.

Wenn bei der Durchtrittsfrequenz f_D die Schleifenverstärkung auf 0 dB gesunken ist, darf die Phasenverschiebung φ_D den Wert von -180° nicht erreicht haben, damit das System stabil ist. Die Differenz der Phase bei f_D zu diesem Grenzwert wird als Phasenreserve bezeichnet. Bei der Frequenz mit einer Phasenverschiebung von -180° , muss der Betrag der Amplitude bereits unterhalb von 0 dB liegen, damit das System als stabil gilt. Die Differenz zu diesem Grenzwert wird als Verstärkungsreserve bezeichnet. In Abbildung 5.5 werden diese zwei Formulierungen grafisch dargestellt.[12, S.10-11,14]

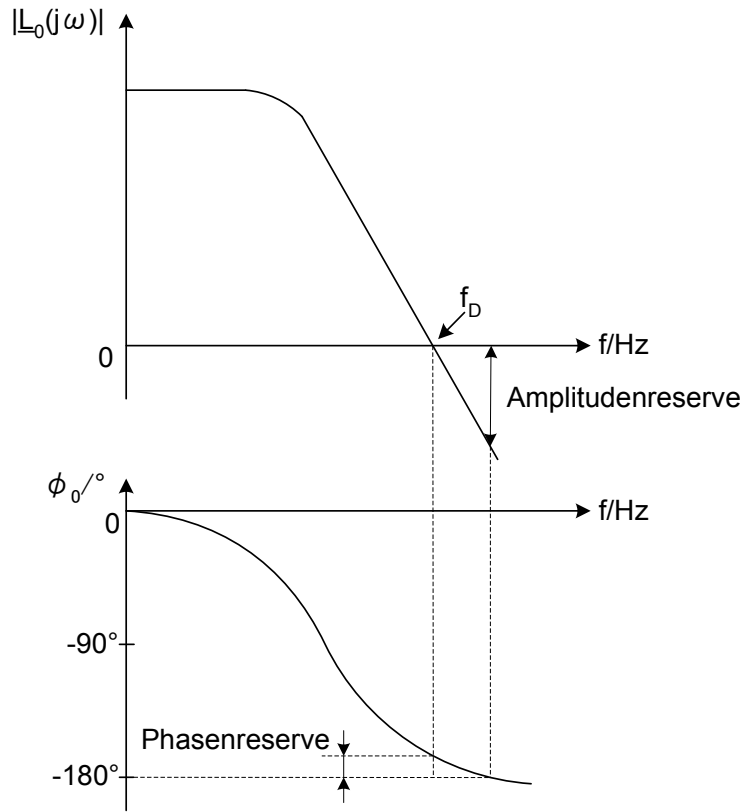


Abbildung 5.5: Schematische Darstellung der Bestimmung der Phasenreserve und der Amplitudenreserve [12]

Wenn bei einem rückgekoppelten Verstärker eine Phasendrehung von 180° vorliegt, ist aus der Rückkopplung eine Mitkopplung geworden und der Verstärker neigt zu Eigenschwingung.

Zur Überprüfung der Stabilität der Schaltung aus Abbildung 5.2, wurde die Phasen- und Amplitudenreserve mittels des Bode-Diagramms bestimmt. Bei der Simulation der Schleifenverstärkung werden die Eingänge gegen Masse kurzgeschlossen und die Rückkopplung wird aufgetrennt, um ein Testsignal einzuprägen. Das Ausgangssignal wird dann am anderen Schnittpunkt in Betrag und Phase untersucht. Dabei ist zu beachten, dass die Arbeitspunkte einzelner Komponenten nicht verändert werden dürfen und dass Änderungen der Belastung an der Schnittstelle korrigiert werden muss. Eine Methode zur Simulation der Schleifenverstärkung, die die beschriebenen Forderungen erfüllt, ist die Doppeleinspeisung (double injection technique) nach Middlebrook. Bei dieser Methode wurde durch das Einbringen einer Wechselspannungsquelle und in einem gespiegelten Aufbau durch eine Wechselstromquelle für die Auftrennung der Rückkopplung gesorgt. An den Schnittpunkten werden die Teilergebnisse der Spannungseinspeisung $\underline{L}_u(j\omega)$ und der Stromeinspeisung $\underline{L}_i(j\omega)$ nach Gleichungen 5.2 und 5.3 bestimmt.

$$\underline{L}_u(j\omega) = \frac{V_f}{V_i} \quad (5.2)$$

$$\underline{L}_i(j\omega) = \frac{i(V_3)}{i(V_4)} \quad (5.3)$$

In Abbildung 5.6 ist die Simulationsanordnung zur Untersuchung der Schleifenverstärkung zu erkennen. Dabei wurden die OPV-Modelle von Texas Instruments verwendet.

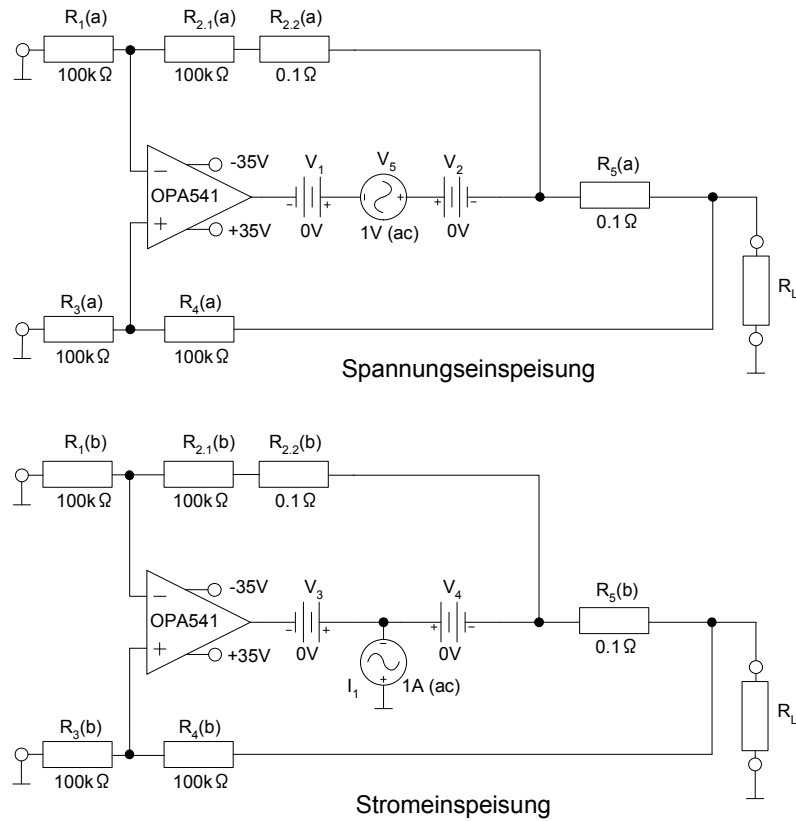


Abbildung 5.6: Simulationsanordnung für die Schleifenverstärkung in PSpice

Aus den beiden Teilergebnissen nach Gleichung 5.2 und 5.3 konnte die Funktion der Schleifenverstärkung berechnet werden[12, S.174-180]. Diese ist in Gleichung 5.4 erkennbar.

$$\underline{L}_0(j\omega) = \frac{1 + \underline{L}_i(j\omega) \cdot \underline{L}_u(j\omega)}{2 + \underline{L}_i(j\omega) - \underline{L}_u(j\omega)} \quad (5.4)$$

Untersucht wurde die Schleifenverstärkung bei einer Last von 4Ω , da die Impedanz des Schwingungserregers diesen Wert besitzt und für einen Widerstand von 30Ω , als maximal betreibbaren Widerstand. Des Weiteren wurde die Phasen- und Amplitudenreserve mit dem entworfenen ESB des Schwingungserregers aus Abbildung 2.18 bestimmt. In Tabelle

5.6 werden die untersuchten Phasen- und Amplitudenreserven der Schaltung bei den angegebenen Belastungen aufgelistet.

Tabelle 5.6: Phasen- und Amplitudenreserven zur Untersuchung der Schleifenverstärkung der Schaltung aus Abbildung 5.2

Last	Phasenreserve	Amplitudenreserve	Durchtrittsfrequenz
$4\ \Omega$	87.1°	$-39.0\ dB$	$18.38\ kHz$
$30\ \Omega$	90.0°	$-55.9\ dB$	$2.64\ kHz$
ESB-Schwingungserreger	25.9°	$-40.0\ dB$	$36.92\ Hz$

Im Anhang B. (siehe Abbildung B.2, B.3 und B.4) sind die Frequenzgänge der simulierten Schaltung bei den untersuchten Lasten dargestellt. Die Phasenreserve bestimmt in einem System das Überspringen und die Amplitudenerhöhung. Dies wäre erkennbar bei einer möglichen Untersuchung mit einem Sprungsignal als Eingangsgröße. Eine ausreichende Phasenreserve sollte im Bereich von 45° bis 70° liegen. Desgleichen wird eine Amplitudenreserve von $-12\ dB$ bis $-20\ dB$ als Richtwert angegeben. Aus Tabelle 5.6 ist erkennbar, dass die Werte für die ermittelten Phasenreserven und Amplitudenreserven größer sind, als die angegebenen Richtwerte. Die Sicherheit vor dem Eintreten einer Instabilität ist dementsprechend größer. Das untersuchte System ist beim Betrieb der dargelegten Lasten stabil. Die Durchtrittsfrequenz bei der Belastung mit dem entworfenen ESB des Schwingungserregers ist im Vergleich zu den Frequenzen der anderen Belastungen geringer. Die Durchtrittsfrequenz ist ein Maß für die Reaktionsgeschwindigkeit eines Systems, d.h. je größer diese Frequenz ist, desto schneller ist die Reaktionsfähigkeit des Systems bei Änderung der Eingangsgröße. Welche reale Beeinflussung dadurch entsteht, wird in den Probemessungen untersucht.

Für die simulativen Voruntersuchungen wurde nicht nur die Stabilität, sondern es wurden darüber hinaus auch die DC- und AC-Charakteristik der Schaltung evaluiert. Dazu wurde die gespiegelte Schaltung ohne Eingangsstufe verwendet. Es wurde mit PSpice ein *DC-Sweep* und ein *AC-Sweep* bei den oben bereits erwähnten Lasten durchgeführt. Der OPA541 ist in der Lage, bei einer Versorgungsspannung von $\pm 35\ V$ eine maximale Ausgangsspannung von $\pm 30.5\ V$ zur Verfügung zu stellen. Durch den gespiegelten Aufbau muss jeder OPV die Hälfte des Spannungsfalls über der Last bereitstellen. Bei der Verwendung von $I_L = 2\ A$, würden über den Widerständen R_5 und R_{10} eine Spannung von $200\ mV$ abfallen. Über einer Last könnten noch ca. $60\ V$ abfallen. Bei dem maximalen Strom von $2\ A$ wäre die Last ca. $30\ \Omega$ groß. Aus diesem Grund beträgt der Wert des

maximal betreibbaren ohmschen Widerstandes $30\,\Omega$. Mit der Untersuchung durch den *DC-Sweep* konnten diese Sachverhalte bestätigt werden. Die Untersuchung der Schaltung durch einen *AC-Sweep* ergab bei unterschiedlichen Belastungen folgende Grenzfrequenzen (siehe Tabelle 5.8).

Tabelle 5.8: Grenzfrequenzen bei *AC-Sweep* Analyse der Schaltung mit Last

Last	Grenzfrequenz
$4\,\Omega$	$37.6\,kHz$
$30\,\Omega$	$5.3\,kHz$
ESB-Schwingungserreger	$29.5\,kHz$

In Tabelle 5.8 wurden nur ausgewählte Lasten mit den dazu gehörigen Grenzfrequenzen dargestellt. Bei der Untersuchung des Frequenzverhaltens der Schaltung wurden auch andere Lasten berechnet. Es stellte sich heraus, dass sich bei Erhöhung der ohmschen Last die Grenzfrequenz verringert. Der Grund für dieses Verhalten liegt an der geringen Anstiegsgeschwindigkeit der Schaltung. Die Verstärker sind in dieser gespiegelten Beschaltung nicht in der Lage, den Ausgang schnell genug auszuregeln. Im Vergleich besitzt die HCS mit einer Last von $4\,\Omega$, die gegen Masse getrieben wird eine Grenzfrequenz von $758.4\,kHz$.

Durch die Analyse der Schleifenverstärkung stellte sich heraus, dass die Schaltung unter Berücksichtigung der Lasten stabil ist. Auch die Untersuchungen der DC- und AC-Charakteristiken konnte für eine erste Evaluierung der Schaltung dienen. Das reale Verhalten der Schaltung wird in den folgenden Messungen näher untersucht.

Schaltungsentwicklung der Stromquelle mit Eingangsstufe

Als Eingangsstufe wurde ein voll differentieller Operationsverstärker verwendet, der zwei um 180° phasenverschobene Ausgangssignale liefert. Beide Ausgänge haben die halbe Amplitude des Eingangssignals. Für diesen Verstärker wurde der THS4131 von Texas Instruments ausgewählt. In Abbildung 5.3 ist das, mit dem Altium Designer erstellte Layout und der Schaltplan zu erkennen. Als Rückkoppelwiderstände wurden entsprechend des Datenblatt mit $390\,\Omega$ dimensioniert, um eine Verstärkung von 1 zu erreichen. Da der THS4131 nur mit maximal $\pm 15\,V$ Versorgungsspannung betrieben werden kann, die Stromquellen-OPVs jedoch $\pm 35\,V$ benötigen, wurden die Versorgungspins des THS4131

mit einer Stiftleiste (Pin Header) verbunden. Dadurch konnte eine getrennte Spannungsversorgung realisiert werden. Um eine stabile Spannungsversorgung des ICs zu gewährleisten, wurden die Versorgungspins zusätzlich mit 100 nF Bypass-Kondensatoren versehen. Das Schematic der gespiegelten Stromquelle wird im Anhang A. dargestellt. Die Dimensionierung der Widerstände wurde bereits im Abschnitt 5.1.2 untersucht und wurde beim Erstellen des Schaltungsdesigns übernommen. Der Anschluss für die Versorgungsspannungspins wurde über den Steckverbinder 256-402 der Firma Wago umgesetzt, ebenfalls auch der Anschluss von Klemmen zum Betrieb einer Last. Zur Gewährleistung einer kontinuierlichen Spannungsversorgung der ICs wurde jeder Versorgungspin mit einem $100\text{ }\mu\text{F}$ Elektrolyt-Bypass-Kondensator versehen. Zum Schutz der OPVs vor Spannungsspitzen beim Betrieb von induktiven Lasten wurden Schutzdioden an den jeweiligen Ausgang des ICs angeschlossen. Diese Schutzdioden wurden parallel zum Ausgang des jeweiligen Verstärkers geschaltet. Beim Abschalten einer induktiven Last können Spannungsspitzen entstehen, die oberhalb bzw. unterhalb der Betriebsspannung liegen können. Durch diese Schutzmaßnahme werden die Spannungen gegen das jeweilige Versorgungspotential abgeleitet und können somit nicht mehr den IC schädigen.

Der Entwurf der schematischen Darstellungen und auch der Leiterplatte wurden mit der Software Altium Designer umgesetzt. Bei der Layout-Gestaltung wurde ein einlagiges Layout verwendet. Aufgrund des geforderten Stromes von 2 A wurden alle stromführenden Leiterbahnen mit einer Breite von mindestens 2 mm ausgelegt. Das Ziel war es, die Erwärmung der Leiterbahnen, aufgrund des Stromflusses, gering zu halten. Für eine bessere Abschirmung, wurde die einlagige Platine mit einer Massefläche geflutet. Im Anhang A. befinden sich die erstellten Schaltungspläne und das dazu gehörige Platinen-Layout. Des Weiteren wurde eine Stückliste mit allen verwendeten Bauelementen erstellt.

Messergebnisse des Prototypen

Zu Beginn der Messungen wurde das Verhalten der Eingangsstufe bei Gleichspannungen und Wechselspannungen als Eingangssignal untersucht. Bei diesen Analysen wurde der mittlere Fehler der beiden Ausgangspotentiale im Vergleich zum Eingangssignal bestimmt und der mittlere Fehler der Ausgangsspannungen untereinander betrachtet. Der THS4131 wurde bei diesen Messungen mit einer Versorgungsspannung von $\pm 5\text{ V}$ betrieben und für diese Analyse mit einer Verstärkung von 1 dimensioniert. Die Messungen erfolgten mit Eingangsspannungen im Bereich von -3 V bis 3 V und mit Frequenzen von

1 Hz, 1 kHz und 100 kHz. In Abbildung 5.7 wird der Messaufbau zur Untersuchung der Eingangsstufe schematisch dargestellt. Im Anhang A. befinden sich die Messdaten der jeweiligen Untersuchungen.

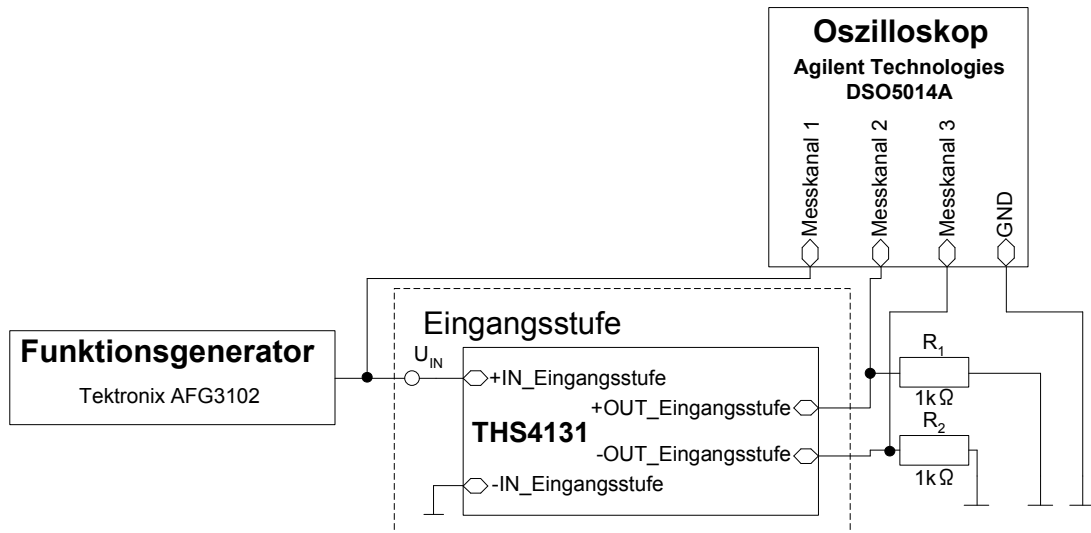


Abbildung 5.7: Schematische Messanordnung zur Untersuchung des THS4131

In Tabelle 5.10 wird der mittlere Fehler der einzelnen Ausgänge im Vergleich zur Eingangsspannung für die untersuchten Frequenzbereiche dargestellt.

Tabelle 5.10: Messfehler der Ausgangsspannungen im Bezug zum Eingangspotential der Eingangsstufe

Frequenz	mittlerer Messfehler des nicht invertierenden Ausgangs	mittlerer Messfehler des invertierenden Ausgangs
1 Hz	1.505 mV	1.016 mV
1 kHz	1.789 mV	1.458 mV
100 kHz	2.232 mV	2.158 mV

In der Theorie sollten die beiden Ausgangsspannung um 180° phasenverschoben sein und die halbe Amplitude des Eingangssignals besitzen. Bei realen Messungen werden diese Forderungen jedoch nicht vollständig erfüllt. Die Untersuchungen der Phasenverschiebung der Ausgänge zueinander, ergaben keine nennenswerte Verschiebungen. In Tabelle 5.11 werden die mittleren Messfehler der Spannungsamplituden der Ausgangspins zueinander dargestellt.

Tabelle 5.11: Messfehler der Ausgangsspannungen untereinander

Frequenz	mittlerer Messfehler zwischen nicht invertierendem Ausgang und invertierendem Ausgang
1 Hz	0.605 mV
1 kHz	0.768 mV
100 kHz	1.758 mV

Die Messfehler liegen im Bereich von Millivolt bis wenigen Mikrovolt, wie den obigen Tabellen entnehmbar ist. Die Messergebnisse wurden als positiv gewertet, da sie sich im Bereich der Offsetspannung befanden. Die im Datenblatt angegebene Offsetspannung des THS4131 beträgt maximal 2 mV. Die Kennlinienverläufe (siehe Anhang A.) weisen das erwartete Verhalten auf, den proportionalen Zusammenhang zwischen Eingangssignal und den Ausgangssignalen. Die Auswirkung auf die gespiegelte Stromquelle musste jedoch in der Praxis getestet werden.

Die Stromquellen wurden zu Beginn einzeln getestet, mit dem Kurzschluss gegen Masse und dem Betrieb einer Last von $R_L = 15\ \Omega$ gegen Masse. Dabei wurden die Widerstände R_5 und R_{10} auf einen Wert von $10\ \Omega$ gesetzt, sodass die Eingangsspannungen nicht zu klein gewählt werden mussten, damit auch kleinere Ströme erzeugt werden konnten. Alle ICs wurden mit einer Versorgungsspannung von $\pm 15\text{ V}$ versorgt. Begonnen wurde mit der Untersuchung der DC-Charakteristik der Stromquellen, dabei wurden Ströme $I_L = -400\text{ mA}$ bis 400 mA getrieben. Der Grund für diesen Bereich ist, dass die thermische Belastung der Widerstände R_5 und R_{10} gering war, sodass keine Zerstörung aufgrund von Überhitzung entstand. Für diese beiden Widerstände wurden Drahtwiderstände verwendet. Die Messwerte sind dem Anhang A. zu entnehmen. Es konnte eine durchschnittliche Abweichung des Soll-zu Istwertes von weniger als 1.25 % erreicht werden. Damit ist erkennbar, dass die Stromquellen im einzelnen in der Lage sind die Forderung nach einer Soll-Istwert-Differenz von weniger als 2 % zu erreichen. Die AC-Untersuchungen mit sinusförmiger Anregung entsprachen dem Verhalten aus den Simulationen.

Als Nächstes wurden die Stromquellen zusammengeschlossen, um das Verhalten des gespiegelten Aufbaus zu untersuchen. Bei diesen Messungen wurden die Stromquelle und die Stromsenke direkt verbunden und es wurde ein Strom in diesem Kurzschlussfall getrieben. Zu Beginn wurden Gleichspannungen als Eingangssignale verwendet und der Strom mit Hilfe eines Amperemeters gemessen. Die erwarteten Ströme konnten gemessen werden, jedoch war eine starke Erwärmung der beiden OPA541 feststellbar. Bei dem Betrieb von schwimmenden ohmschen Lasten wurde ebenfalls der erwartete Strom gemessen, jedoch

konnte der Spannungsfall über der Last mit dem verwendeten Voltmeter nicht gemessen werden. Diese Erscheinung wurde wiederum begleitet von einer starken Erwärmung der Operationsverstärker OPA541. Durch den zusätzlichen Anschluss der Eingangsstufe an den gespiegelten Aufbau, trat das gleiche Verhalten auf. Bei weiteren Untersuchungen der Schaltung wurden die Eingangspins und die Ausgangspins der Stromquellen-OPVs untersucht und bei einer geringen Eingangsspannung $U_{IN} = \pm 0.5\text{ V}$ mit dem Multimeter Metrahit Pro und dem Oszilloskop DSO5014A von Agilent Technologies gemessen. In Abbildung 5.8 werden die Messwerte im Vergleich zu den Simulationswerten dargestellt. Die Messwerte an den Eingängen wichen stark von den Idealwerten, wie in Abbildung 5.8 erkennbar ist, ab. Die gemessenen Ausgangsspannung lagen im Bereich der maximalen Ausgangsspannung, d.h. die Ausgänge der OPVs befanden sich im übersteuerten Zustand. Darüber hinaus wurde das Schwingen der Ausgänge beim Betrieb einer ohmschen Last mit Hilfe des Oszilloskops erkannt.

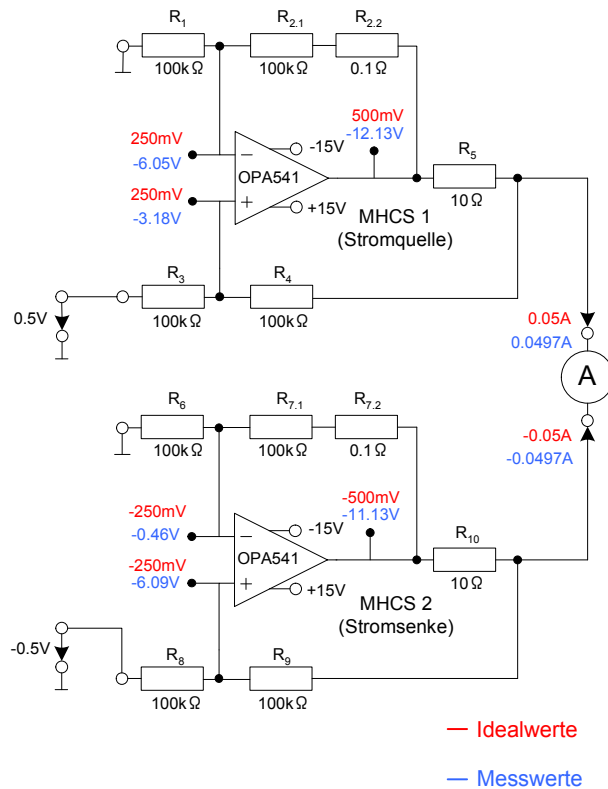


Abbildung 5.8: Vergleich der Messwerte mit den Idealwerten

Interessant war jedoch, dass die Differenz der Messwerte gleich der Differenz der Idealwerte waren. Es war erkennbar, dass die Ausgangsspannungen um einen Offset verschoben waren. Bei Änderungen der Eingangsspannungen veränderte sich das Problem nicht. Durch die Erhöhung der Versorgungsspannung auf $\pm 30\text{ V}$ konnte ebenfalls keine Verbesserung

erzielt werden. Die Ausgänge befanden sich wieder in der Übersteuerung. In Abbildung 5.9 wird diese Problem nochmal grafisch dargestellt. Ein Grund für dieses Verhalten wurde in der Dimensionierung der Schaltung entdeckt. In Abbildung 5.8 ist dieser Fehler zu erkennen. Der Grund für die Veränderung der Widerstände R_5 und R_{10} wurde bereits beschrieben, jedoch ist bei dieser Änderung eine Anpassung der Widerstände $R_{2.2}$ und $R_{7.2}$ notwendig. Diese Änderung wurde nicht vorgenommen und es entstand das beschriebene Problem. Simulationen mit OrCAD PSpice bewiesen diese fehlerhafte Dimensionierung als Grund für das Übersteuern der Ausgänge. Nach der Behebung dieses Fehlers, wurden weitere Messungen der Stromquelle in Verbindung mit der Eingangsstufe durchgeführt. Ein vergleichbares Ergebnis war die Folge. Durch den Anschluss des THS4131 an den gespiegelten Aufbau entstand wieder eine Übersteuerung der Ausgänge der Stromquellen-OPVs. Weitere Untersuchungen und Simulationen bestätigten diesen Sachverhalt. Durch die Amplitudenunterschiede der differentiellen Ausgänge des THS4131, erhalten die Stromquelle und die Stromsenke unterschiedliche Eingangsspannungen, die zu einer „Verstimmung“ des gespiegelten Aufbaus führten. Um dieser Übersteuerung entgegenzuwirken sollte eine Offsetkompensation an den Ausgängen der beiden OPA541 vorgenommen werden.

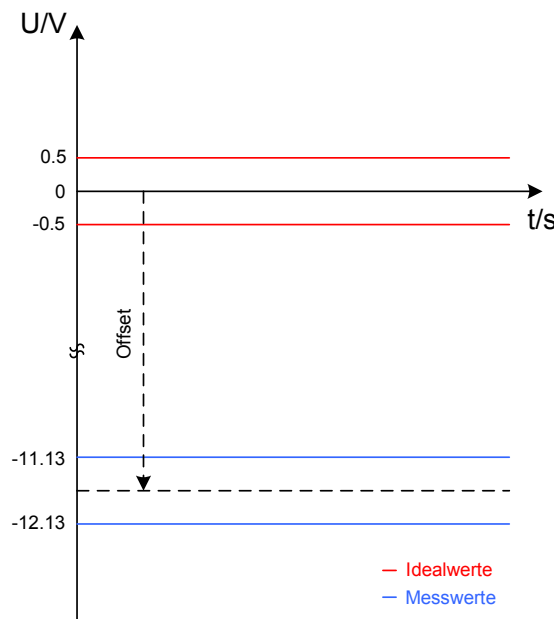


Abbildung 5.9: Grafische Darstellung der Ausgangspotentiale im Idealfall und der Messergebnisse

5.2 Offsetkompensation

5.2.1 Vorbetrachtungen

Wie sich im Kapitel 5.1 herausstellte, konnte eine Stromquelle entworfen werden. Bei dem Design (siehe Abbildung 5.8) lag jedoch das Problem vor, dass sich die OPVs der Stromquelle (MHCS 1) und der Stromsenke (MHCS 2) am Ausgang im übersteuerten Zustand befanden. Die Ausgangsspannungen der beiden Operationsverstärker sollten sich um 0 V befinden. Durch Messungen wurde ersichtlich, dass die Ausgangsspannungen um einen zusätzlichen Offset ausgeregelt wurden. In Abbildung 5.9 wird dieser Sachverhalt grafisch dargestellt. Um diesen Offset zu korrigieren sollte eine weitere Teilschaltung entworfen werden. Die Aufgabe dieser Offsetkompensation sollte es sein, den Mittelwert der Ausgangspotentiale der Stromquelle und der Stromsenke zu messen und diesen Wert als neuen Bezugspunkt für die Gegenkopplung der OPVs festzulegen. Dadurch sollten die Operationsverstärker, einen um diesen Wert verringerte Ausgangsspannung ausgeben.

Zur Lösung dieses Problems, sollte eine reine analoge Schaltung entworfen werden. Die Grundidee bestand darin, eine Mittelwertbildung über einem unbelasteten Widerstandsspannungsteiler zu realisieren. Das elektrische Ersatzschaltbild des Grundprinzips wird in Abbildung 5.10 dargestellt.

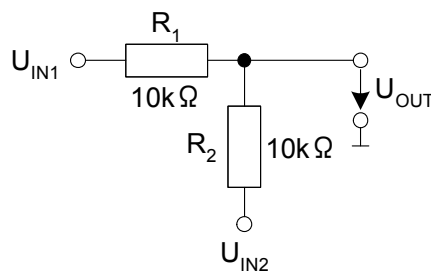


Abbildung 5.10: Mittelwertbildung über unbelasteten Spannungsteiler

Der Spannungsteiler wurde mit zwei gleichen Widerständen $R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega$ dimensioniert, sodass über beiden Widerständen die gleiche Spannung abfällt. Der Spannungsfall über die Widerstände berechnet sich nach der Spannungsteilerregel und ist in Gleichung 5.5 dargestellt.

$$U_{R_1} = U_{R_2} = \frac{U_{IN_1} - U_{IN_2}}{2} \quad (5.5)$$

Die Ausgangsspannung U_{OUT} berechnet sich nach Gleichung 5.6 und stellt den Mittelwert der beiden Eingangsspannungen U_{IN_1} und U_{IN_2} dar.

$$U_{OUT} = U_{IN_1} - U_{R_1} \quad (5.6)$$

Bei der Verwendung von Wechselspannungssignalen würde als Mittelwert bzw. als Ausgangsspannung des Spannungsteilers U_{OUT} ebenfalls eine Wechselspannung entstehen. Um jedoch nur den Offset als festen Bezugspunkt für die Stromquelle und Stromsenke zu erzeugen, wurde der Mittelwert über einen passiven Tiefpass 1. Ordnung gefiltert. Das Tiefpassfilter wurde so ausgelegt, dass es eine Gleichspannung erzeugt, auch bei Frequenzen im Bereich von einem Hertz. Das passive Tiefpass 1. Ordnung wurde aus diesem Grund mit einem Widerstand von $R_{Tiefpass} = 1\text{ M}\Omega$ und einem Kondensator von $C_{Tiefpass} = 5\text{ }\mu\text{F}$ dimensioniert. Die Grenzfrequenz des Filters beträgt somit $f_g = 31.83\text{ mHz}$.

Dieses Schaltungsprinzip sollte zur Umsetzung verwendet werden. Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Phasen der Realisierung näher erläutert.

5.2.2 Realisierung

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Entwurfsschritte der Schaltung zur Offsetkompensation beschrieben. Zu Beginn wird die Dimensionierung der einzelnen Schaltungskomponenten beschrieben. Danach werden die Simulationen zur Untersuchung der Funktionsfähigkeit des gewählten Designs erläutert. Es folgt eine kurze Beschreibung des Entwurfs der Leiterplatte und zum Schluss wird die messtechnische Untersuchung der Offsetkompensation dargestellt.

Dimensionierung

Die Dimensionierung des Spannungsteilers zur Bildung des Mittelwertes wurde bereits in den Vorbetrachtungen erwähnt. Die Widerstände wurden mit einem Widerstandswert von $10\text{ k}\Omega$ festgelegt. Bei der Auswahl der Widerstände wurde darauf geachtet, dass die Toleranzen gering waren. Der Spannungsteiler sollte nicht durch Widerstandstoleranzen verstimmt werden, deshalb wurden Toleranzen von $\pm 0.1\%$ verwendet. Da keine großen Ströme getrieben werden sollten und dementsprechend kein vergrößerter Leistungsverlust entstand, wurden 1206 SMD Bauformen verwendet.

Das passive Tiefpass Filter wurde mit einem Widerstand $R_{\text{Tiefpass}} = 1\text{ M}\Omega$ und einer Kapazität von $C_{\text{Tiefpass}} = 5\text{ }\mu\text{F}$ dimensioniert. Die Dimensionierung des Filters wurde entsprechend der Simulationsergebnisse durchgeführt. Die Schaltung wurde so ausgelegt, dass eine fast ideale Gleichspannung erzeugt werden konnte, und um somit einen festen Bezugspunkt für die Stromquelle und die Stromsenke bereitzustellen. Für den Kondensator sollte ein MKP4 eingebaut werden. In Abbildung 5.11 ist die Schaltung der Offsetkompensation grafisch dargestellt.

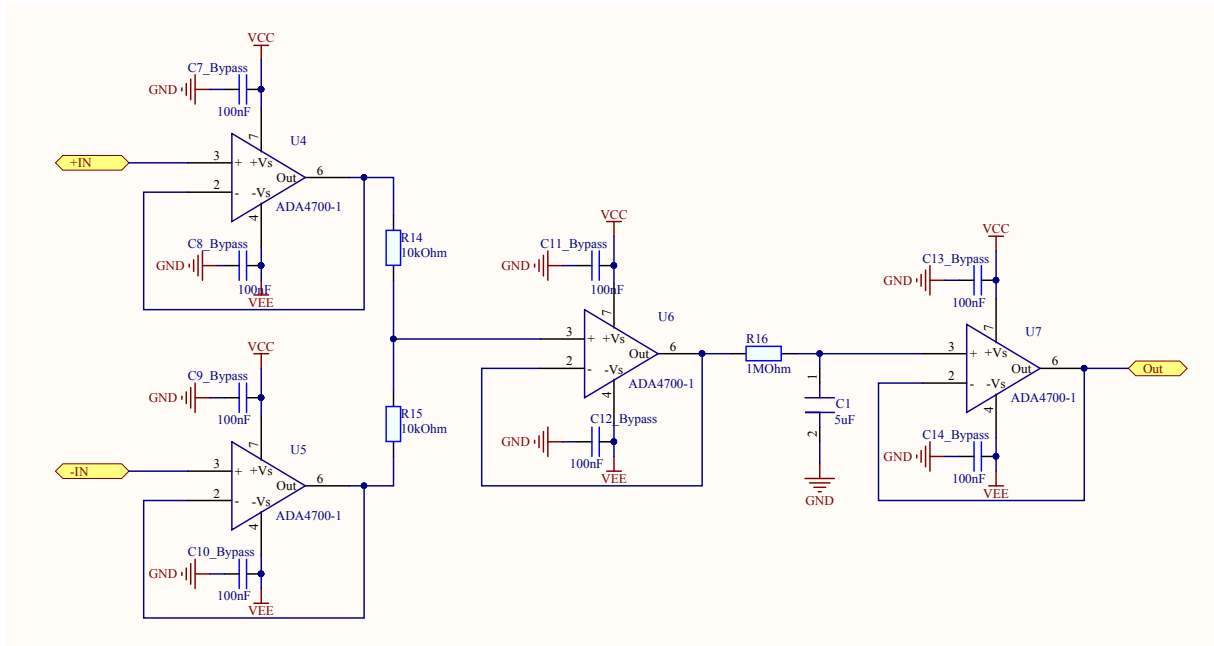


Abbildung 5.11: Schaltung der Offsetkompeensation

Aus der obigen Darstellung ist erkennbar, wie die Gesamtschaltung zum Offsetabgleich der MMHCS realisiert wurde. Es ist ersichtlich, dass zusätzlich zum Spannungsteiler und dem Tiefpass Filter, noch vier Operationsverstärker integriert wurden. Die Schaltungseingänge $+IN$ und $-IN$ sind direkt verbunden mit den Ausgängen der OPVs der Stromquelle und der Stromsenke. Aus diesem Grund wurden sie mit Impedanzwandlern (U_4 und U_5) versehen, um das Ausgangspotential der MMHCS OPVs abzugreifen. Es sollte dadurch sicher gestellt werden, dass keine Ströme in die Kompensationsschaltung fließen, die für eine Beeinflussung und Verstimmung des Stromquellendesigns sorgen würden. Des Weiteren wurde ein Impedanzwandler (U_6) eingefügt, um den gebildeten Mittelwert hochohmig abzugreifen. Aus diesem Grund wurde der Impedanzwandler U_7 eingefügt, der ebenfalls gegen eine Beeinflussung des Stromquellendesign arbeiten sollte. Da die maximale Eingangsspannung der Offsetkompensationsschaltung der maximalen Ausgangsspannung der Stromquellen OPV entsprechen kann, war es notwendig einen OPV zu wählen, der in der

Lage ist diese Spannungen am Eingang zu vertragen. Für die Impedanzwandler wurde deshalb der Operationsverstärker ADA4700-1 verwendet. Dieser Operationsverstärker ist in der Lage mit einer maximalen Versorgungsspannung von $U_B = \pm 50\text{ V}$ betrieben zu werden und besitzt dabei einen maximalen Eingangsspannungsbereich von $U_{IVR} = \pm(|U_B| \pm 3\text{ V})$. Die maximale Ausgangsspannung ist $U_{OUT} = \pm(|V_B| \pm 2.7\text{ V})$ und die Offsetspannung dieses Verstärkers beträgt maximal 2 mV . Die Verwendung weiterer OPA541 als Impedanzwandler wäre nicht geeignet gewesen, da sein Gehäuse ein TO-220 ist und im Gegensatz zu dem ADA4700-1 mit einem SOIC-8 Gehäuse viel zu groß wäre. Darüber hinaus ist der ADA4700-1 um ca. 15 € günstiger als der OPA541.

Simulation der Offsetkompensation

Zu Beginn der simulativen Untersuchungen mit OrCAD PSpice wurde die DC-Charakteristik der Schaltung aus Abbildung 5.11 untersucht. Dazu wurde das PSpice-Modell des ADA4700-1 für die Simulation verwendet und mit einer Versorgungsspannung von $U_B = \pm 30\text{ V}$ betrieben. Für die DC-Charakteristik wurden mehrere Arbeitspunkte untersucht, darunter auch das Verhalten bei maximaler Aussteuerung. Es wurde in diesem speziellen Fall die maximal möglichen Eingangsspannungen des ADA4700-1 als Eingangsspannungen verwendet, d.h. $+IN = 27\text{ V}$ und $-IN = -27\text{ V}$. Die simulierte Ausgangsspannung betrug in diesem Beispiel $OUT = -21.9\text{ }\mu\text{V}$. Als erwarteter Mittelwert sollte sich ein Wert von Null einstellen. Das simulierte Ergebnis ist als positive zu bewerten. Ein weiterer untersuchter Arbeitspunkt lag bei $+IN = 9.5\text{ V}$ und $-IN = -1.0\text{ V}$. Der Mittelwert sollte in diesem speziellen Arbeitspunkt bei 4.25 V liegen. Mit Hilfe der Simulation stellt sich heraus, dass $U_{OUT} = 4.2498\text{ V}$ betrug. Im Anhang A. befinden sich die PSpice-Dateien, mit diesen können die durchgeführten Simulation nachvollzogen werden. Die Untersuchung der Schaltung zur Offsetkompensation war erfolgreich, es könnte damit bewiesen werden, dass die Bildung des Mittelwertes für Gleichspannungen durchführbar ist.

Desgleichen wurden simulative Untersuchungen in verschiedenen Arbeitspunkten bei den Frequenzen von 1 Hz , 100 Hz , 1 kHz und 100 kHz durchgeführt. Die Offsetgrößen wurden ebenfalls variiert. Dabei wurde unter anderem wieder die maximale Aussteuerung untersucht. Die Untersuchungen wurden im Zeitbereich durchgeführt, aber auch eine *AC-Sweep*-Analyse wurde ausgeführt. In Tabelle 5.12 werden zwei der untersuchten Arbeitspunkt und deren Simulationsergebnisse dargestellt. In der ersten Spalte werden die untersuchten Frequenzen aufgelistet, in der zweiten Spalte werden die simulierten Ausgangsspannungen bei maximaler Amplitude mit einem Offset von Null Volt und in der dritten Spalte werden Amplituden von einem Volt mit zwei unterschiedlichen Offsetspannungen gezeigt.

Tabelle 5.12: Simulationsergebnisse der AC-Charakteristik der Offsetkompensation

Frequenz	$+IN : U_{Amp.} = 27 V, U_{Offset} = 0 V$ $-IN : U_{Amp.} = -27 V, U_{Offset} = 0 V$	$+IN : U_{Amp.} = 1 V, U_{Offset} = 9.5 V$ $-IN : U_{Amp.} = 1 V, U_{Offset} = -1 V$
1 Hz	$OUT = -3.146 \mu V$	$OUT = 4.2498 V$
100 Hz	$OUT = -2.6708 \mu V$	$OUT = 4.2505 V$
1 kHz	$OUT = -2.6668 \mu V$	$OUT = 4.2499 V$
100 kHz	$OUT = -2.9911 \mu V$	$OUT = 4.2498 V$

Die Ausgangsspannung der zweiten Spalten sollten einen Wert von $OUT = 0 V$ besitzen, da die Offsetspannung $U_{Offset} = 0 V$ beträgt. Die simulierten Werte liegen in einem Bereich von wenigen Mikrovolt. Aus diesem Grund wird die Simulation als erfolgreich bewertet. Bei der Untersuchung mit der Frequenz $f = 100 kHz$ wurde zwar der erwartete Mittelwert simuliert, jedoch war die Signalform der Spannungen nach den Impedanzwandler U_4 und U_5 nicht mehr sinusförmig, sondern dreieckförmig. Bei der *AC-Sweep*-Analyse konnte im Amplitudengang im Bereich dieser Frequenz ein Überspringen festgestellt werden. Als Grund wird die Slew Rate von $20 \frac{V}{\mu s}$ vermutet. Bei dieser Slew Rate und einer betragsmäßigen Eingangsspannung von $U_{IN} = 27 V$, beträgt die Grenzfrequenz $f_g = 58.9 kHz$. Die Berechnung erfolgte nach der Gleichung 5.1. Aus diesem Grund ist der OPV bei einer Frequenz von $f = 100 kHz$ nicht mehr in der Lage seinen Ausgang schnell genug auszuregeln. Zur Gewährleistung eines sicheren Betriebes, auch bei Frequenzen bis zu $100 kHz$, wäre die Verwendung des ADA4870 besser geeignet. Die Slew Rate des ADA4870 beträgt $2500 \frac{V}{\mu s}$ und die daraus resultierende Grenzfrequenz liegt bei $f_g = 7.37 MHz$. Der Nachteil des ADA4870 ist, dass dieser nur mit einer Versorgungsspannung von $U_B = \pm 40 V$ betrieben werden kann. Operationsverstärker, die besser die Anforderungen erfüllen, konnten nicht recherchiert werden. Der berechnete Mittelwert und gleichzeitig die Ausgangsspannung der dritten Spalten sollte einen Wert von $OUT = 4.25 V$ annehmen. Die simulierten Werte weichen maximal mit $0.5 mV$ vom Sollwert ab, deshalb wird das Simulationsergebnis als positiv bewertet. Bei der Frequenz von $f = 100 kHz$ traten jedoch keine Probleme auf, da die Slew Rate des ADA4700-1 ausreichend war. Es wurden jedoch noch weitere Arbeitspunkt, als die hier aufgelisteten untersucht, um das Schaltungsverhalten besser bewerten zu können.

Bevor die Schaltung auf Platine umgesetzt werden sollte, wurde die Funktionalität der Schaltung zur Offsetkompensation in Verbindung mit der MMHCS mit Eingangsstufe simuliert. In Abbildung 5.12 ist die gesamte Schaltung der gespiegelten Stromquelle mit Eingangsstufe und Offsetkompensation dargestellt. Zu Beginn wurde eine *DC-Sweep*-Analyse

durchgeführt, entsprechend den simulativen Untersuchungen aus Kapitel 5.1.2. Durch diese Simulationen wurde ersichtlich, dass das Übersteuern der OPV-Ausgänge kompensiert werden konnte.

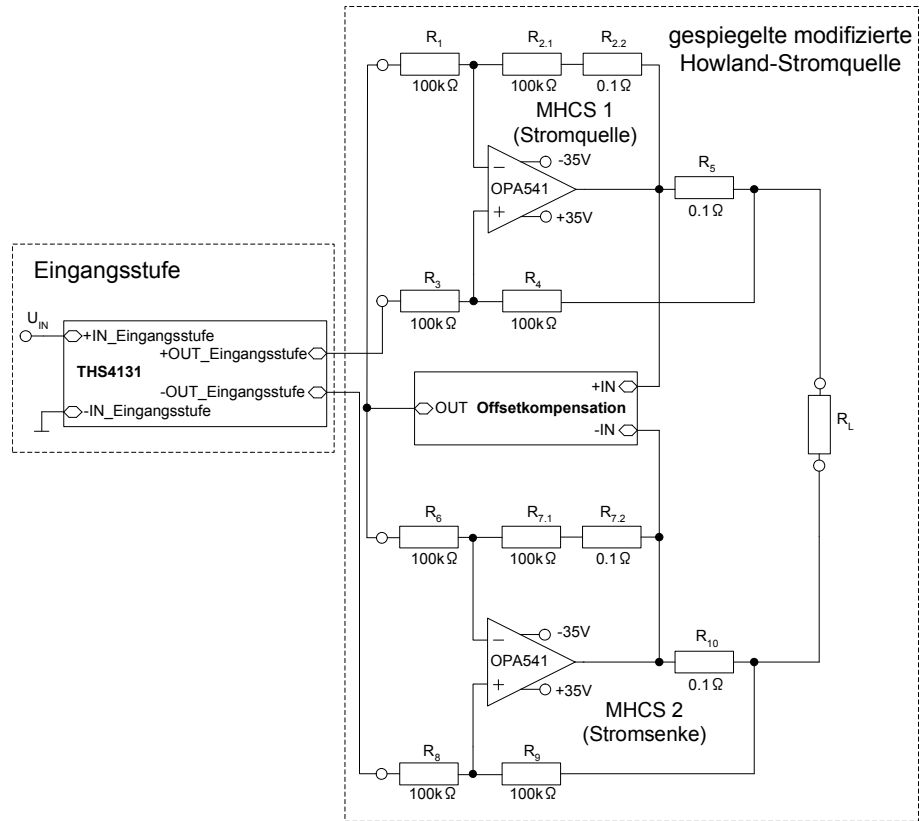


Abbildung 5.12: Gespiegelte Stromquelle mit Eingangsstufe und Offsetkompensation

In Tabelle 5.13 wurden einige Messergebnisse und deren prozentualen Abweichungen vom Erwartungswert dargestellt. Bei diesen Simulationen wurde entsprechend Abbildung 5.12 eine Eingangsspannung von $U_{IN} = 400\text{ mV}$ verwendet. Dadurch sollte ein Strom von $I_L = 2\text{ A}$ getrieben werden.

Tabelle 5.13: DC-Analyse der Gesamtschaltung

Last	Ausgangsströme	prozentuale Abweichung
Kurzschluss	$\pm 1.9805\text{ A}$	0.975 %
4Ω	$\pm 1.9797\text{ A}$	1.015 %
30Ω	$\pm 1.9741\text{ A}$	1.295 %
ESB-Schwingungserreger	$\pm 1.9795\text{ A}$	1.025 %

Die Simulationen entsprechen dem erwarteten Verhalten und besitzen simulativ eine Abweichung $< 2\%$. Durch die Offsetkompensation konnte in der Simulation das Übersteuern der Ausgänge kompensiert werden. Zusätzlich zur Untersuchung mit Gleichspannungen wurde eine *AC-Sweep*-Analyse durchgeführt. Die Grenzfrequenzen bei unterschiedlichen Belastungen wurden in Tabelle 5.14 aufgelistet.

Tabelle 5.14: Grenzfrequenzen bei *AC-Sweep* Analyse der Gesamtschaltung mit Last

Last	Grenzfrequenz
$4\ \Omega$	$37.6\ kHz$
$30\ \Omega$	$5.3\ kHz$
ESB-Schwingungserreger	$29.5\ kHz$

Aus den bestimmten Grenzfrequenzen ist ersichtlich, dass sich bei ohmscher Belastung keine Veränderung im Vergleich zu den Simulationen aus Kapitel 5.1.2 entstanden. Im Anhang A. befinden sich alle PSpice-Dateien, die für die Simulation verwendet wurden, durch diese können die beschriebenen Untersuchungen leichter nachvollzogen werden.

Durch die beschriebenen Untersuchungen stellte sich heraus, dass die geforderte Funktion der Offsetkompensation innerhalb der notwendigen Parameter realisierbar ist. Das Verhalten in Verbindung mit der entworfenen gespiegelten Stromquelle mit Eingangsstufe wurde ebenfalls untersucht und als positiv bewertet. Das Verhalten der MMHCS wurde durch die zusätzliche Offsetkompensation in der Funktionalität nicht nennenswert verändert. Das Verhalten der Schaltung im Realen sollte jedoch durch Messungen näher analysiert werden.

Schaltungsentwicklung der Offsetkompensation

Durch die erfolgreichen Simulationsuntersuchen wurde für die Schaltung zur Offsetkompensation ein Leiterplatten-Layout entworfen. In diesem Layout wurde jedoch nicht nur die Schaltung zur Offsetkompensation umgesetzt, sondern auch die Schaltung der Eingangsstufe und der gespiegelten Stromquelle. Es sollten alle Funktionsblöcke der zu entwerfenden Stromquelle auf einer Leiterplatte realisiert werden. Die dimensionierte Schaltung der Offsetkompensation wurde bereits in Abbildung 5.11 dargestellt. Zusätzlich zu den bereits beschriebenen Bauelementen wurden an jeden Versorgungspin der ICs jeweils $100\ nF$ Bypass-Kondensatoren angebracht.

Der Entwurf des Platinen-Layouts wurde wieder mit der Software Altium Designer durchgeführt. Dabei wurde wieder darauf geachtet, dass die Leiterbahnbreite entsprechend groß genug für den zu treibenden Stromes gewählt wurde. Im Gegensatz zu den bereits entworfenen Platinen sollte dieses Layout aus zwei Layern bestehen. Dadurch konnten alle Bauteile einfacher positioniert werden, bei nur einer geringfügigen Vergrößerung der Leiterplattenfläche. Beide Layer wurden mit Masseflächen geflutet und über eine Durchkontaktierung miteinander verbunden. Die Verbindung von Leiterbahnen zwischen den beiden Layern wurde ebenfalls durch Durchkontaktierungen gelöst. Im Anhang A. befinden sich die erstellten Schaltungspläne und das dazu gehörige Platinen-Layout.

Messergebnisse des Prototypen zur Offsetkompensation

Zu Beginn der Untersuchung wurde die Offsetkompensation mit Gleichspannungen als Eingangssignale gemessen. Es wurde aus der messtechnischen Analyse ersichtlich, dass die Bildung des Mittelwertes mit diesem Design umgesetzt werden konnte. Die Messungen wurden dabei bei unterschiedlichen Arbeitspunkten durchgeführt. Im Anhang A. befinden sich die Messdaten der DC-Analyse. Die maximale prozentuale Abweichung der Messdaten vom Sollwert beträgt 1.5 %.

Bei der Untersuchung mit Wechselspannungen als Eingangssignal wurde zu Beginn eine Amplitude von $+IN = 1 V_{PP}$ und $-IN = 1 V_{PP}$ eingestellt und nur der Betrag der Offsetspannung variiert. Es wurden eine durchschnittliche prozentuale Abweichung von ca. 0.8 % erreicht. Die maximal bestimmte prozentuale Abweichung betrug ca. 2 %. Die Messdaten befinden sich im Anhang A.. Des Weiteren wurde eine Variation der Signalamplituden bei gleichbleibenden Offset durchgeführt. Die prozentualen Abweichungen änderten sich nicht.

Die Funktion der Offsetkompensation konnte erfolgreich getestet werden. Die Schaltung ist in der Lage den Mittelwert des Offsets zweier Eingangsspannungen zu bestimmen und auch nur diesen als Gleichspannung auszugeben. Der Entwurf dieses Funktionsblockes wird aus diesem Grund als erfolgreich bewertet.

In der Simulation wurde dieser Funktionsblock mit der Eingangsstufe und der MMH-CS getestet. Aus diesen Untersuchungen wurde ersichtlich, dass durch diese Schaltung zur Offsetkompensation die Auslenkung der Ausgangspotentiale der Stromquelle und der Stromsenke kompensiert werden konnte. Zur Überprüfung der korrekten Funktion der gesamten entworfenen Stromquelle, galt es diese noch im Praxistest zu bestätigen. Diese Untersuchungen werden in Kapitel 6 beschrieben.

5.3 Strom- und Spannungsmessung

Eine weitere Anforderung an die zu entwerfende Stromquelle stellte die Überwachung des aktuellen Stroms und des Spannungsfalls über der Last dar. Die Messung des aktuellen Stroms und der Lastspannung sollte durch analoge Schaltungen realisiert werden. Der Zweck dieser Messeinheiten sollte nicht nur auf die Überwachung begrenzt sein. Durch die Messung dieser beiden Größen wäre es möglich, die Impedanz des Messobjektes zu bestimmen. Die praktische Umsetzung zusätzlicher Schaltungsmodule zur Realisierung dieser Impedanzmessung war jedoch kein Bestandteil dieser Masterarbeit. Innerhalb dieses Kapitels werden schaltungstechnische Lösungsvarianten untersucht, die zur Umsetzung einer Strom und Spannungsmessung Verwendung finden könnten. Die beschriebenen Umsetzungsmöglichkeiten sollen als Basis für weiterführende Arbeiten dienen.

5.3.1 Strommessung

Shunt-Messung

Die einfachste Möglichkeit zur Bestimmung des aktuellen Stromes, stellt die Messung mit Hilfe eines Shunt-Widerstandes dar. Bei dieser Methode wird über einen ohmschen Widerstand das Stromsignal in ein proportionales Spannungssignal gewandelt. Da die entworfene Stromquelle auf Basis der Howland-Stromquelle entwickelt wurde, existiert bereits ein Shunt-Widerstand. Der Spannungsfall über einen der beiden Widerstände R_5 oder R_{10} nach Abbildung 5.12, könnte zur Überwachung des Stromes verwendet werden. Mit dieser Methode würde aus einer notwendigen Strommessung eine Spannungsmessung. Zur Messung des Spannungsfalls über diesem Widerstand kann ein Instrumentenverstärker genutzt werden. Die Funktion eines Instrumentenverstärkers entspricht dem Differenzverstärker, jedoch besitzt der INA hochohmigere Eingangsimpedanzen als ein normaler Differenzverstärker. In Abbildung 5.13 ist die Grundschialtung dieses Verstärkers dargestellt. Die Berechnung der Ausgangsspannung U_{OUT} des Instrumentenverstärkers wird in Gleichung 5.7 beschrieben.

$$U_{OUT} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{IN_2} - U_{IN_1}) \quad (5.7)$$

Eine wichtige Voraussetzung für den idealen Betrieb ist, dass die beiden Widerstände R_1 exakt gleich sind. Die Widerstände R_2 müssen die gleiche Bedingung erfüllen. Für die Umsetzung dieser Schaltung gilt es also Widerstände mit geringen Toleranzen $\leq 0.1\%$ zu

verwenden. Des Weiteren müssten diese Widerstände demselben Temperaturdrift unterliegen, damit exakt die Differenz der Eingangssignale gebildet werden kann.[11]

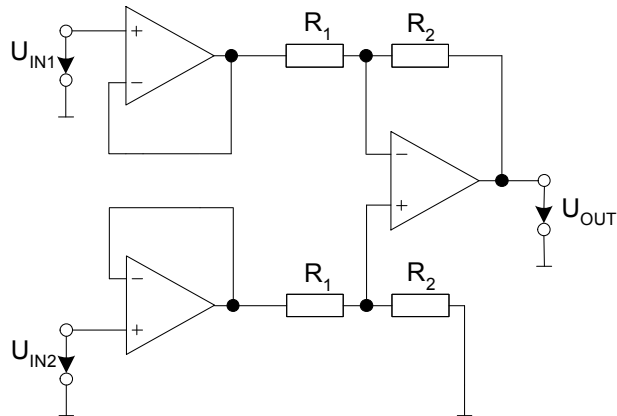


Abbildung 5.13: Grundsaltung eines Instrumentenverstärkers[11]

Grundsätzlich existieren, durch die erhöhte Integrationsfähigkeit von analog integrierten Schaltungen, bereits Instrumentenverstärker als IC. Diese ICs können die Anforderungen an das Widerstandsverhältnis besser erfüllen. Da bei der Herstellung nahezu gleiche Widerstandstoleranzen erzeugt werden und sich Temperatureinflüsse auf alle Elemente gleichermaßen auswirken. Deshalb stellt die Verwendung eines ICs eine bessere Umsetzung dar, als der Entwurf eines eigenen Instrumentenverstärkers nach Abbildung 5.13. Bei der Verwendung eines INA, muss der IC die Spannung entsprechend der maximalen Ausgangsspannung des OPA541 „vertragen“. Einer der recherchierten Instrumentenverstärker ist der INA101. Dieser Verstärker besitzt eine maximale Versorgungsspannung von nur $U_B = \pm 20\text{ V}$ und ist deshalb für die Verwendung in der gespiegelten Stromquelle nicht geeignet. Instrumentenverstärker, die diese Anforderung erfüllen, konnten nicht ermittelt werden.

Für die Umsetzung dieser Methode bedeutet es, dass nur der Entwurf eines eigenen Instrumentenverstärkers möglich wäre. Ein Operationsverstärker, der für diese Alternative verwendet werden könnte, ist der bereits eingesetzte ADA4700-1. Die Verwendung des INA101 ist jedoch nicht ausgeschlossen. Für seinen Einsatz dürften die Ausgänge des OPA541 nicht vollständig ausgegeregelt werden, d.h. der Betrieb für höhere Lasten wäre nicht möglich.

Stromsensor

Eine andere Möglichkeit zur Messung des aktuellen Stromes stellt die Verwendung eines Hall-Effekt-Stromsensor dar. Bei dieser Methode wird der stromführende Leiter durch den ringförmigen Sensor geführt. Das Magnetfeld des Leiters, dessen Stromstärke bestimmt werden soll, wird im Ringkern des Sensors gebündelt. Der Ring besitzt einen Spalt, in diesem befindet sich ein Hall-Element. Dieses Hall-Element erzeugt eine zum Magnetfeld und damit auch zum Strom proportionale Spannung. Diese Spannung wird im nachfolgenden verstärkt und dann ausgegeben. Diese spezielle Art eines Hall-Effekt-Stromsensor wird als Open Loop Sensors bezeichnet.[29]

Eine weitere Art eines solchen Hall-Effekt-Stromsensors ist der Closed Loop Sensor. Dieser Sensor besitzt die nahezu gleiche Funktion wie der Open Loop Sensor. Der Unterschied ist, dass die Hall-Spannung nicht als Messsignal verwendet wird, sondern zur Regelung eines Sekundärstromes dient. Dieser Sekundärstrom fließt durch eine Spule mit einer festgelegten Windungszahl. Das entstehende Magnetfeld hebt das Magnetfeld des Primärstroms auf. Über einem Messwiderstand wird der Sekundärstrom in eine Spannung umgewandelt. Der Vorteil dieser Methode wird in der Vermeidung von Wirbelströme und der Erhöhung der Bandbreite beschrieben.[29][30]

Es existieren jedoch bereits für Hall-Effekt Stromsensoren integrierte Schaltungen. Diese ICs werden dabei auf die Leiterbahn gelegt und das erzeugte Magnetfeld, erzeugt durch den Stromfluss über die Leiterbahn, wird durch den integrierten Hall-Sensor in eine proportionale Spannung umgewandelt.[31]

In Tabelle 5.15 werden zwei verwendbare Hall-Effekt Stromsensoren und ihre Eigenschaften dargestellt.

Tabelle 5.15: Hall-Effekt Stromsensoren

Bezeichnung	ACS716	LA 25-NP
max. Messstrom	$\pm 6\text{ A}$	$\pm 36\text{ A}$
Bandbreite	DC-120 kHz	DC-150 kHz
Versorgungssp.	3.3 V	$\pm 15\text{ V}$
Genauigkeit	$\pm 0.25\%$	$\pm 0.5\%$
Gehäuse	SOIC-16	10-DIP Modul
Kosten	4.93 € (Digi-Key, Stand: 01.04.2016)	17.46 € (Farnell, Stand: 01.04.2016)

Diese beiden Sensoren stellen eine verwendbare Möglichkeit zur Detektion des Stromes dar. Da keine dieser Methoden im Realen getestet werden konnte, gilt diese kurze Untersuchung nur als Vorbetrachtung möglicher Realisierungsvarianten.

5.3.2 Spannungsmessung über der Last

Instrumentenverstärker

Eine Möglichkeit zur Untersuchung des Spannungsfalls stellt die Verwendung eines Instrumentenverstärkers dar. Diese Methode wurde bereits im Abschnitt zur Strommessung näher erläutert. Bei einem maximalen Strom von 2 A ist es möglich, einen maximalen ohmschen Widerstand von $R_L = 30\ \Omega$ zu treiben. In diesem Fall würde der Spannungsfall über der Last 60 V betragen, d.h. der Instrumentenverstärker müsste in der Lage sein, diese Spannung am Eingang zu vertragen. Da kein Verstärker recherchiert werden konnte, der diese Anforderung erfüllt, ist die Umsetzung dieser Methode nicht möglich.

Spannungswandler

Eine weitere Möglichkeit stellt ein induktiver Spannungswandler dar. Dieser Wandler ist aufgebaut wie ein Transformator und besteht aus einer Sekundär- und einer Primärwicklung. Dabei ist die Primärwicklung mit der Last und damit mit der zu messenden Spannung verbunden. Entsprechend des Wicklungsverhältnisses zwischen Primär- und Sekundärwicklung, ist es möglich, die Spannung herunter zu transformieren. Ein Problem stellt dabei der Strom, der durch die Primärspule fließt dar, dies führt zu einer Beeinflussung der Messung. Aus diesem Grund und da keine passenden Spannungswandler recherchiert werden konnten, sollte von dieser Variante Abstand genommen werden.[32]

Differentieller Tastkopf als integrierte Lösung

Die Verwendung von differentiellen Tastköpfen stellt eine weitere Möglichkeit zur Messung des Spannungsfalls über der Last dar. Ein differentieller Tastkopf wird grundsätzlich für die differentielle Messung mit dem Oszilloskop verwendet. Dabei bilden die Tastköpfe die Differenz der Eingangsspannungen, vergleichbar mit der Funktionsweise eines Differenzverstärkers. Ein Vorteil dieser Messmethode besteht darin, dass die Spannungsquelle gering belastet wird, da die Tastköpfe eine hohe Eingangsimpedanz im $M\Omega$ -Bereich besitzen. Des Weiteren ist es möglich ein Teilverhältnis festzulegen, damit können größere Spannungen um einen Faktor verringert werden. Der Tastkopf würde bei seiner Verwendung den Spannungsfall einer möglichen Last differentiell messen und diese Differenzspannung an ein Messgerät oder weitere Verarbeitungseinheit weiterführen. Die weitere

Verarbeiten der Messdaten, könnte dann über beispielsweise Matlab Simulink realisiert werden. Für diese Verwendung wäre es jedoch notwendig, dass die differentiellen Tastköpfe für eine maximale Eingangsspannung von $\pm 30\text{ V}$ geeignet sind. In Tabelle 5.17 werden zwei Beispiele für einen verwendbaren differentiellen Tastkopf gegeben, dabei werden die Eigenschaften ebenfalls mit aufgelistet.[33]

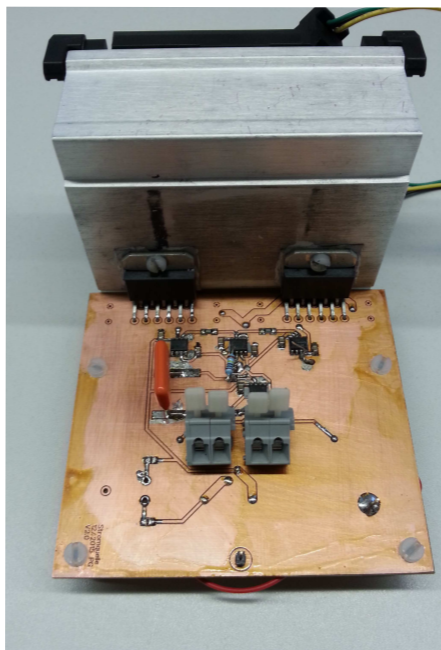
Tabelle 5.17: Differentielle Tastkopf Sensoren

Bezeichnung	HAMEG HZO40	Elditest GE8109
Bandbreite	200 MHz	30/40 MHz
Teilverhältnis	10:1	1:1 10:1
Eingangsimpedanz	1 MΩ	20 MΩ
Offsetspannung	$\pm 2\text{ mV}$	-
max. Eingangsspannung (je Eingang)	$\pm 60\text{ V}$	$\pm 100\text{ V}$
Genauigkeit	1 %	3 %
Kosten	1318 € (Datatec, Stand: 01.04.2016)	315 € (KOMETEC, Stand: 01.04.2016)

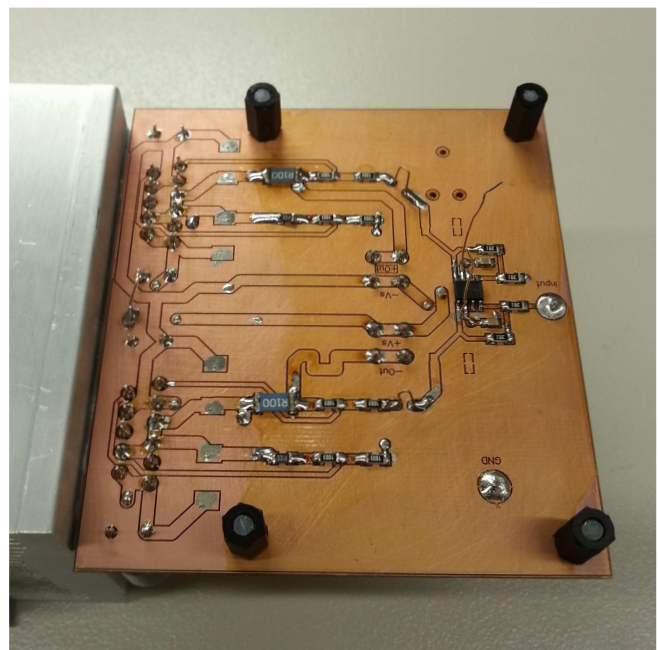
Es ist ersichtlich, dass die Varianten umsetzbar sind, jedoch sind die Kosten für eine differentiellen Tastkopf hoch. Die hier erwähnten möglichen Messmethoden sind nicht vollständig und sollen nur einen Ausgangspunkt für weitere Untersuchungen festlegen.

6 Abschlussuntersuchungen

Im Kapitel 5 wurden die einzelnen Entwicklungsschritte für jeden einzelnen Funktionsblock der steuerbaren Stromquelle beschrieben. Der Einzeltest, der jeweiligen Funktionsblöcke war ebenfalls ein Bestandteil dieses Kapitels. In diesem Kapitel 6 werden die Messungen mit der vollständig entworfenen gespiegelten steuerbaren Stromquelle erläutert. Dabei werden die Messungen zur Untersuchung des Gleichspannungsverhaltens und der Analyse mit Wechselspannungen dargelegt. Darüber hinaus wurde eine Messung mit dem Schwingungserreger TV50009 als Last durchgeführt. Die Ergebnisse und Resultate dieser Analyse werden hier ebenfalls beschrieben. Die untersuchte Stromquelle besitzt den Aufbau nach Abbildung 5.12. In Abbildung 6.1 wird die entwickelte Leiterplatte der entworfenen Stromquelle dargestellt. Im Anhang B. befindet sich das 3D-Layout (siehe Abbildung B.5 und B.6) der Gesamtschaltung.



(a) Leiterplattenoberseite (Top Layer)



(b) Leiterplattenunterseite (Bottom Layer)

Abbildung 6.1: Leiterplatte der entworfenen steuerbaren Stromquelle

Wie in Kapitel 5.3 erläutert ist, wurden keine Schaltungen für die Strom- und Spannungsmessung entwickelt. Die Untersuchungen in diesem Kapitel konnten trotzdem durchgeführt werden, da auch ohne diese Funktionsblöcke, die entworfene Stromquelle in Betrieb genommen werden konnte.

DC-Charakteristik

Zu Beginn der Untersuchungen wurden die Widerstände $R_5, R_{2.2}, R_{10}$ und $R_{7.2}$ entsprechen der Abbildung 5.12 mit $10\ \Omega$ dimensioniert. Dadurch konnten Eingangsspannungen im Volt-Bereich verwendet werden und es war damit möglich, entsprechend der Bauteilparameter der gewählten bedrahteten Widerstände, Ströme bis zu $I_L = 500\text{ mA}$ zu treiben. Die Untersuchungen erfolgten im Bereich von -10 V bis $+10\text{ V}$. Die Versorgungsspannungen für die Operationsverstärker der Stromquelle (MHCS 1), Stromsenke (MHCS 2) und der OPVs der Offsetkompensation betrug $U_B = \pm 30\text{ V}$, da die verwendeten Labornetzteile diese maximale Spannung besitzen. Für die Eingangsstufe wurde eine Versorgungsspannung von $\pm 15\text{ V}$ verwendet, um den Eingangsspannungsbereich von -10 V bis $+10\text{ V}$ verwenden zu können, ohne den THS4131 zu zerstören. Die Untersuchung erfolgte zu Beginn im Kurzschluss der Stromquelle und der Stromsenke, danach wurden ohmsche Lasten zwischen $1\ \Omega$ und $10\ \Omega$ betrieben. Für die erwähnten Lasten wurden Messreihen aufgenommen, jedoch wurden auch weitere Lasten untersucht. Der Messaufbau bestand aus einem Amperemeter, das in Reihe zur Last geschaltet wurde, und einem Oszilloskop, das zur Messung des Spannungsfalls über der Last und zur Detektion der Ausgangspotentiale der MHCS 1 und der MHCS 2 benötigt wurde.

Im Anhang A. befinden sich die aufgenommen Messreihen und die dazu berechnete prozentuale Abweichung des Soll- zu Ist-Stromes. Die maximale prozentuale Abweichung im Kurzschluss betrug 1.61% . Bei dem Betrieb von $4\ \Omega$ betrug die Abweichung 3.69% , der Grund für die erhöhte Abweichung im Gegensatz zu den anderen Messreihen, lag in der durch Erwärmung beschädigten Widerstände R_5 und R_{10} . Bei nachfolgenden Messungen wurden diese Bauelemente ausgetauscht und es konnten vergleichbare Abweichungen, in Bezug zu den anderen Messungen, bestimmt werden. Die maximale prozentuale Abweichung bei einer Last von $R_L = 10\ \Omega$ betrug 1.78% . Der gemessene Spannungsfall über der Last entsprach dem erwarteten proportionalen Verhalten aus Strom und Lastwiderstand. Bei den Messungen wurde ersichtlich, dass die Ausgangsspannungen der Stromsenke und der Stromquelle sich nicht im übersteuerten Zustand befanden. Es ist dennoch erkennbar, dass die Spannungen einen Offset besitzen, der jedoch die Messungen nicht beeinflusste. Die Messergebnisse, der mit $R_5 = R_{2.2} = R_{10} = R_{7.2} = 10\ \Omega$ dimensionierten Schaltung, sind als positiv zu bewerten, da die Forderung nach einer prozentualen Abweichung des Soll- zu Ist-Stromes $\leq 2\%$ grundsätzlich eingehalten werden konnte. Darüber hinaus war es möglich mehrere unterschiedliche Lasten zu betreiben.

Des Weiteren wurden Messungen mit den Widerständen $R_5 = R_{2.2} = R_{10} = R_{7.2} = 0.1\ \Omega$ durchgeführt. Durch diese Dimensionierung ist es möglich mit kleinen Eingangsspannungen, hohe Ströme im Ampere-Bereich zu erzeugen. Da die entworfene Stromquelle bis zu

2 A treiben soll, wurde diese geforderte Funktionalität überprüft. Die Untersuchung wurde wieder für mehrere Lasten durchgeführt. Die Messdaten befinden sich im Anhang A.. Aus dieser Analyse ist erkennbar, dass die prozentualen Abweichungen des Soll- zu Ist-Stromes bei jeder untersuchten Last im Bereich von ca. 3 % bis ca. 13 % lag. Bei den Messungen wurde ersichtlich, dass die Stromquelle (MHCS 1) sich stark erwärmte und Leistung umsetzte. Diese starke Erwärmung wird als einer der Gründe für die hohen Abweichungen gesehen. Die Kühlung der Stromquellen-OPVs wurde über einen CPU-Kühlkörper mit Lüfter realisiert. Dieser Kühlkörper wurde zu klein für die Anwendung dimensioniert und ist möglicherweise nicht in der Lage, die in Wärme umgesetzte Leistung abzuführen. Des Weiteren besitzt die Stromquelle und die Stromsenke in dieser Dimensionierung jeweils einen Ausgangswiderstand von 50.05Ω . Dieser Widerstandswert ist zu klein, um dafür sorgen, dass die Stromquelle durch ihren Innenwiderstand einen Strom treibt und nicht durch die Last. Dies könnte hingegen ein Grund für die starke Erwärmung sein.

Die Untersuchung der Schaltung bei höheren Strömen ist nicht ausreichend. Es war möglich, den maximal geforderten Strom zu erzeugen. Dabei lag jedoch die Abweichung nicht im geforderten Bereich. Mögliche Ursachen werden in der Dimensionierung des Ausgangswiderstandes der Stromquelle gesehen. Da der Bearbeitungszeitraum begrenzt war, konnten keine näheren Untersuchungen durchgeführt werden. Für weiterführende Arbeiten gilt es dieses Problem weiter zu untersuchen.

AC-Charakteristik

Bei dieser Analyse wurden die $R_5 = R_{2,2} = R_{10} = R_{7,2} = 10 \Omega$ dimensioniert. Die Eingangssignale mit unterschiedlichen Frequenzen wurden mit dem Solartron 1250 Frequency Response Analyser (Frequenzganganalysator) erzeugt. Dieses Messgerät dient zur Einspeisung von sinusförmigen Eingangssignalen in Schaltkreise und misst dabei das Ausgangssignal. Die Messwerte werden vom Solartron zur Berechnung des Frequenzganges verwendet. Bei der Untersuchung der entworfenen gespiegelten Stromquelle wird der Solartron 1250 verwendet, zur Erzeugung von Eingangssignalen und zur Messung des Amplituden- und Phasenganges des Spannungsfalls über einer definierten Last. Die berechneten Daten des Solartron 1250 werden über die RS-232 an einen Labor-Computer übermittelt. Auf dem PC werden die Daten mit Matlab aufgenommen und verarbeitet. Als Ergebnis wird der gemessene Frequenzgang in einem Grafik dargestellt. Zu Beginn der Messung wurde eine Eingangsspannung von $U_{IN} = 1 V$ verwendet. Als Lasten wurden unter anderem ohmschen Lasten mit $R_L = 1 \Omega$ und $R_L = 10 \Omega$ und induktive Lasten mit $L_L = 105 \mu H$ und $L_L = 3.1 mH$ mit Eisenkern betrieben und das zum Strom proportionale Spannungsfrequenzspektrum gemessen. In Abbildung 6.2 wird der Messaufbau grafisch dargestellt.

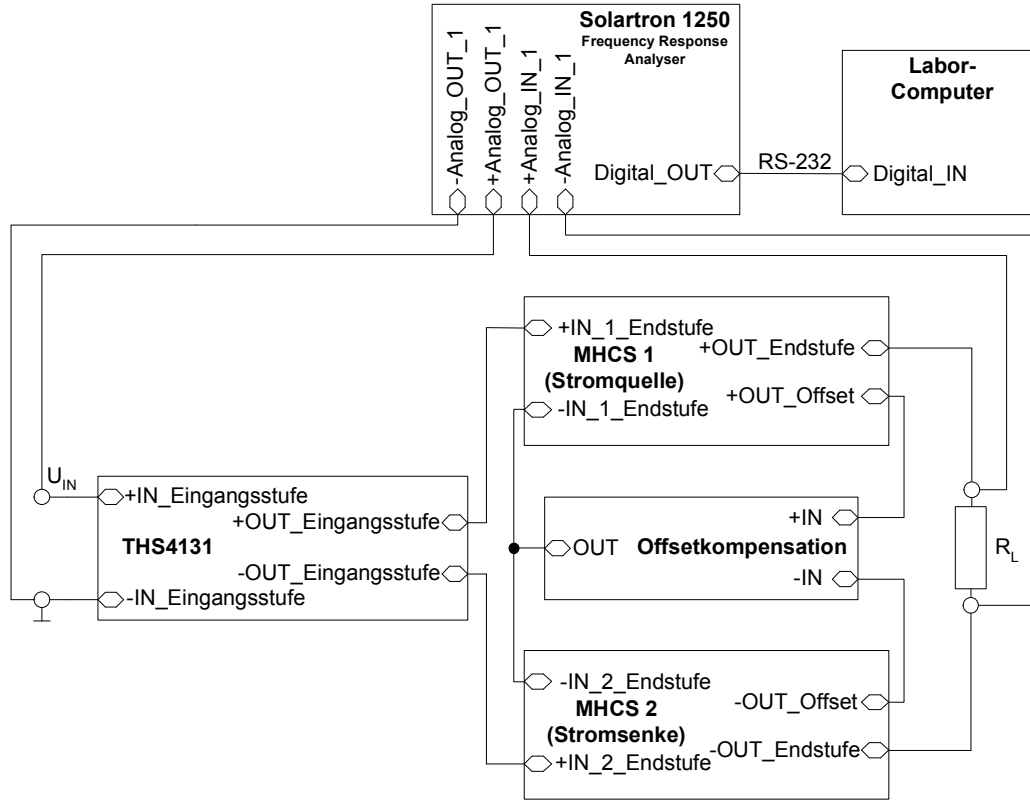


Abbildung 6.2: Messaufbau zur Analyse der AC-Charakteristik

Die gemessenen Frequenzgänge der unterschiedlichen Lasten können dem Anhang B. entnommen werden. Der Frequenzgang B.7 mit einer Last von $R_L = 1\Omega$ entspricht einem ohmschen Verhalten und damit der Erwartung. Bei einer Frequenz von $f = 60\text{ kHz}$ ist jedoch ein Anstieg des Phasenwinkels auf $\varphi \leq 30^\circ$ zu erkennen, das auf ein induktives Verhalten hinweist. Dieses induktive Verhalten ab $f = 20\text{ kHz}$ entsteht durch den Aufbau des Widerstandes. Da das verwendete Bauelement ein Schiebewiderstand ist und dieser aus einem gewickelten Draht besteht, besitzt dieses Bauteil ein induktives Verhalten bei höheren Frequenzen. Der Frequenzgang B.8 bei der Last von $R_L = 10\Omega$ entspricht ebenfalls einem erwarteten ohmschen Verhalten. Bei der Frequenz von $f = 10\text{ kHz}$ ist der Abfall des Phasenwinkels zu erkennen, es tritt ein kapazitives Verhalten auf. Dieses kapazitive Verhalten entsteht aufgrund der elektrischen Eigenschaften bei höheren Frequenzen des verwendeten bedrahteten Bauelementes. Dieses Verhalten wird nicht durch die entworfene Stromquelle hervorgerufen. In einer Vergleichsmessung mit dem IviumStat konnte ebenfalls dieses Verhalten nachgewiesen werden. Die Frequenzgänge B.9 und B.10 der untersuchten Spulen mit einer Induktivität von $L_L = 105\mu\text{H}$ und $L_L = 3.1\text{ mH}$ mit Eisenkern, weisen ein erwartetes induktives Verhalten auf. Es wurden jedoch nicht nur diese Bauelemente untersucht, sondern auch weitere, dessen Frequenzgänge nicht darge-

stellt werden. Eine wichtige untersuchte Last ist der Schwingungserreger TV50009, dessen Frequenzgang mit einer Eingangsspannung von $U_{IN} = 100\text{ mV}$ gemessen wurde. Der Frequenzgang ist im Anhang B. (siehe Abbildung B.10) erkennbar. Der Amplituden- und Phasengang entspricht den Untersuchungen aus Kapitel 2.3. Es ist jedoch zu beachten, dass bei der Analyse des Schwingungserregers in Kapitel 2.3 das Impedanzspektrum gemessen wurde. In diesen Analysen wurde mit Hilfe des Solartron 1250 der Frequenzgang des Spannungsfalls bestimmt. Im Anhang B. befinden sich die gemessenen Frequenzgänge des Spannungsfalls über der Last. Die Berechnung der Impedanz aus diesen Messdaten, um damit einen direkten Vergleich mit den Voruntersuchungen aus Kapitel 2.3 zu treffen, ist möglich. Diese weitere Verarbeitung wurde jedoch nicht durchgeführt.

Die Funktionsfähigkeit der Stromquelle bei Strömen bis maximal 2 A wurde ebenfalls mit ohmschen und induktiven Lasten untersucht. Es wurde in diesen Untersuchungen ein Verhalten festgestellt, dass den Untersuchungen zur DC-Charakteristik entspricht. Eine starke Erwärmung der MHCS 1, hervorgerufen durch eine Unterdimensionierung der Ausgangswiderstände der Stromquelle und der Stromsenke und eine damit verbundene erhöhte prozentuale Abweichung. Grundsätzlich konnte ein Strom von ca. 2 A getrieben werden. Ein Weiteres Problem wurde beim Betrieb des Schwingungserregers mit einem Strom $I_L \geq 100\text{ mA}$ ersichtlich. Die gespiegelte Stromquelle konnte bei dieser Analyse keinen Wechselstrom erzeugen und der gemessene Spannungsfall über der Last wies eine verzerrte Zeitfunktion auf. Ebenfalls wurde eine erhöhte Erwärmung festgestellt. Des Weiteren konnte ein unerwartet hoher Ruhestrom von 400 mA gemessen werden. Dieses Problem lag auch nach der Messung und im Ruhezustand vor. Ein Grund für dieses Verhalten wird in der Resonanz des Schwingungserregers gesehen und dem damit verbundenen Phasenwechsel.

Aus der Analyse des Wechselspannungsverhaltens wurde ersichtlich, dass es grundsätzlich möglich ist, mit Hilfe der entworfenen Stromquelle, Lasten bei unterschiedlichen Frequenzen zu betreiben. Die Forderung nach einer prozentualen Abweichung des Soll- zu Ist-Stromes $\leq 2\%$ wurde beim treiben von Strömen $I_L \leq 1\text{ A}$ grundsätzlich eingehalten. Der Betrieb von induktiven Lasten und speziell des Schwingungserregers, war jedoch nur mit Strömen $I_L \leq 100\text{ mA}$ möglich. Als Grund wird beim Betrieb des Schwingungserregers das Resonanzverhalten gesehen. Für weiterführende Arbeiten gilt es, die entworfene Stromquelle weiter zu untersuchen und zu charakterisieren, um das Problem genauer definieren zu können.

7 Zusammenfassung/Ausblick

7.1 Zusammenfassung

In dieser Masterarbeit ist der Entwurf und die Entwicklung einer steuerbaren Stromquelle beschrieben. Diese Quelle soll für den Betrieb des Schwingungserregers TV50009 verwendet werden. Darüber hinaus soll es möglich sein, auch andere Lasten zu betreiben und gleichzeitig den aktuellen Strom und die Spannung über der Last zu detektieren.

Zu Beginn wurde der Schwingungserreger in seinen elektrischen Eigenschaften mittels der Impedanzspektroskopie-Methode untersucht. Dabei stellte sich die Vermutung, der TV50009 würde ein rein induktives Verhalten besitzen, als falsch heraus. Es wurde ersichtlich, dass der Schwingungserreger ein komplexes schwingungsfähiges elektromechanisches System darstellt und zusätzlich eine Parallelresonanz besitzt, die hauptsächlich von der Masse der schwingenden Belastung bestimmt wird. Die Voruntersuchung des Schwingungserregers war notwendig, um eine Aussage über das elektrische Verhalten der zu verwendenden Last zu bekommen.

Die zu entwerfende Stromquelle wurde auf der Basis der Howland-Stromquelle entwickelt. Dabei wurde das Grundprinzip so verändert, dass ein gespiegelter Aufbau entstand, um somit die Last schwimmend bzw. potentialfrei zu treiben. Diese MMHCS bestand aus einer Stromquelle und einer Stromsenke. Zur Ansteuerung dieser beiden Komponenten, wurde eine Eingangsstufe entworfen, die aus einem voll differentiellen Verstärker bestand. Simulative Voruntersuchungen mit OrCAD PSpice bewiesen die Funktionstüchtigkeit der einzelnen Funktionsblöcke und das Prinzip der gespiegelten modifizierten Howland-Stromquelle. Die Verbindung aus Eingangsstufe und MMHCS stellte nicht nur simulativ, sondern auch bei den Inbetriebnahmetests der Schaltung ein Problem dar. Unterschiede in den Ausgangsspannungen der Eingangsstufe, sorgten für eine Übersteuerung der Ausgangspotentiale der Stromquellen-OPVs. Zur Behebung dieses Problems konnte erfolgreich eine Schaltung entworfen und umgesetzt werden. Die entworfene Stromquelle bestehend somit aus einer Eingangsstufe, einer gespiegelten Stromquelle und einer Schaltung zur Offsetkompensation. Zur Überprüfung der Funktionstüchtigkeit, wurden Tests mit Gleich- und Wechselspannungen durchgeführt. Es stellte sich heraus, dass die Anforderung nach einem maximalen Strom von $I_L = 2\text{ A}$, der unabhängig von der Last fließt, grundsätzlich erfüllt werden konnte. Der Betrieb des Schwingungserregers war jedoch nur mit kleineren Strömen möglich. Die Umsetzung einer integrierten Strom- und Spannungsüberwachung war aufgrund des begrenzten Bearbeitungszeitraumes dieser Masterarbeit

nicht möglich. Es wurden jedoch mögliche Realisierungsvarianten recherchiert und erläutert, die in Folgearbeiten weiter untersucht werden können.

Die Ergebnisse und Resultate dieser Masterarbeit sind als positiv zu bewerten. Da die grundsätzlichen Anforderungen erfüllt werden konnten. Darüber hinaus stellt diese Arbeit die Basis für weiterführende Arbeiten und Untersuchungen dar.

7.2 Ausblick

Für weiterführende Arbeiten ist es zu Beginn wichtig, sich über die Notwendigkeit des schwimmenden Betriebs einer Last im Klaren zu sein. Es muss sich nochmal intensiv mit der Frage auseinandergesetzt werden, ob für die Anwendung ein schwimmender Betrieb der Last wirklich notwendig ist. Für die Verwendung des Schwingungserreger ist es nicht notwendig, diesen potentialfrei zu treiben. Diese Last gegen Masse zu betreiben ist genau so möglich, wie der schwimmende Betrieb. Der Vorteil eines Masse bezogenen Treibens ist, dass sich das Schaltungsdesign vereinfacht. Des Weiteren ist es wichtig zu erwähnen, dass nur passive Verbraucher schwimmend getrieben werden können, da bei aktiven Elementen in der Regel eine Verbindung über die Stromversorgung zu Masse besteht.[11] Für die Verwendung des TV50009 im studentischen Praktikum, scheint die Steuerung mit Hilfe einer Stromquelle im Betrieb gegen Masse sinnvoller und geeigneter zu sein.

Bei weiterführenden Arbeiten auf Basis der entworfenen gespiegelten Stromquelle, gilt es die Quelle weiter auf ihre verwendbaren Bereiche zu testen und zu untersuchen. Dabei sollte im Vorfeld der Verwendungszweck und somit der Lastenbereich noch klarer definiert worden sein.

Die Notwendigkeit der Offsetkompensation entsteht durch Toleranzen der Widerstände in der Howland-Stromquelle und durch Unterschiede der Ausgangsspannungen der Eingangsstufe. Eine Möglichkeit zur Vereinfachung der Schaltung könnte in der Beschaltung nach Abbildung 7.1 realisiert werden. Dadurch könnten die Nachteile der Eingangsstufe behoben werden, da diese gar keine Verwendung im Schaltungsdesign mehr findet. Die Schaltung zur Offsetkompensation könnte vereinfacht werden. Diese Variante müsste in weiterführenden Arbeiten weiter untersucht werden.

Eine Voraussetzung für weitere Arbeiten ist die Erhöhung des Ausgangswiderstandes der Stromquelle und der Stromsenke, durch die Vergrößerung der Widerstände R_5 und R_{10} aus Abbildung 5.12. Die verwendete Dimensionierung der Widerstände mit $R_5 = 0.1 \Omega$ und $R_{10} = 0.1 \Omega$ ist nicht ausreichend, um eine Stromquellcharakteristik zu erzeugen. Die Verwendung eines Widerstandswertes von 10Ω würde, bei gleichbleibender Toleranz, einen Ausgangswiderstand von ca. 5000Ω erzeugen und wäre damit besser geeignet. Zur

Erhöhung des Ausgangswiderstandes ist es gleichzeitig erforderlich, Widerstandsbauelemente für die Howland-Stromquelle zu verwenden, welche Widerstandstoleranzen von 0.1 %, 0.01 % oder kleiner besitzen. Danach gilt es zu untersuchen, ob durch diese Maßnahme die prozentuale Abweichung des Soll- zu Ist-Stromes beim Treiben größerer Ströme im Ampere-Bereich verbessert werden konnte. Des Weiteren ist es nötig, zu untersuchen ob ebenfalls der Betrieb des Schwingungserreger in diesem Strombereich möglich geworden ist.

Ein weiterer Punkt stellt die Überarbeitung und Verbesserung des aktuellen Kühlsystems dar. Durch diese Optimierung ist es ebenfalls möglich prozentuale Abweichungen, aufgrund von erhöhter Temperatur zu vermindern.

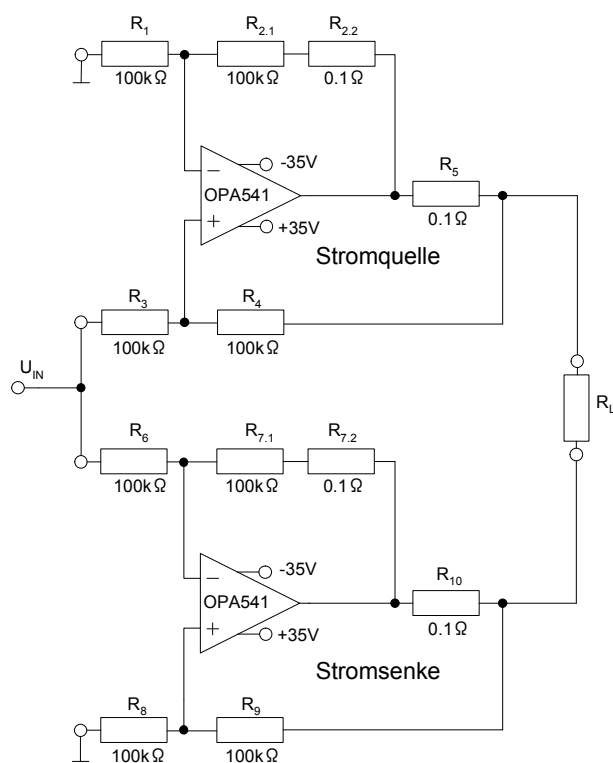


Abbildung 7.1: Alternativer Aufbau

Die durchgeführten Untersuchungen und Recherchen zur Strom-Spannungsüberwachung stellen einen wichtigen Ausgangspunkt für weiterführende Arbeiten dar. In dieser Analyse werden Varianten und Produkte vorgestellt, die zur Umsetzung der geforderten Überwachungseinheit genutzt werden könnten. Dabei ist es wichtig, diese Varianten kritisch zu beurteilen und wenn nötig weitere Alternativen zu recherchieren.

Es ist wichtig zum Schluss zu erwähnen, dass diese entwickelte Stromquelle ein Prototyp ist und noch weitere Schritte der Entwicklung notwendig sind, um ein verwendbares Produkt zu fertigen.

Anhang

A. CD-ROM

Auf dem beigelegten Datenträger findet sich folgender Inhalt:

- Berechnung der Howland-Stromquelle nach Prof. Reinhold
- Konstruktionsdaten und weiteres Informationsmaterial des TV50009
- Die erstellten Simulationsdateien mit PSpice
- Die erstellten Dateien der Schematics und der Layouts mit Altium Designer
- Die Messdaten der messtechnischen Untersuchungen der einzelnen Funktionsblöcke und der Gesamtschaltung, darunter auch die Messdaten, aufgenommen mit dem Solartron
- Die Stückliste der verwendeten Bauelemente
- Datenblätter aller verwendeten und untersuchten Bauelemente

B. Wichtige Abbildungen

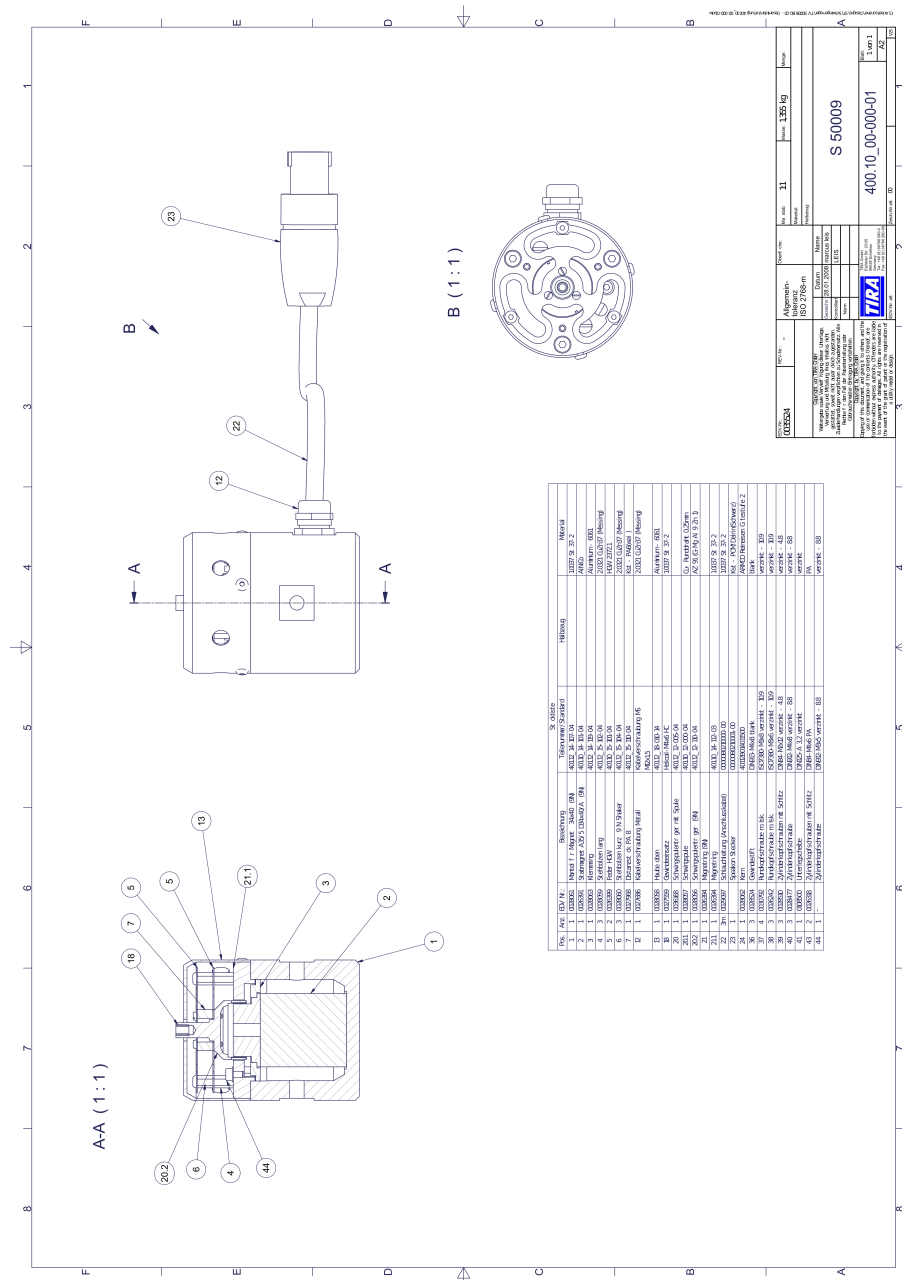


Abbildung B.1: Konstruktionszeichnung des TV50009

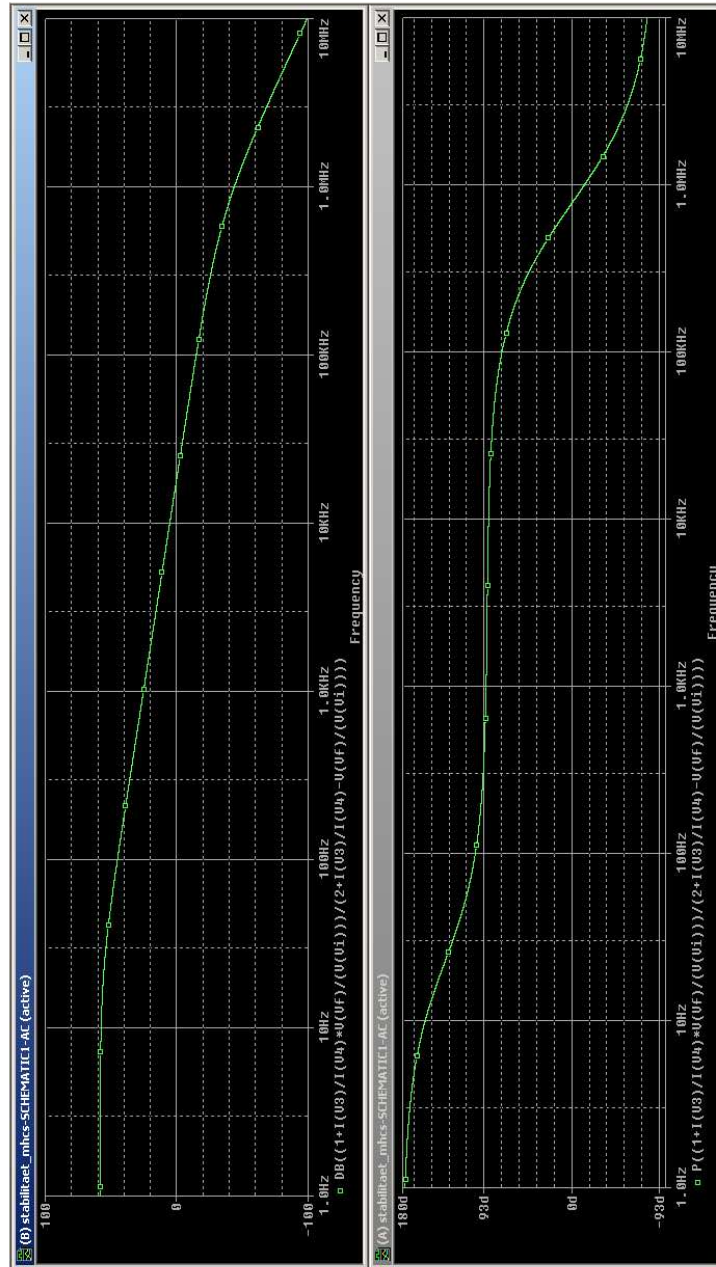


Abbildung B.2: Stabilitätsanalyse bei 4 Ω Last (B-Amplitudengang, A-Phasengang)

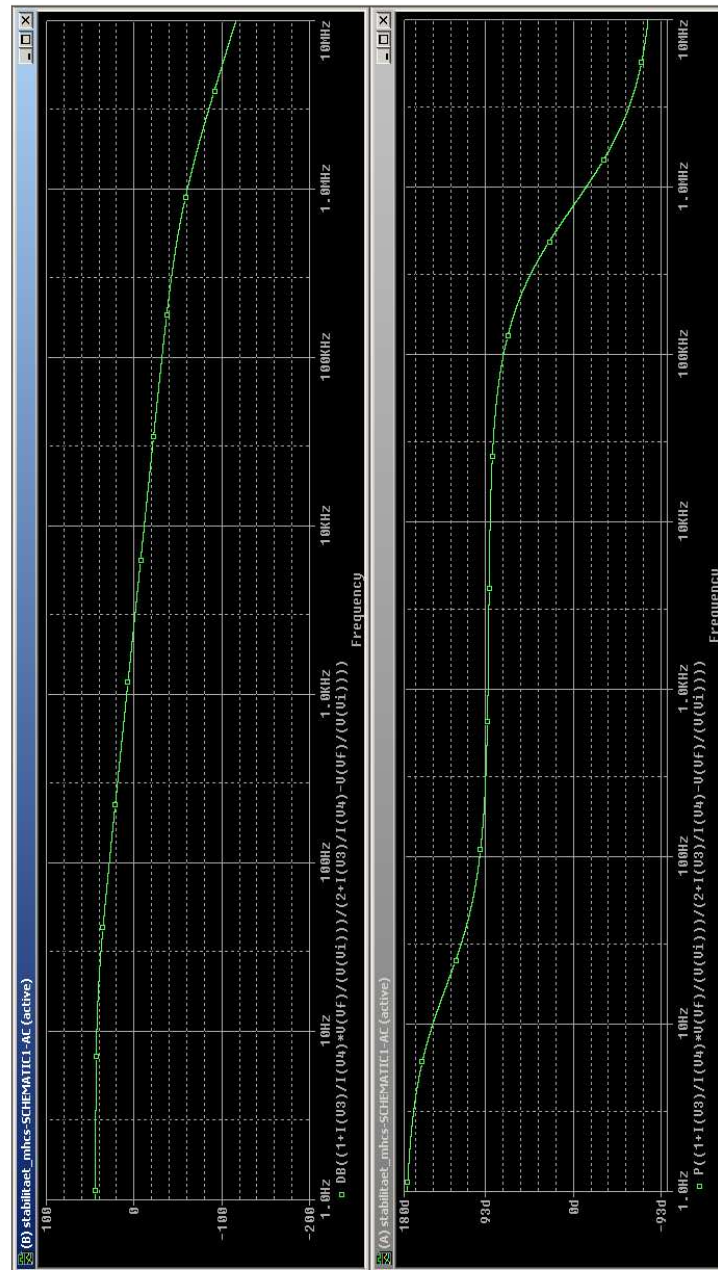


Abbildung B.3: Stabilitätsanalyse bei 30 Ω Last (B-Amplitudengang, A-Phasengang)

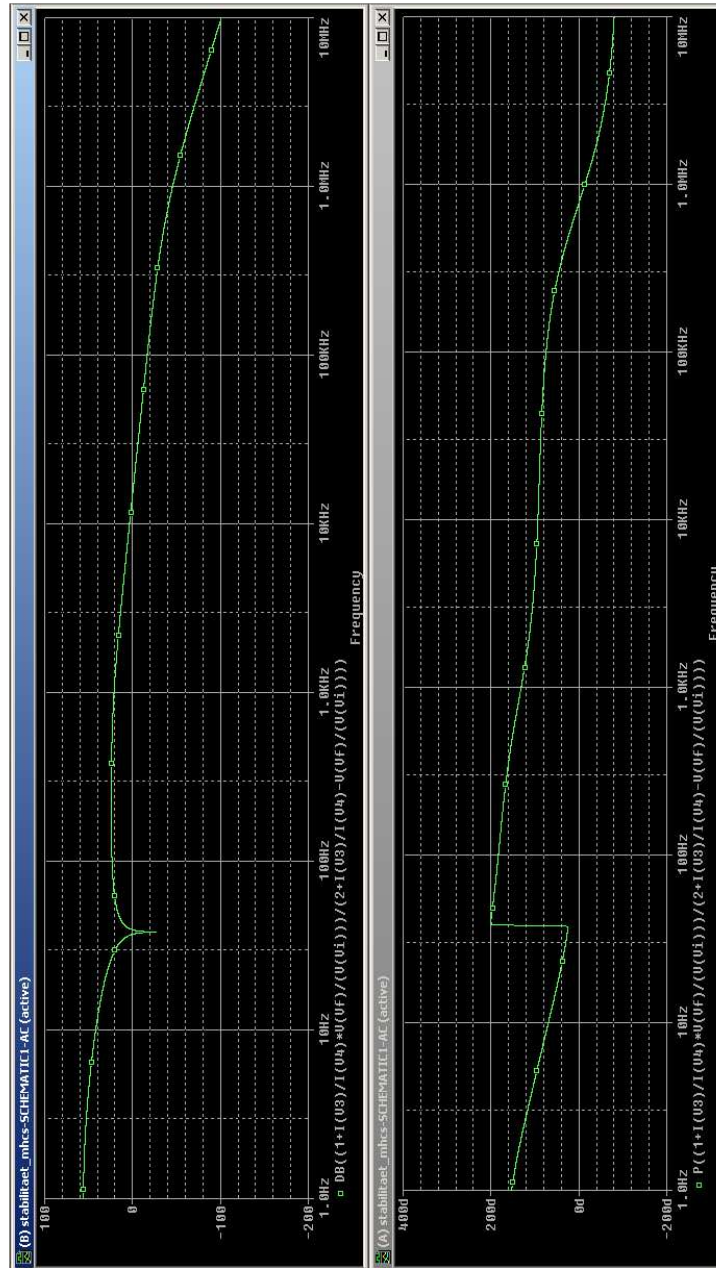


Abbildung B.4: Stabilitätsanalyse bei ESB des Schwingungserregers (B-Amplitudengang, A-Phasengang)

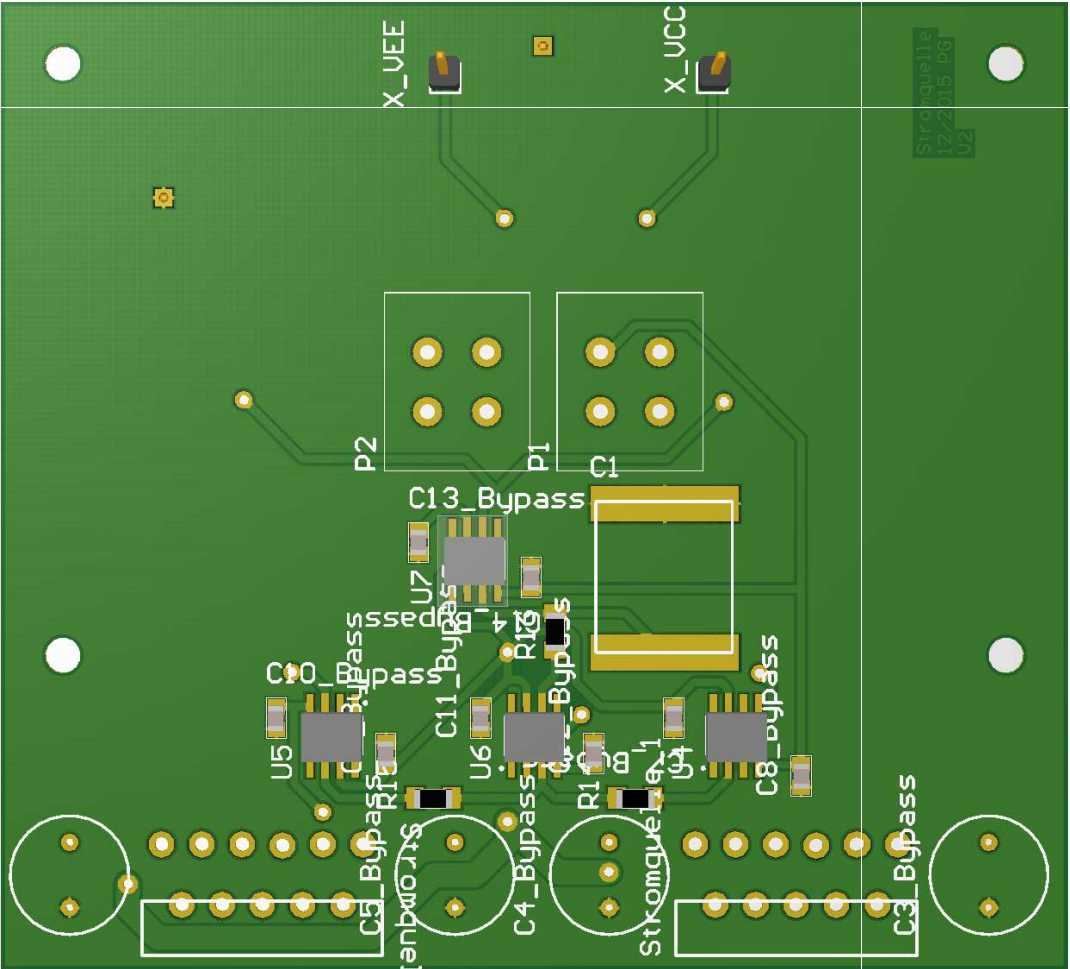


Abbildung B.5: Schaltungs-Layout der Gesamtschaltung (3D-Top-Layer)

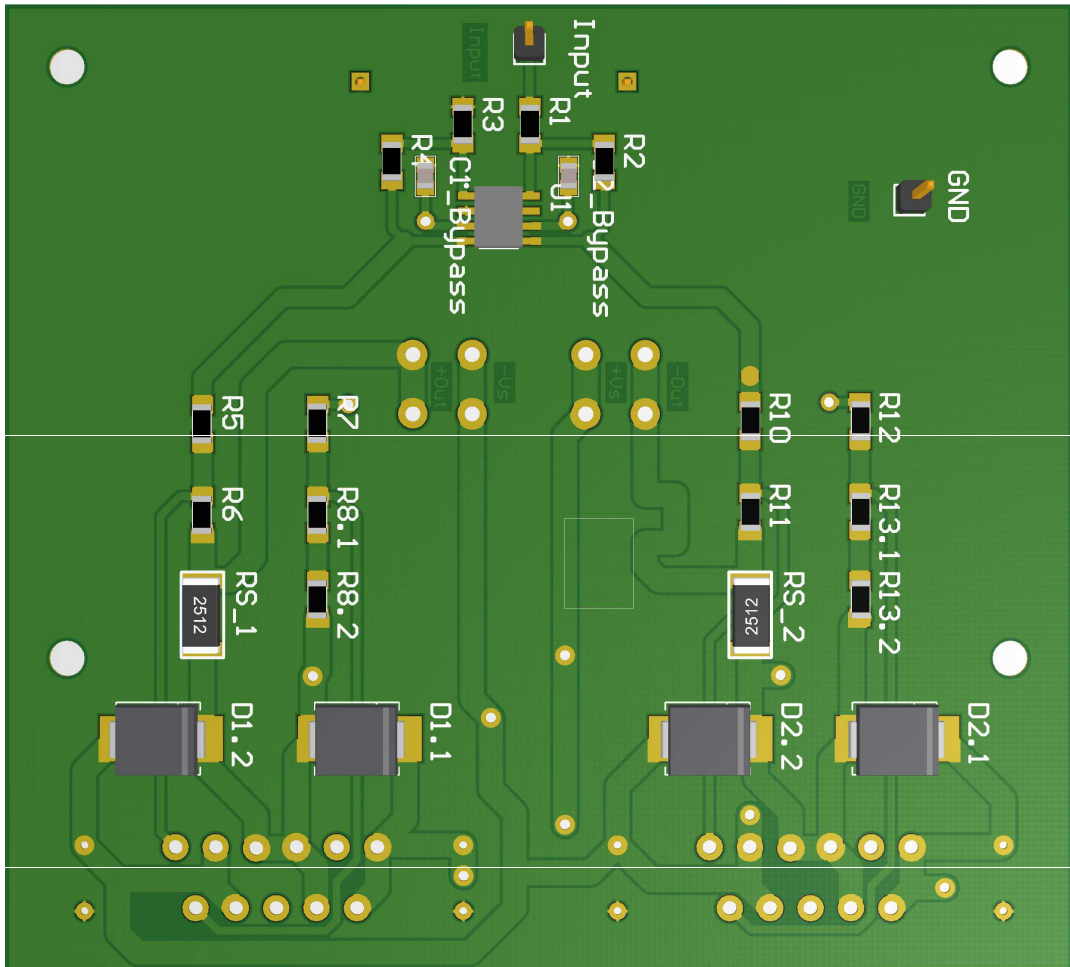


Abbildung B.6: Schaltungs-Layout der Gesamtschaltung (3D-Bottom-Layer)

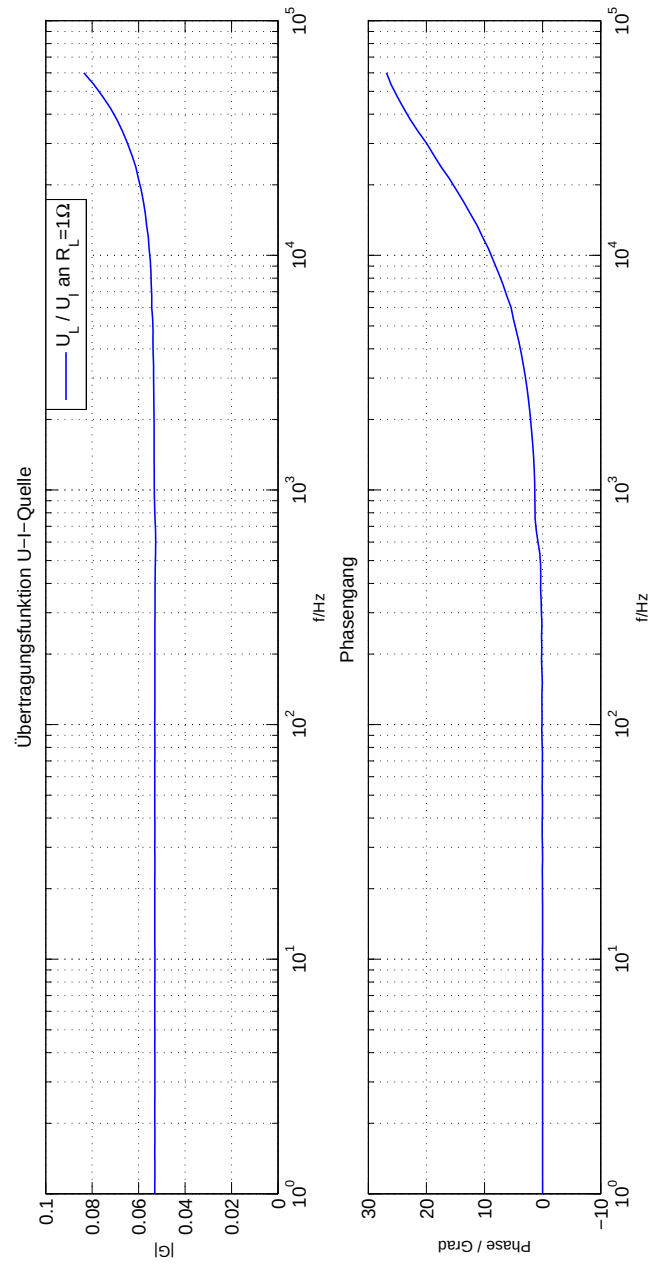


Abbildung B.7: Frequenzgang bei einer Last von $R_L = 1 \Omega$

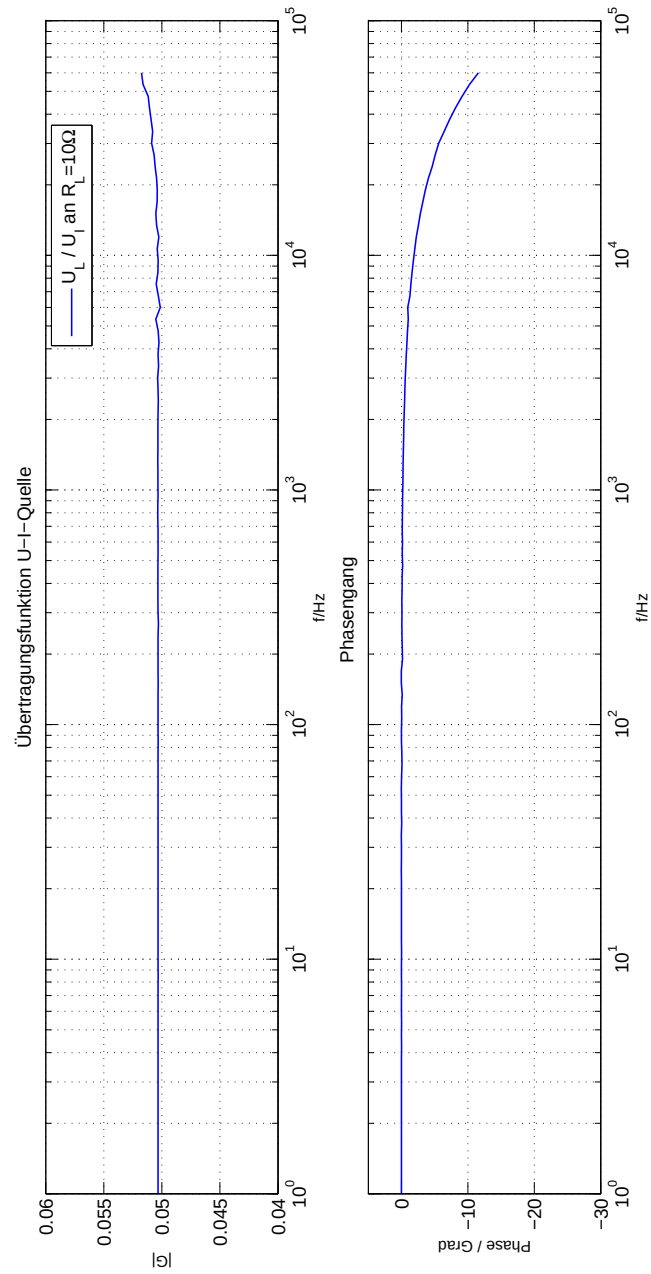


Abbildung B.8: Frequenzgang bei einer Last von $R_L = 10\Omega$

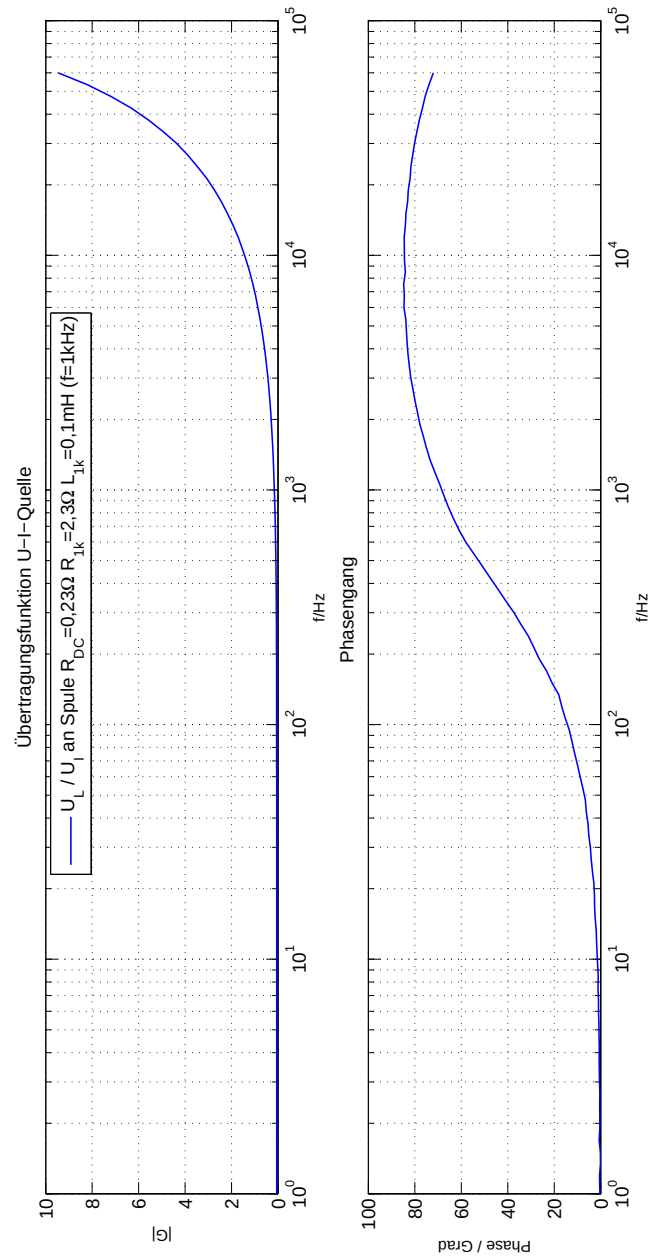


Abbildung B.9: Frequenzgang bei einer Last von $L_L = 105 \mu\text{H}$

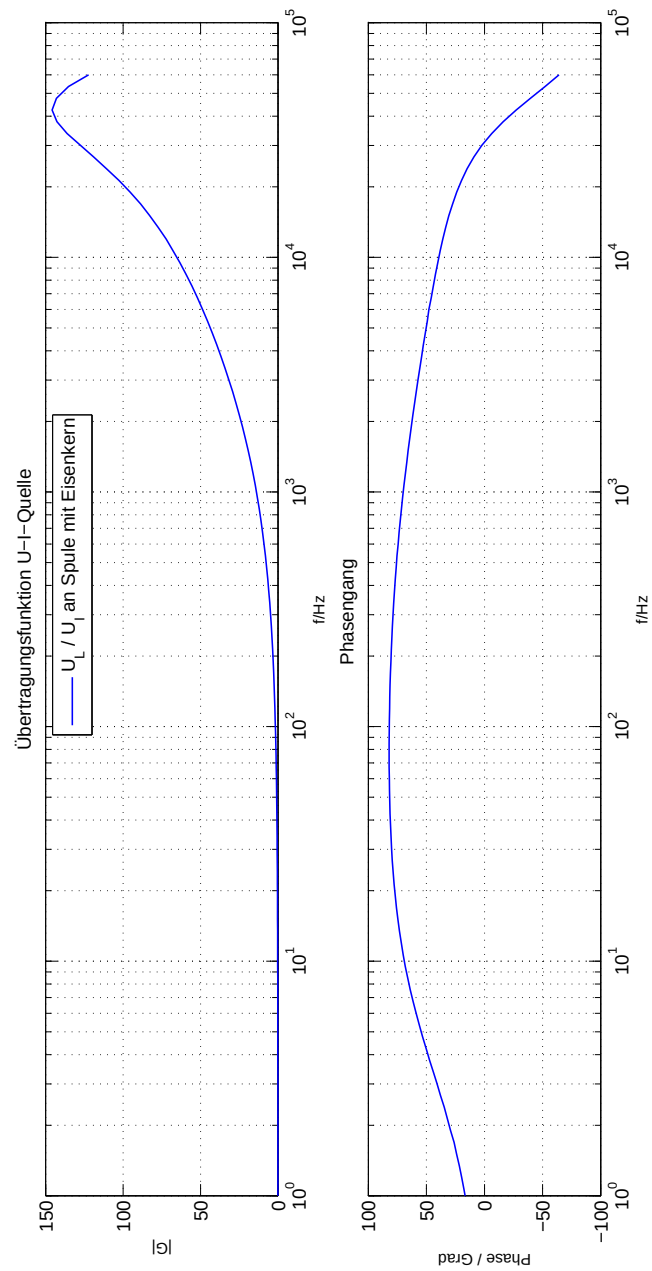


Abbildung B.10: Frequenzgang bei einer Last von $L_L = 3.1 \text{ mH}$

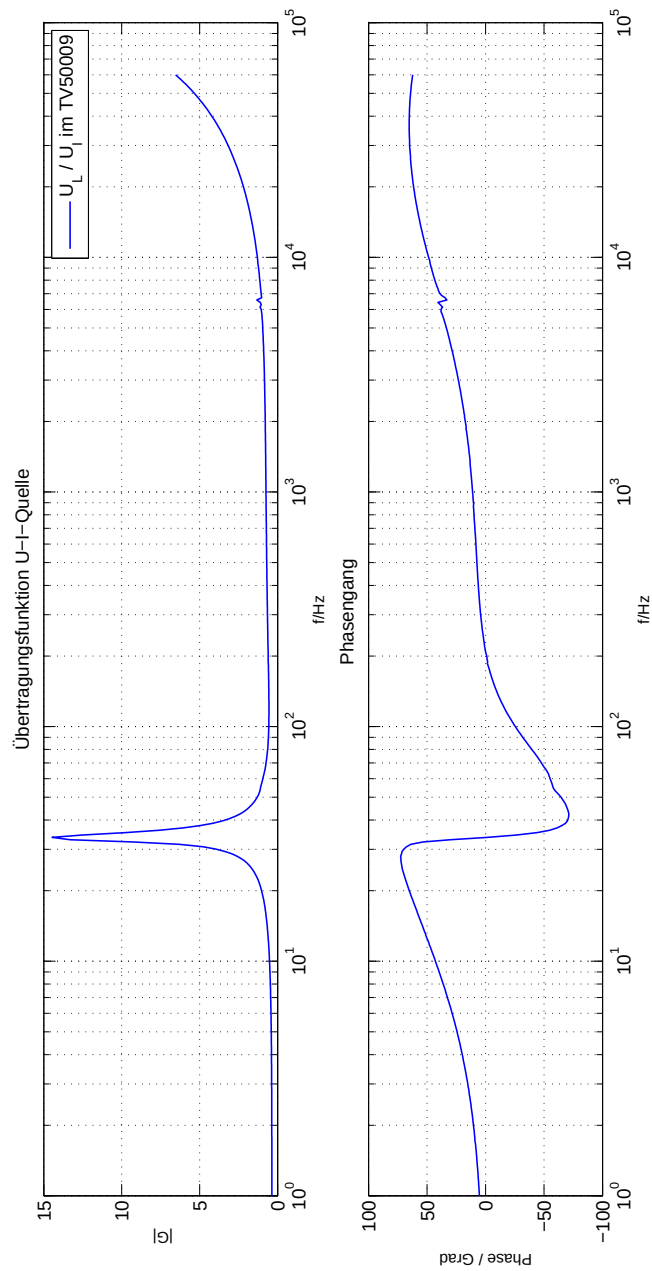


Abbildung B.11: Frequenzgang mit dem Schwingungserreger als Last

Literaturverzeichnis

- [1] W. Reinhold. *Elektronische Schaltungstechnik-Grundlagen der Analogelektronik*. Carl Hanser Verlag, Mai 2010.
- [2] W. Reinhold. *Howland-Stromquelle (Berechnung)*. Hochschule für Technik, Wirtschaft und Kultur Leipzig.
- [3] Metrohm Autolab B.V. Basic overview of the working principle of a potentiostat/galvanostat (pgstat) – electrochemical cell setup. Stand: 01.04.2016. http://www.ecochemie.nl/download/Applicationnotes/Autolab_Application_Note_EC08.pdf.
- [4] A. Bolz; W. Urbaszek. *Technik in der Kardiologie-Eine interdisziplinäre Darstellung für Ingenieure und Mediziner*. Springer, 2002.
- [5] Hanspeter Hochreutener. *Signal-Übertragung auf Drahtleitungen: HW-Prinzip*. Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften, November 2010.
- [6] *Grundlagen-Der Schwingenerreger*. TIRA GmbH-Schwingtechnik, Stand: 01.04.2016. <http://www.tira-gmbh.de/schwingprueftechnik/grundlagen/>.
- [7] H. Herberg. *Mechanisch-elektrische Analogie*. Hochschule für angewandte Wissenschaften München, Stand: 01.04.2016. http://dodo.fb06.fh-muenchen.de/herberg/texte/physik/ph_infoblaetter/ph_info_blaett5_mech_elektr_analogien.pdf.
- [8] Erwin Meyer. *Schwingungslehre*. Springer, 2013.
- [9] Agilent Technologies. *Impedance Measurement Handbook*. 4.
- [10] U. Pliquet; M. Schönfeldt; A. Barthel; D. Frense; T. Nacke. Offset-free bidirectional current source for impedance measurement. *International Conference on Electrical Bioimpedance*, 2010.
- [11] U. Tietze; Ch. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer, 1976.
- [12] L. von Wangenheim. *Analoge Signalverarbeitung*. Vieweg+Teubner, Februar 2010.
- [13] TOELLNER Electronic Instrumente GmbH. *Breitbandverstärker TOE7608*. Stand: 01.04.2016. <http://www.toellner.de/html/pages/de-startseite-produkte-verstaerker-toe7608.htm>.

- [14] BEAK Electronic Engineering. *Leistungsverstärker BAA 60*. Stand: 01.04.2016. <http://www.beak-electronic.de/de/produkte/leistungsverstaerker-analog/linear-power-amplifier-baa-60/-tira>.
- [15] Ivium Technologies. *IviumStat*. Stand: 01.04.2016. <http://www.ivium.nl/IviumStat20Hardware20specifications>.
- [16] H. Fricke; P. Vaske. *Elektrische Netzwerke-Grundlagen der Elektrotechnik Teil1*. B.G. Teubner Stuttgart, Januar 1982.
- [17] Texas Instruments. A compreshensive study of the howland current pump. Januar 2008.
- [18] L. von Wangenheim. *Aktive Filter und Oszillatoren-Entwurf und Schaltungstechnik mit integrierten Bausteinen*. Springer, 2008.
- [19] Institut für Technische Thermodynamik. *Eletrochemische Impedanzspektroskopie*. Institut für Technische Thermodynamik, Stand: 01.04.2016. http://www.dlr.de/tt/desktopdefault.aspx/tabid-4396/8709_read-15498/.
- [20] Fraunhofer-Institut Fertigungstechnik Materialforschung. *Elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS)*. Stand: 01.04.2016. http://www.ifam.fraunhofer.de/content/dam/ifam/de/documents/Klebtechnik_Oberflaechen/Adhaesions_und_Grenzflaechenforschung/elektrochemische_impedanzspektroskopie_fraunhofer_ifam.pdf.
- [21] *Lehrbuch der Chemie*. Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie Leipzig, 1971.
- [22] G.-O. Müller. *Lehrbuch der angewandten Chemie*. Band II. S. Hirzel Verlag Leipzig, 1969.
- [23] M. Laukner. *Elektromedizinische Technik II*. Hochschule für Technik, Wirtschaft und Kultur Leipzig, 2012.
- [24] G. Fröhlig; J. Carlsson; J. Jung; W. Koglek; B. Lemke; A. Markewitz; J. Neuzner. *Herzschrittmacher- und Defibrillator-Therapie*. 2. Auflage. Thieme Verlagsgruppe, 2013.
- [25] *Analoge Signalübertragung: Stromschnittstelle 4...20mA (Live-Zero-Prinzip)*. Beckhoff Automation GmbH, November 2011.
- [26] Jürgen Plate. Schnittstellen. Oktober 2014.
- [27] A. Baars. *User Manual*. Ivium Technologies, 4.0 edition, September 2010.

- [28] M. Laudani; M. Saggio; R. Scolio; D. Di Giovanni. Mdmesh-transistoren. *Elektronik Industrie* 5, pages 31–33, 2000.
- [29] Harting. *Hall-Effekt Stromsensoren*. Harting Electric GmbH & Co. KG, Stand: 01.04.2016. http://www.harting.de/fileadmin/harting/documents/lg/harting_connectivitynetworks/news/newproducts/2012/stromsensoren/98_42_938_0101_harting_stromsensoren_de.pdf.
- [30] Erik Lange. *Strommessung- Closed Loop Wandler richtig einsetzen*. elektroniknet.de, Stand: 01.04.2016. <http://www.elektroniknet.de/messen-testen/sonstiges/artikel/107453/>.
- [31] LLC Allegro MicroSystems. *ACS716*, 2011-2015. Manual.
- [32] Andreas Küchler. *Hochspannungstechnik: Grundlagen - Technologie - Anwendungen*. Springer, 1996.
- [33] Hailey Percival. *Hintergrund: Oszilloskop-Tastkopf – eine entscheidende Komponente der Messkette*. All about Test, Stand: 01.04.2016. <http://www.all-about-test.info/allgemein/3804-hintergrund-oszilloskop-tastkopf-eine-entscheidende-komponente-der-messkette.html>.