Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist an der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt (http://www.ub.tuwien.ac.at).

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology (http://www.ub.tuwien.ac.at/englweb/).

# Diplomarbeit

# Hochdynamische Strommessung für Umrichterantriebe

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

Ao.Univ.Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn. Thomas M. Wolbank
E372
Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
von

**Juan Antonio Catalán del Arco, Bakk.techn.**
**Matr. Nr. 0526764**

**San Isidro 11, E-31510 Fustiñana**
**Spanien**

Wien, im Juni 2008 …….

# Kurzfassung

Diese Arbeit beruht auf den Grundlagen des INFORM - Verfahrens, welche die magnetischen Eigenschaften des Motors verwendet. Bei diesem Verfahren werden Testspannungen im Motor angelegt und die Stromantwort als Folge der Spannungsimpulse gemessen. Die Messung gibt eine Winkelinformation.

Der Schwerpunkt dieser Diplomarbeit liegt in der Herstellung von Sensoren, die die Fähigkeit haben, die Ableitung des Stroms zu messen. Es werden zwei Arten von Sensoren vorgestellt, die Rogowski Sensoren und der coaxial transformer. Diese Arbeit stellt dem Leser die Grundlagen der Sensoren, sowie die notwendigen Bedingungen zur Herstellung der Sensoren vor.

Die Messung des Signals muss in wenigen Mikrosekunden durchgeführt werden. Dazu muss das gelesene Signal gefiltert und seine Größe für das Lesen mittels des AD Konverters adaptiert werden. Zur Filterung und Anpassung des gelesenen Signals werden zwei verschiede Schaltungen mit jeweils einem Filter vorgestellt. Darüber Hinaus wird das gelesene Signal mittels eines 16 Bit AD Konverters digitalisiert und mit LabVIEW im Computer gespeichert.

Die Steuerung des Umrichters wird auch in LabVIEW implementiert. Die Steuersignale der Testimpulse werden generiert und zum Umrichter geschickt.

# Abstract

This work is based on the INFORM method, in which the magnetic attributes of the motor are used. The principle is to apply a test voltage and to measure the current response. The measurement results in the angle information of the flux and the rotor.

The main point of this diploma thesis is to manufacture sensors, which are able to measure the time derivative of the current. Two types of sensors are introduced in this work: the Rogowski sensors and the coaxial transformer. The basics of these two types are shown to the reader as well the necessary conditions for manufacturing.

The measurement of the signal has to be executed within a few microseconds after the switching command. Furthermore the signal has to be filtered and the size of the magnitude has to be adapted to make it readable for the AD converter. For filtering and adaptation of the sensor-signals two different circuits are introduced. Moreover the sensor-signal is digitized with a 16 bit AD converter and is made available to the computer by LabVIEW.

The control of inverter is also implemented in LabVIEW. The test signals are generated and sent to the inverter.

# Danksagung

Ich möchte mich an dieser Stelle bei den Personen bedanken, die mir bei der Erarbeitung dieser Diplomarbeit geholfen haben. Ein ganz besonderer Dank gilt meinen beiden Betreuern, Herrn Prof. Thomas M. Wolbank und Herrn Dipl.-Ing Peter Macheiner, die mich durch ihre hilfreichen Anregungen und ihre Geduld immer wieder unterstützt haben.

Ein herzliches Dankeschön geht an meine Eltern und Geschwister, die mir durch ihre Unterstützung dieses Studium an der Technischen Universität Wien ermöglicht haben.

# Inhaltverzeichnis

**KURZFASSUNG** ..... **1**

**ABSTRACT** ..... **2**

**DANKSAGUNG** ..... **3**

**INHALTVERZEICHNIS** ..... **4**

**ABBILDUNGEN** ..... **6**

**1 EINLEITUNG** ..... **8**
1.1 Motivation ..... 8
1.2 Zielsetzung ..... 8
1.3 Aufbau der Diplomarbeit ..... 9

**2 STAND DER TECHNIK** ..... **10**
2.1 Problematik ..... 10
2.2 Raumzeigerdarstellung ..... 10
2.2.1 αß Koodinatentransformation ..... 12
2.2.2 dq Koordinatentransformation ..... 13
2.3 Grundlagen der Asynchronmaschine ..... 14
2.3.1 Normierung ..... 14
2.3.2 Mathematische Beschreibung ..... 15
2.4 Feldorientierte Regelung ..... 18
2.5 Das INFORM Verfahren ..... 20
2.5.1 Grundlage des Verfahrens ..... 20

**3 DI/DT SENSOREN** ..... **26**
3.1 Einführung ..... 26
3.2 Die Rogowski Spule ..... 26
3.3 Grundlage der Rogowski Spule ..... 27
3.3.1 Induktivität der Rogowski Spule ..... 29

3.3.2 Ersatzschaltbild ... 30
3.3.3 Bandbreite der Spule ... 30
3.4 Spulenverluste ... 31
3.4.1 Kupferverluste ... 31
3.4.2 Dielektrische Verluste ... 31
3.5 Anmerkungen zu der Konstruktion der Luftspule ... 31
3.5.1 Induktivität der Spule ... 31
3.5.2 Spulenkapazität ... 32
3.6 Konstruktion der Luftspule ... 32
3.7 Der Schirm ... 33
3.8 Coaxial transformer ... 34
3.8.1 Koaxialkabel ... 34
3.8.2 Grundlagen des coaxial transformers ... 38
3.9 Anpassung des Signals ... 38

**4 LABVIEW ... 42**
4.1 Einführung in LabVIEW ... 42
4.2 Das Programm ... 42
4.2.1 FPGA ... 42
4.2.2 Host ... 50

**5 MESSERGEBNISSE ... 52**
5.1 Einführung ... 52
5.2 Anpassung des Signals ... 53
5.3 Messergebnisse der Rogowski Spule ... 54
5.3.1 Rogowski Spule RS1 ... 54
5.3.2 Rogowski Spule RS2 ... 58
5.3.3 Vergleichung der Rogowski Spule RSC1 und RSC2 ... 61
5.4 Messergebnisse des coaxial transformers ... 66
5.4.1 Vergleich der beiden coaxial transformer CT1 und CT2 ... 66
5.4.2 Coaxial transformer CT3 ... 71
5.5 Das Lesen des Signals in LabVIEW ... 74

**6 ZUSAMMENFASSUNG DER ERGEBNISSE ... 76**

**LITERATURVERZEICHNIS ... 77**

**ANHANG: SCHALTUNGEN ... 79**

# Abbildungen

Abbildung 2.1 Schnitt durch den Stator einer zweipoligen Asynchronmaschine. ..... 12
Abbildung 2.2Orthogonales und ortfestes Koordinatensystem ..... 12
Abbildung 2.3 dq Koordinatentransformation ..... 13
Abbildung 2.4Raumzeiger-Ersatyschaltbild der Asynchronmaschine ..... 18
Abbildung 2.5 Feldorientierte Regelung ..... 18
Abbildung 2.6 Moment ..... 19
Abbildung 2.7 Anisotropie der Maschine ..... 20
Abbildung 2.8 transientes Ersatzschaltbild der Induktion Maschine ..... 21
Abbildung 2.9 Ersatzschaltbild der Maschinen bei der Modulation PWM ..... 21
Abbildung 2.10 Messungen in Phase 1 (u-Direction) ..... 24
Abbildung 3.1 Die Rogowski Spule ..... 27
Abbildung 3.2Querschnitt der Luftspule ..... 29
Abbildung 3.3 Ersatzschaltbild der Rogowski Spule ..... 30
Abbildung 3.4 Spule mit Rückleiter [13] ..... 32
Abbildung 3.5 Spule mit gegenläufigen Wicklungen [13] ..... 33
Abbildung 3.6 Coaxial transformer ..... 34
Abbildung 3.7 Koaxialkabel ..... 35
Abbildung 3.8 Querschnitt des Koaxialkabels ..... 35
Abbildung 3.9 Querschnitt des coaxial transformers ..... 38
Abbildung 3.10 Elektrometerverstärker ..... 39
Abbildung 3.11 Signalanpassung und Elektrometer ..... 40
Abbildung 3.12 Differenzverstärker ..... 40
Abbildung 3.13 Signalanpassung und Differenzverstärker ..... 41
Abbildung 4.1 IGBT´s ..... 43
Abbildung 4.2 mögliche Spannungsraumzeiger ..... 43
Abbildung 4.3 Generierung der Testsignale ..... 43
Abbildung 4.4 Die Kommutation vom duty cicle ..... 44
Abbildung 4.5 duty cicle ..... 44
Abbildung 4.6 Signal CLK des ADC Konverters ..... 45
Abbildung 4.7 Erzeugung des CLK ..... 45
Abbildung 4.8 Generierung des CLK Signals ..... 45
Abbildung 4.9 Sample des Signals ..... 46
Abbildung 4.10 Lesen des Signals ..... 47
Abbildung 4.11Flip Flop ..... 47
Abbildung 4.12 Erfassung des Signals ..... 48
Abbildung 4.13 DMA ..... 49

Abbildung 4.14 FIFO ..... 49
Abbildung 4.15 Memory ..... 50
Abbildung 4.16 DMA am Host ..... 51
Abbildung 5.1 Prüfstand ..... 52
Abbildung 5.2 Elektrometer ..... 53
Abbildung 5.3 Differenzierer ..... 54
Abbildung 5.4 Rogowski Spule RS1 ..... 55
Abbildung 5.5 Signalverlauf der RS1 mit dem Differenzialverstärker „D1“ ..... 56
Abbildung 5.6 Signalverlauf der RS2 mit dem Elektrometer „E2“ ..... 57
Abbildung 5.7 Signalverlauf der RS2 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 58
Abbildung 5.8 Rogowski Spule RS2 ..... 59
Abbildung 5.9 Signalverlauf der RS2 mit dem Differenzialverstärker „D1“ ..... 60
Abbildung 5.10 Signalverlauf der RS2 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 60
Abbildung 5.11 viereckige Wicklungsträger ..... 61
Abbildung 5.12 Rogowski Spule mit viereckigen Wicklungsträger ..... 61
Abbildung 5.13 Signalverlauf der RSC1 mit dem Differenzialverstärker „D1“ ..... 63
Abbildung 5.14 Signalverlauf der RSC2 mit dem Differenzialverstärker „D1“ ..... 63
Abbildung 5.15 Signalverlauf der RCS1 mit dem Elektrometer „E2“ ..... 64
Abbildung 5.16 Signalverlauf der RCS2 mit dem Elektrometer „E2“ ..... 64
Abbildung 5.17 Signalverlauf der RCS1 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 65
Abbildung 5.18 Signalverlauf der RCS2 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 65
Abbildung 5.19 Coaxial transformer ..... 66
Abbildung 5.20 Signalverlauf des CT1 mit dem Differenzverstärker „D1“ ..... 68
Abbildung 5.21 Signalverlauf des CT2 mit dem Differenzverstärker „D1“ ..... 68
Abbildung 5.22 Signalverlauf des CT1 mit dem Elektrometer „E2“ ..... 69
Abbildung 5.23 Signalverlauf des CT2 mit dem Elektrometer „E2“ ..... 69
Abbildung 5.24 Signalverlauf des CT1 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 70
Abbildung 5.25 Signalverlauf des CT2 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 70
Abbildung 5.26 Coaxial transformer CT3 ..... 71
Abbildung 5.27 Signalverlauf des CT3 mit dem Differenzverstärker D1 ..... 72
Abbildung 5.28 Signalverlauf des CT3 mit dem Elektrometer „E2“ ..... 73
Abbildung 5.29 Signalverlauf des CT3 mit dem Elektrometer „E3“ ..... 73
Abbildung 5.30 Signalverlauf am Host ..... 74
Abbildung 5.31 Schaltungsmöglichkeiten des Stators durch den Umrichter ..... 75

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Die Regelung von Motoren ohne Sensoren bringt viele Vorteile. Unter anderem Robustigkeit, Zuverlässigkeit und Kostenreduktion des Systems.
Die sensorlose Regelung von Motoren ist schon seit langer Zeit möglich. Sie funktioniert sehr gut in den Bereich von mittel bis hoher Geschwindigkeit. Jedoch ist die Regelung von Motoren ohne mechanischen Sensor, wenn der Motor langsam dreht oder bei Stillstand des Motors noch nicht möglich.
Das Institut für Elektrische Antriebe und Maschinen der TU Wien beschäftigt sicht nicht nur mit einer Variante der sensorlosen Regelung von Motoren, sondern mit der Regelung durch neuronale Netze, oder auch mit der Fehlererkennung. Alle diese Forschungen verwenden die Grundlage des „INFORM“ Verfahrens. Dieses Verfahren nutzt die magnetischen Eigenschaften des Motors, die von der Rotorlage abhängig sind; beispielweise die Statorinduktivität, die von der Rotorlage des Motors abhängig ist. Der Grundgedanke dieser Diplomarbeit ist, die Fähigkeit zu verbessern, die Änderung der Statorinduktivität direkt messen zu können.

## 1.2 Zielsetzung

Das Ziel dieser Diplomarbeit ist die Untersuchung und Herstellung von Sensoren, die die Fähigkeit haben, die Ableitung des Stromes des Motors hochdynamisch zu erfassen.
Darüber hinaus ist es auch notwendig, neue Schaltungen zu entwickeln, die das Sensorsignal filtern und anpassen.
Die neuen Sensoren sollten in der Lage sein, die Ableitung des Stromes einige Mikrosekunden nach der jeweiligen Schalthandlung zu lesen und zur Verfügung zu stellen.

Ein weiterer Aspekt für die Erfassung und Verarbeitung des gelesenen Signals ist seine Digitalisierung. Die neu erstellte Platine soll das Signal mit der geeigneten Auflösung liefern.

Die gelesene Ableitung des Stromes wird in anderen Projekten durch LabVIEW verwendet, um die notwendigen Berechnungen durchzuführen. Mittels LabVIEW wird ein Programm gemacht, welches in der Lage ist, den endgültigen Wert der Stromänderung zu liefern.

## 1.3 Aufbau der Diplomarbeit

Das nächste Kapitel behandelt den Stand der Technik in Bezug auf die Regelung von Motoren. Es macht eine kurze Einführung in die Grundlagen des Motors. Schließlich wird das INFORM Verfahren beschrieben.

Kapitel 3 beschreibt die Grundlagen der Rogowski Spule und des coaxial transformers. Behandelt sind auch alle notwendigen Parameter, um die Sensoren zu erstellen, sowie die Anpassung des Signals.

Kapitel 4 befasst sich mit der Programmierung in LabVIEW, um den digitalisierten Strom zu erfassen.

Schließlich sind im Kapitel 5 die Messergebnisse der Diplomarbeit.

# 2 Stand der Technik

## 2.1 Problematik

Dreiphasige Motoren sind wegen ihres einfachen und robusten Aufbaus am weitesten als elektromechanischer Antrieb verbreitet. Die Induktionsmotoren können direkt von der Netzspannung in Betrieb genommen werden (ohne Regelung beziehungsweise ohne Steuerung) oder sie können durch Frequenzumrichter, zum Beispiel mit PWM Umrichter, Vektormodulation, Vektorregelung, Direct Torque Control usw. geregelt werden. Eine einfache Art Induktionsmotoren zu regeln, ist die Amplitude der Spannung in Bezug auf die Frequenz einzustellen.

Die Theorie der feldorientierten Regelung wurde in den 60er und 70er Jahren entwickelt, um ein vollständig kontrollierbares Antriebssystem auf Basis des Asynchronmotors zu schaffen. Der Hintergrund der Methode ist die Beschreibung der Drehmomenterzeugung im Motor mit einer Vektordarstellung der elektrischen und magnetischen Größen und das geeignete mathematische Modell. Mit diesem Modell und den gemessenen Ständerströmen, oder über die Integration der Phasenspannungen, kann der Fluss berechnet werden. Es gibt verschiedene Varianten der feldorientierten Regelung. Die Unterschiede liegen meist in der Art wie der Fluss, welcher für eine Feldorientierte Regelung benötig wird, berechnet werden muss, oder wie der Strom und der Fluss geregelt werden muss.

Sensorless: diese Methode hat den Vorteil, dass ein Betrieb ohne Drehgeber ausgeführt wird, da ein zusätzlicher Sensor wegen Kosten und zusätzlichem Aufwand unerwünscht ist. Der sensorlose Betrieb hat aber den Nachteil, dass er bei niedriger Drehzahl und bei 0 rpm eine schlechte Regelung hat.

Zur Erfassung des Flussverkettungsraumzeigers stehen mehrere sensorlose Methoden zu Verfügung.

## 2.2 Raumzeigerdarstellung

Mit Hilfe der Raumzeigerdarstellung werden Größen als komplexe Raumzeiger abgebildet. Die Repräsentation von Dreiphasensystemen durch Raumzeiger ermöglicht

eine einfache Darstellung gegenüber den recht unübersichtlichen dreiphasigen Gleichungen.
Der Läufer der elektrischen Maschinen lässt sich einfacher in Polarkoordinaten beschreiben. Die Wicklungen und die elektromagnetischen Größen der elektrischen Maschinen sind raumperiodisch und können durch Fourier-Reihen dargestellt werden. Deswegen ist es möglich, diese trigonometrischen Funktionen durch komplexe Funktionen auszudrücken und durch Raumzeiger darzustellen.
Ein Raumzeiger stellt das Maximum der betreffenden Welle am Ankerumfang durch seine Lage in der komplexen Zahlenebene und durch seine Amplitude dar.
Bei der Raumzeigerdarstellung werden phasensymmetrische Wicklungen vorausgesetzt. Widerstände und Reaktanzen werden als konstante Parameter angenommen.
Der zeitliche Verlauf der Spannungen eines Dreiphasensystems lässt sich wie folgt beschreiben:

$$u_u(t) = \hat{u}\cos(\omega t)$$
$$u_v(t) = \hat{u}\cos\left(\omega t + e^{j\frac{2}{3}\pi}\right)$$
$$u_w(t) = \hat{u}\cos\left(\omega t + e^{j\frac{4}{3}\pi}\right)$$

Gleichung 2.1

Die Abbildung 2.1 stellt den Schnitt des Stators einer Asynchronmaschine dar. Die Wicklungen sind 120º zueinander geneigt.

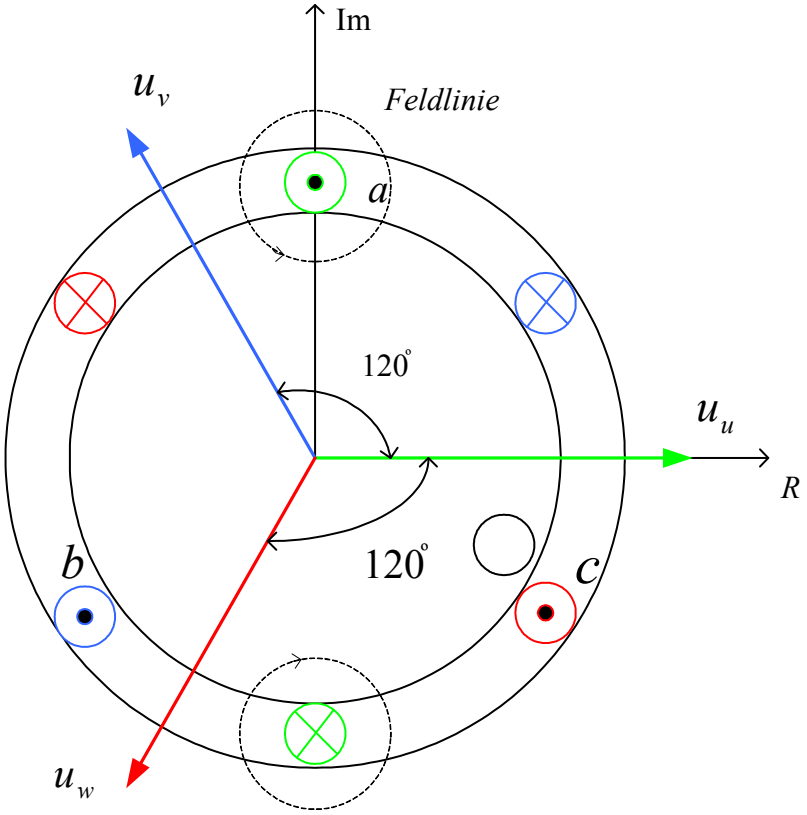


Abbildung 2.1 Schnitt durch den Stator einer zweipoligen Asynchronmaschine.

Die drei Spannungen $u_u$, $u_v$ und $u_w$ lassen sich zu einem Raumzeiger $\vec{u}$ zusammenfassen:

$$\vec{u}(t) = \frac{2}{3}\left( u_u(t) + u_v e^{j\frac{2}{3}\pi} + u_w e^{j\frac{4}{3}\pi} \right)$$

Gleichung 2.2

### 2.2.1 αß Koodinatentransformation

Die dreiphasigen Größen $x_{abc}$ der Drehfeldmaschine lassen sich gemäß Abbildung 2.1 in ein orthogonales $\alpha\beta$ Koordinatensystem umwandeln. Dabei wird die $\alpha$-Achse als reelle- und die $\beta$-Achse als imaginäre Achse aufgefasst. Sowohl das abc-Koordinatensystem als auch das $\alpha\beta$ Koordinatensystem sind raumfest und mit dem Stator-Wicklungssystem der Drehfeldmaschine verbunden. Deswegen fällt die a-Achse mit der $\alpha$-Achse zusammen.

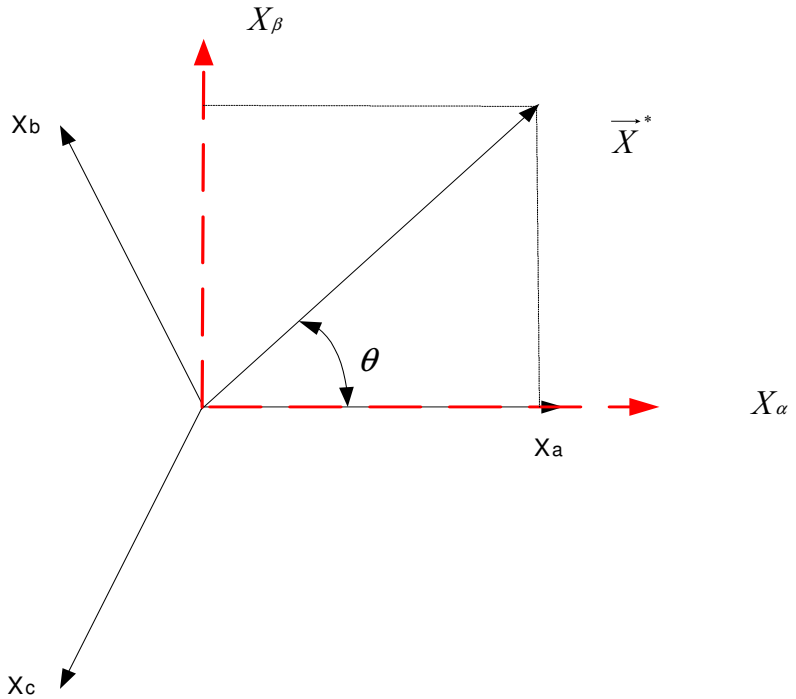



Abbildung 2.2Orthogonales und ortfestes Koordinatensystem

Die Übergangsgleichung von abc-Koordinatensystem zum $\alpha\beta$-Koordinatensystem lautet:

$$\begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix}$$

Gleichung 2.3

Für die Rücktransformation gilt:

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix}$$

Gleichung 2.4

### 2.2.2 dq Koordinatentransformation

Das dq Koordinatensystem ist fest mit dem dreiphasigen Wicklungssystem des Rotors verbunden. Daher dreht sich dieses Koordinatensystem mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit des Läufers $\omega_r$ in Bezug auf das Statorfestekoordinatensystem.

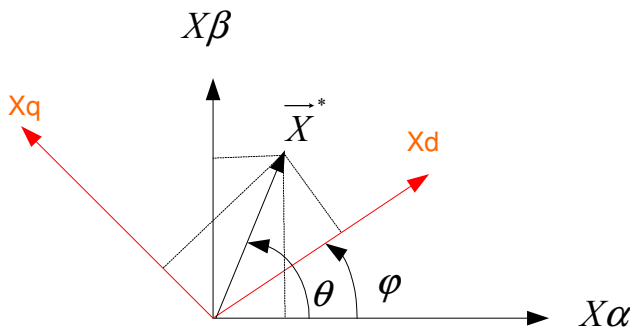



Abbildung 2.3 dq Koordinatentransformation

Mit der folgenden Gleichung lässt sich die dq Größen bestimmen:

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix}$$

Gleichung 2.5

Die Rücktransformation lautet:

$$\begin{cases} X\alpha = Xd \cdot \cos\varphi - Xq \cdot \sin\varphi \\ X\beta = Xd \cdot \sin\varphi + Xq \cdot \cos\varphi \end{cases}$$

Gleichung 2.6

## 2.3 Grundlagen der Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine besteht aus einem stillstehenden Teil, dem Stator, und einem rotierenden Teil, dem Rotor. Sie sind durch einen kleinen Luftspalt voneinander getrennt. Rotor und Stator bestehen aus aufeinandergeschichteten Eisenblechen, die mit Nuten zur Aufnahme der Wicklungen versehen sind. Um eine gute magnetische Kopplung zwischen Stator und Rotor zu gewährleisten, wird der Luftspalt so gering wie möglich gewählt.
Man unterscheidet Asynchronmaschinen mit Käfigläufer und mit Schleifringläufer. Bei beiden Motorbauarten ist der Stator gleich aufgebaut.

Die Wirkungsweise der Asynchronmaschine beruht auf der Entstehung eines Drehfeldes durch eine mehrsträngige Wicklung. Die Drehzahl des konstanten, synchronen, Drehfeldes $n_d$ hängt von der Frequenz $f$ der angelegten Spannung und der Polpaarzahl $p$ des Stators ab:

$$n_d = \frac{f}{p}$$

Gleichung 2.7

Bei Auftreten einer Flussverkettungsänderung wird die induzierte Spannung einen Strom in der Wicklung zur Folge haben und der entsprechende Strom im Läufer mit der Flussdichte bewirkt ein Drehmoment $(F = B \cdot I \cdot l)$. Der Läufer wird von diesem Drehmoment in Richtung des Ständerdrehfeldes bewegt.
Eine Spannung im Rotor wird aber nur induziert, wenn es eine Differenzwinkelgeschwindigkeit zwischen Flussverkettung und Rotor gibt. Somit ist die Amplitude der induzierten Spannung proportional zu der Differenz.

### 2.3.1 Normierung

Für die Normierung werden die Spitzenwerte der Nenngrößen als Bezugswerte gewählt. Die daraus resultierenden normierten Größen lauten:

Spannung:

$$u(t) = \frac{U(t)}{U_B} \qquad U_B = \sqrt{2} \cdot U_{N,Str}$$

Gleichung 2.8

Strom:

$$i(t) = \frac{I(t)}{I_B} \qquad I_B = \sqrt{2} \cdot I_{N,Str}$$

Gleichung 2.9

Zeit und Winkelgeschwindigkeit:

$$\tau = \frac{t}{t_B} \qquad \omega = \frac{\Omega}{\Omega_B} \qquad t_B = \frac{1}{\Omega_B} = \frac{1}{2\pi f_N}$$

Gleichung 2.10

Fluss:

$$\psi(t) = \frac{\Psi(t)}{\Psi_B} \qquad \Psi_B = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{N,Str}}{\Omega_B}$$

Gleichung 2.11

Impedanz:

$$z = \frac{Z}{Z_B} \qquad Z_B = \frac{U_B}{I_B}$$

Gleichung 2.12

Leistung

$$p(t) = \frac{P(t)}{P_B} \qquad P_B = 3 \cdot U_{N,Str} \cdot I_{N,Str}$$

Gleichung 2.13

Moment:

$$m(t) = \frac{M(t)}{M_B} \qquad M_B = \frac{3 \cdot U_{N,Str} \cdot I_{N,Str} \cdot p}{\Omega_B}$$

Gleichung 2.14

## 2.3.2 Mathematische Beschreibung

Bei der Beschreibung des Maschinenverhaltens sind drei spezielle Winkelgeschwindigkeiten des Koordinatensystems von Bedeutung:

- $\omega_K = 0$ Statorfestes Koordinatensystem
- $\omega_K = \omega_m$ Rotorfestes Koordinatensystem
- $\omega_K = \omega_S$ Drehfeldfestes Koordinatensystem

**Die Statorspannungsgleichungen**

Ausgehend vom Induktionsgesetz von Faraday gelangt man zur Spanungsgleichung des Stranges der Maschine:

$$rot\overline{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \Rightarrow \oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{d\underline{\Psi}_S}{d\tau} = r_s \cdot \underline{i}_s - \underline{u}_S \Rightarrow$$

Gleichung 2.15

$$\underline{u}_S(\tau) = \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{d\tau}$$

Gleichung 2.16

Die Statorstrangströme im statorfesten Koordinatensystem können zusammengefasst werden

$$\underline{i}_S = \frac{2}{3} \cdot \left( i_u + i_v \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_w \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right)$$

Gleichung 2.17

Dementsprechend lassen sich die Spannungen im Stator wie folgt berechnen:

$$u_{Su}(\tau) = i_{Su} \cdot r_S + \frac{d\Psi_{Su}}{d\tau}$$

$$u_{Sv}(\tau) = i_{Sv} \cdot r_S + \frac{d\Psi_{Sv}}{d\tau}$$

$$u_{Sw}(\tau) = i_{Sw} \cdot r_S + \frac{d\Psi_{Sw}}{d\tau}$$

Gleichung 2.18

**Rotorspannungsgleichungen**

Unter Verwendung der Grundlage, welche für die Statorspannungsgleichungen verwendet wurde, errechnen sich die Rotorspannungsgleichungen zu:

$$u_{Ru}(\tau) = i_{Ru} \cdot r_R + \frac{d\Psi_{Ru}}{d\tau}$$

$$u_{Rv}(\tau) = i_{Rv} \cdot r_R + \frac{d\Psi_{Rv}}{d\tau}$$

$$u_{Rw}(\tau) = i_{Rw} \cdot r_R + \frac{d\Psi_{Rw}}{d\tau}$$

Gleichung 2.19

Analog lautet die Rotorspannungsgleichung im rotorfesten Koordinatensystem:

$$\underline{u}_R(\tau) = \underline{i}_R \cdot r_R + \frac{d\underline{\Psi}_R}{d\tau}$$

Gleichung 2.20

Der Strom lautet:

$$\underline{i}_R = \frac{2}{3} \cdot \left( i_{Ru} + i_{Rv} \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_{Rw} \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi} \right)$$

Gleichung 2.21

**Flussverkettungsgleichungen**

Die Flussverkettungsgleichungen für das Statorwicklungssystem erhält man durch:

$$\underline{\Psi}_S = l_S \cdot \underline{i}_S + l_{SR} \cdot \underline{i}_R$$

Gleichung 2.22

Analog für das Rotorwicklungssystem:

$$\underline{\Psi}_R = l_{SR} \cdot \underline{i}_S + l_R \cdot \underline{i}_R$$

Gleichung 2.23

Zu beachten ist, dass $l_{SR}$ die Kopplungsinduktivität der dreiphasigen Drehfeldmaschine zwischen Rotor und Stator ist.

**Drehmomentgleichung**

Das von der Asynchronmaschine entwickelte Drehmoment lässt sich wie folgt berechnen:

$$m_{elektrisch} = -\mathrm{Im}\left(\underline{i}_S \cdot \underline{\Psi}_S\right)$$

Gleichung 2.24

Das Trägheitsmoment lautet:

$$\frac{d\omega_m}{d\tau} = \frac{1}{\tau_m}\left(m_{elektrisch} - m_{Last}\right)$$

Gleichung 2.25

**Allgemeines Koordinatensystem**

Transformiert man die Gleichung 2.16, Gleichung 2.20, Gleichung 2.22 und Gleichung 2.23 in ein gemeinsames Koordinatensystem, so gilt

$$\begin{aligned}
\underline{u}_S(\tau) &= \underline{i}_S \cdot r_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{d\tau} + j\omega_K \cdot \underline{\Psi}_S \\
\underline{u}_R(\tau) &= \underline{i}_R \cdot r_R + \frac{d\underline{\Psi}_R}{d\tau} + j(\omega_K - \omega_m) \cdot \underline{\Psi}_R \\
\underline{\Psi}_S &= l_S \cdot \underline{i}_S + l_S \cdot (1-\sigma) \cdot \underline{i}_R = \underline{\Psi}_R + (\sigma \cdot l_S) \cdot i_S \\
\underline{\Psi}_R &= l_S \cdot (1-\sigma) \cdot (\underline{i}_S + \underline{i}_R)
\end{aligned}$$

Gleichung 2.26

Das Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine für allgemeines Koordinatensystem ist:

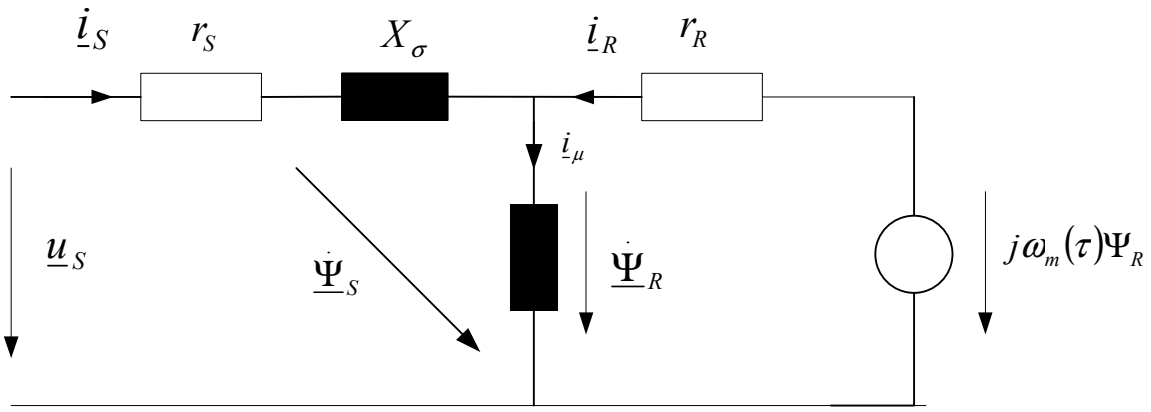



Abbildung 2.4Raumzeiger-Ersatyschaltbild der Asynchronmaschine

## 2.4 Feldorientierte Regelung

Die Feldorientierte Regelung ermöglicht einen hochdynamischen Betrieb des Motors. Diese Regelung beruht auf der Einstellung eines Flussverkettungsraumzeigers $\Psi_R$ gewünschter Länge und unabhängig davon, ein Drehmoment durch eine normal dazu stehende Stromkomponente aufzubauen.

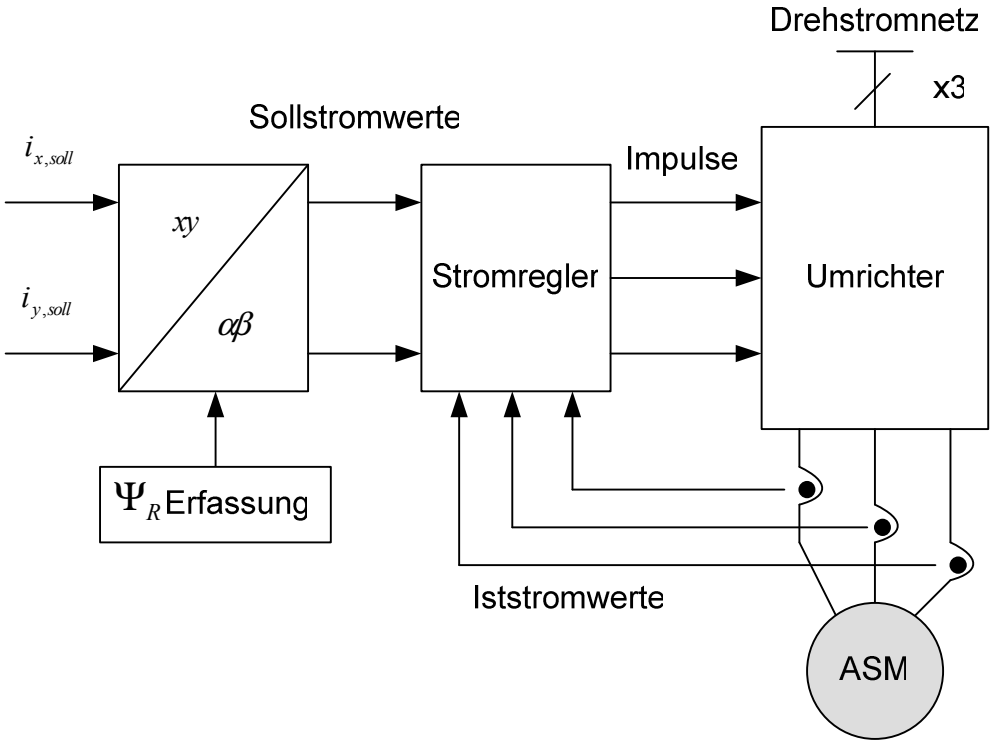



Abbildung 2.5 Feldorientierte Regelung

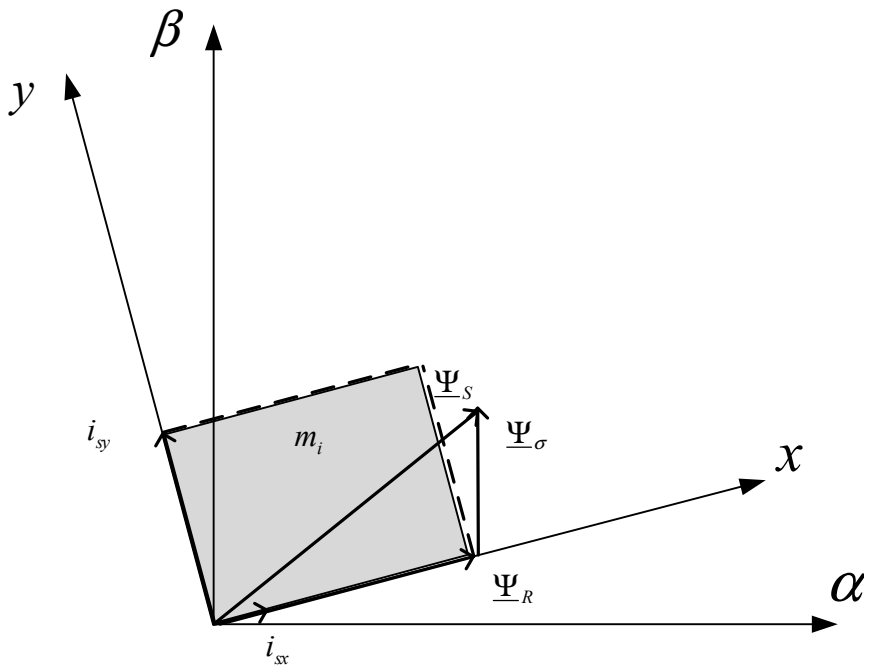



Abbildung 2.6 Moment

Der erste Schritt ist die Rotorspannungsgleichung im rotorflussfesten xy Koordinatensystem:

$$0 = r_R \cdot i_R + \frac{d\underline{\Psi}_R}{d\tau} + j(\omega_\Psi - \omega_m) \cdot \underline{\Psi}_R$$

Gleichung 2.27

Mit der Verwendung der Gleichung

$$\underline{\Psi}_R = (1-\sigma)x_S \cdot \underline{i}_\mu = (1-\sigma)x_S \cdot (i_S + i_R)$$

Gleichung 2.28

man kann den Rotorstrom zugunsten des Statorstroms eliminieren.

$$0 = \frac{1}{\tau_R}\left[\underline{\Psi}_R - l_S \cdot (1-\sigma) \cdot i_S\right] + \frac{d\underline{\Psi}_R}{d\tau} + j \cdot \omega_{schl} \cdot \underline{\Psi}_R$$

Gleichung 2.29

Man teilt zwischen Real- und Imaginärteil:

$$\Psi_{Rx} = \left|\underline{\Psi}_R\right| \text{ und } \Psi_{Ry} = 0$$

Gleichung 2.30

Nach der Verteilung des Flusses ist einfach zu sehen, dass der Flussbetrag von der rotorflussparallelen Stromkomponente gesteuert werden kann. Die Komponente y des Stroms hat keinen Einfluss auf den Rotorflussbetrag, wie in Abbildung 2.6 sichtbar ist.

$$0 = \frac{1}{\tau_R}\left[\Psi_{Rx} - ls \cdot (1-\sigma) \cdot i_{Sx}\right] + \frac{d\Psi_{Rx}}{d\tau}$$

Gleichung 2.31

Wie auch in Abbildung 2.6 deutlich sichtbar ist, hängt das Drehmoment von der Stromkomponente y ab.

$$m = \left|\underline{\Psi}_R\right| \cdot i_{Sy}$$

Gleichung 2.32

## 2.5 Das INFORM Verfahren

Die sensorlose Regelung von Motoren ist schon seit längerer Zeit möglich. Worüber wir uns Gedanken machen, ist die Regelung von Motoren ohne Sensoren, wenn der Motor langsam dreht oder bei Stillstand des Motors. Das „INFORM“ („**IN**direct **F**lux detection by **O**n-line **R**eactance **M**easurement“) Verfahren ermöglicht die Implementierung einer sensorlosen Rotorlagebestimmung im unteren Drehzahlbereich inklusive Stillstand.

### 2.5.1 Grundlage des Verfahrens

Die AC-Maschinen haben magnetische Eigenschaften, die nicht von der Rotorlage oder von der Lage des Flusses unabhängig sind. Grund dafür ist die geometrische Konstruktion des Motors, der eine Abhängigkeit der Statorinduktivität $l_C$ von der Rotorlage verursacht.

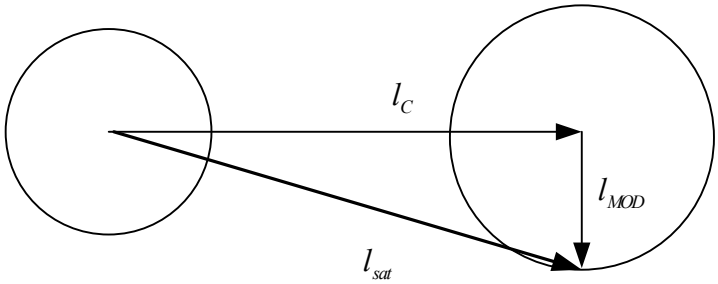



Abbildung 2.7 Anisotropie der Maschine

Diese magnetische Anisotropie gibt Information über die Rotorlage und ist durch die Messung der Änderung des Statorstroms erkennbar. Die Änderung des Statorstromes wird durch die Statorspannung $\underline{v}_S$ verursacht. Die Statorspannung $\underline{v}_S$ ist eine angelegte Testspannung - gleichzeitig wird der Statorstrom gemessen. Die Grundidee ist, durch die transiente Erregung der Maschine die Änderung der Induktivität zu messen. Das transiente Ersatzschaltbild der Induktion Maschine lässt sich wie folgt darstellen:

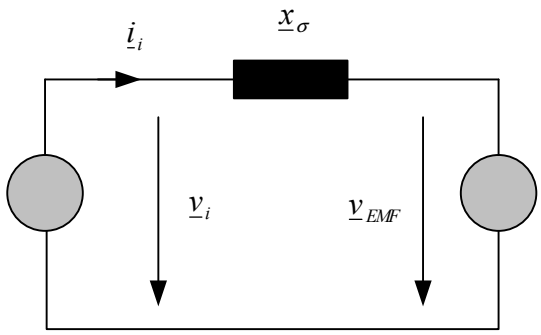



Abbildung 2.8 transientes Ersatzschaltbild der Induktion Maschine

Weil die Testspannung nur einige Mikrosekunden dauert, ist die Wirkung des Statorwiderstandes $(r_s)$ der Maschine vernachlässigbar.

Die Statorinduktivität lässt sich in zwei Teile trennen: eine Konstante $l_C$ und eine Variable $l_{MOD}$, die von der Rotorlage abhängig sind.

$$l_1 = l_{C1} + l_{MOD1}\sin(\gamma)$$
$$l_2 = l_{C2} + l_{MOD2}\sin\left(\gamma + {}^{2\pi}\!/_{3}\right)$$
$$l_3 = l_{C3} + l_{MOD3}\sin\left(\gamma + {}^{4\pi}\!/_{3}\right)$$

Gleichung 2.33

Die fundamentale Gleichung der Induktivität lautet:

$$v_l = l \cdot \frac{di}{dt}$$

Gleichung 2.34

Für die Ansteuerung über einen Umrichter mit PWM kann der Motor wie folgt dargestellt werden:

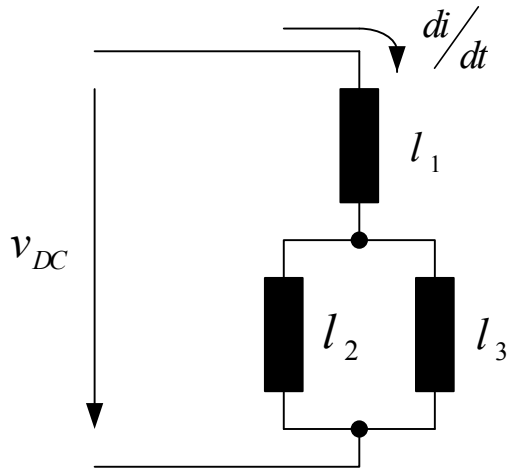



Abbildung 2.9 Ersatzschaltbild der Maschinen bei der Modulation PWM

Durch die Gleichung 2.34 und unter Berücksichtigung der Schaltung (Abbildung 2.9) lässt sich die Ableitung des Stroms im Motor so beschreiben:

$$\frac{d\underline{i}_U}{dt} = v_{DC} \cdot \frac{1}{l_1 + \frac{l_2 l_3}{l_2 + l_3}}$$

Gleichung 2.35

Unter der Annahme, dass der Betrag der Induktivitäten lautet

$lc_1 = lc_2 = lc_3 = lc$

und dass der Betrag der Modulation ist

$l_{MOD1} = l_{MOD2} = l_{MOD3} = l_{MOD}$

kann man behaupten

$$\frac{d\underline{i}}{dt} = v_{DC} \cdot \frac{2l_C - l_{MOD}\sin(\gamma)}{3\left(l_C^2 - \frac{l_{MOD}^2}{4}\right)}$$

Gleichung 2.36

Die entsprechende Gleichung für das Ersatzschaltbild (Abbildung 2.8) lautet

$$\underline{v}_U = \frac{d\underline{i}_U}{dt} \cdot \underline{x}_\sigma + \underline{v}_{IND}$$

Gleichung 2.37

wo $\underline{v}_{IND} = \frac{d\underline{\Psi}}{dt}$ ist. Für zwei unterschiedliche Raumzeiger, die man innerhalb kurzer Zeit und für eine kurze Dauer anlegt, gilt:

$$\underline{v}_{U+} = \frac{d\underline{i}_{U+}}{dt} \cdot \underline{x}_\sigma + \underline{v}_{IND}$$

$$\underline{v}_{U-} = \frac{d\underline{i}_{U-}}{dt} \cdot \underline{x}_\sigma + \underline{v}_{IND}$$

Gleichung 2.38

Da die Dauer der angelegten Testspannung sehr kurz ist, lässt sich der Wert der induzierten Spannung $\underline{v}_{IND}$ als Konstant annehmen.

Bildet man die Differenz der Spannungsraumzeiger aus Gleichung 2.38, so erhält man:

$$\underline{v}_{U+} - \underline{v}_{U-} = \frac{d\underline{i}_{U+}}{dt} \cdot \underline{x}_\sigma - \frac{d\underline{i}_{U-}}{dt} \cdot \underline{x}_\sigma \Rightarrow \underline{v}_{U+} - \underline{v}_{U-} = \underline{x}_\sigma \left( \frac{d\underline{i}_{U+}}{dt} - \frac{d\underline{i}_{U-}}{dt} \right)$$

Gleichung 2.39

Der Wert $\underline{v}_{U+} - \underline{v}_{U-}$ lässt sich als konstant annehmen und ist nur von dem Spannungszwischenkreis modifizierbar. Dieser Wert ist für die Modulation vernachlässigbar, die Größe ist allerdings zu berücksichtigen.
Fasst man die Differenz der Ableitung des Stroms zusammen:

$$\frac{d\underline{i}}{dt} = \left( \frac{d\underline{i}_{U+}}{dt} - \frac{d\underline{i}_{U-}}{dt} \right)$$

Gleichung 2.40

und unter Berücksichtigung der Gleichung 2.36 können die Ströme wie folgt beschrieben werden:

$$\frac{d\underline{i}_U}{dt} = 2v_{DC} \cdot \frac{2l_C - l_{MOD}\sin(\gamma)}{3\left(l_C^2 - \frac{l_{MOD}^2}{4}\right)}$$

$$\frac{d\underline{i}_V}{dt} = 2v_{DC} \cdot \frac{2l_C - l_{MOD}\sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right)}{3\left(l_C^2 - \frac{l_{MOD}^2}{4}\right)} \cdot e^{j2\pi/3}$$

$$\frac{d\underline{i}_W}{dt} = 2v_{DC} \cdot \frac{2l_C - l_{MOD}\sin\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right)}{3\left(l_C^2 - \frac{l_{MOD}^2}{4}\right)} \cdot e^{j4\pi/3}$$

Gleichung 2.41

Unter Berücksichtigung, dass die Ableitung des Stroms $(d\underline{i}/dt)$ mit der Rogowski Spule gemessen wird, lässt sich die Ableitung des Stroms der drei Strangen beschreiben:

$$\frac{d\underline{i}_U}{dt} = di_{1+} + di_{2+} \cdot e^{j2\pi/3} + di_{3+} \cdot e^{j4\pi/3} - di_{1-} - di_{2-} \cdot e^{j2\pi/3} - di_{3-} \cdot e^{j4\pi/3}$$

$$\frac{d\underline{i}_V}{dt} = di_{1+} + di_{2+} \cdot e^{j2\pi/3} + di_{3+} \cdot e^{j4\pi/3} - di_{1-} - di_{2-} \cdot e^{j2\pi/3} - di_{3-} \cdot e^{j4\pi/3}$$

$$\frac{d\underline{i}_W}{dt} = di_{1+} + di_{2+} \cdot e^{j2\pi/3} + di_{3+} \cdot e^{j4\pi/3} - di_{1-} - di_{2-} \cdot e^{j2\pi/3} - di_{3-} \cdot e^{j4\pi/3}$$

Gleichung 2.42

Die Momentanwerte, die in der Gleichung 2.42 zitiert sind, sind in der Abbildung 2.10 dargestellt.

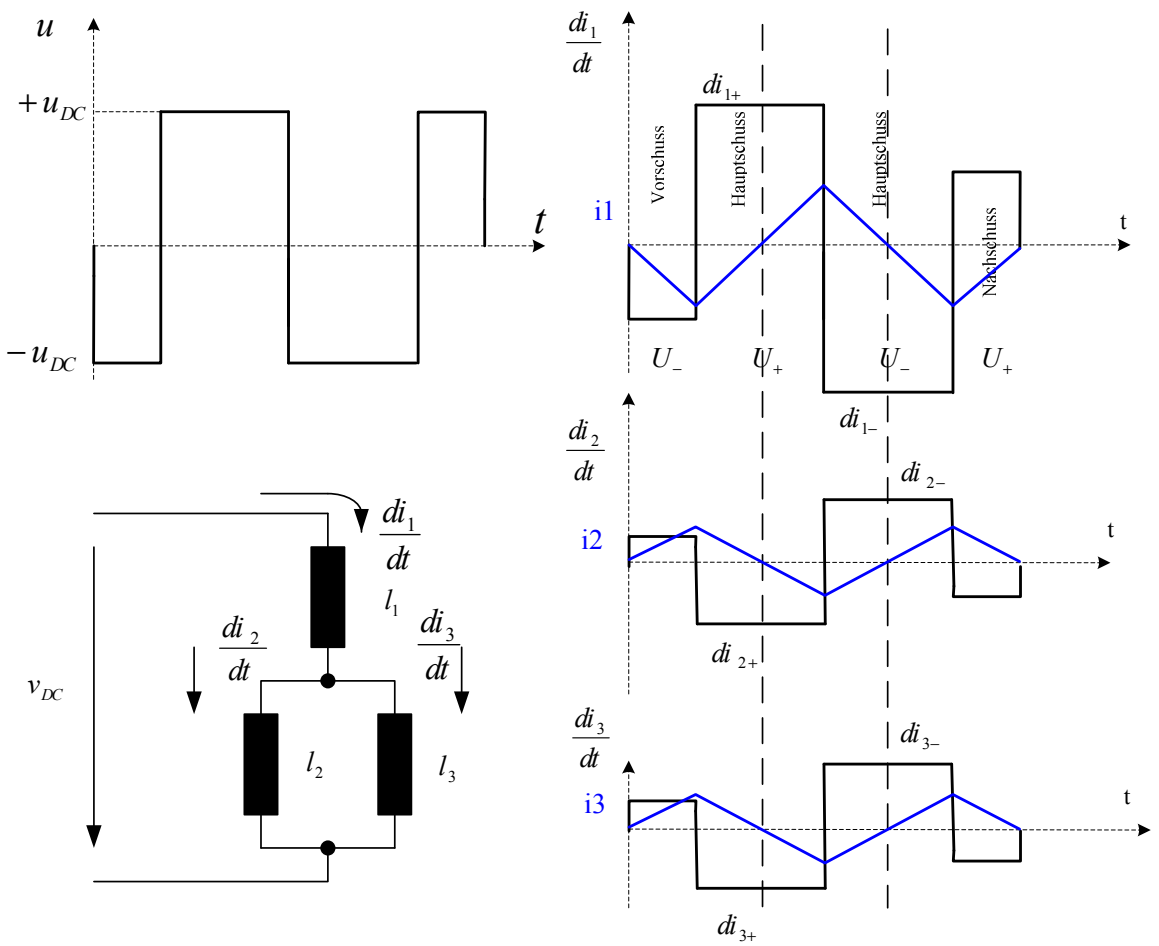



Abbildung 2.10 Messungen in Phase 1 (u-Direction)

Man nimmt an, dass die Streuinduktivität von der doppelten Flusslage $\gamma_\lambda$ abhängig ist:

$$l_{\sigma,i} = f(2 \cdot \gamma_\lambda)$$

Gleichung 2.43

wobei $i$ der Index von den Strangen ist.

Mit Hilfe der Gleichung 2.43 kann man die Statorinduktivität zwischen der räumlichen Reluktanz $y_{OFFSET}$ und der variablen räumlichen Reluktanz $y_{SATURATION}$ bestimmen. Die Änderung der Statorinduktivität soll infolge magnetischer Sättigung erkannt werden.

$$\frac{d\underline{i}_U}{dt} = \left[y_{OFFSET} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\gamma_\lambda}\right] \cdot 2v_{DC}$$

$$\frac{d\underline{i}_V}{dt} = \left[y_{OFFSET} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\left(\gamma_\lambda - 2\pi/3\right)}\right] \cdot e^{j2\pi/3} \cdot 2v_{DC}$$

$$\frac{d\underline{i}_W}{dt} = \left[y_{OFFSET} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\left(\gamma_\lambda + 2\pi/3\right)}\right] \cdot e^{j4\pi/3} \cdot 2v_{DC}$$

Gleichung 2.44

Außerdem kann man behaupten, dass

$$\frac{d\underline{i}}{dt} = \frac{d\underline{i}_U}{dt} + \frac{d\underline{i}_V}{dt} \cdot e^{j2\pi/3} + \frac{d\underline{i}_W}{dt} \cdot e^{j4\pi/3} = \left[y_{OFFSET} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\gamma_\lambda}\right] \cdot 2v_{DC} +$$
$$\left[y_{OFFSET} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\left(\gamma_\lambda - 2\pi/3\right)}\right] \cdot e^{j2\pi/3} \cdot 2v_{DC} +$$
$$\left[y_{OFFSET} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\left(\gamma + 2\pi/3\right)}\right] \cdot e^{j4\pi/3} \cdot 2v_{DC} \Rightarrow$$
$$\frac{d\underline{i}}{dt} = \underbrace{\left[y_{OFFSET} + y_{OFFSET} e^{j4\pi/3} + y_{OFFSET} e^{j2\pi/3}\right] 2v_{DC}}_{1} +$$
$$\underbrace{\left[y_{SATURATION} \cdot e^{j2\gamma_\lambda} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\gamma_\lambda} + y_{SATURATION} \cdot e^{j2\gamma_\lambda}\right] \cdot 2v_{DC}}_{2}$$

Gleichung 2.45

Der erste Teil der Gleichung (1) stellt eine destruktive Addierung und der zweite Teil (2) eine konstruktive Addierung dar.
So kann man die doppelte Flusslage beschreiben:

$$\xi_{ANISOTROPIE} = f\left(2\gamma_{SATURATION}\right) = \arg\left(\frac{d\underline{i}}{dt}\right)$$

Gleichung 2.46

# 3 di/dt Sensoren

## 3.1 Einführung

Eine Rogowski Spule (CDI: **C**urrent **D**erivative **S**ensor) ist ein Stromwandler. Eigentlich ist das Ausgangsignal des CDI kein Strom wie bei einem Stromwandler, sondern eine induzierte Spannung proportional zur Flussänderung. Wenn der Fluss proportional zu dem Primärstrom ist, dann ist die Ausgangspannung des CDI proportional zu der Ableitung des Primärstroms. Es sind weit verbreitete Messwandler für Wechselströme. Die primäre Wicklung ist die Leitung, dessen übertragener Strom gemessen wird und die sekundäre Wicklung ist die Rogowski Spule. Wenn die Rogowski Spule keinen Kern besitzt, ist das induzierte Ausgangsignal sehr klein (einige mV). Das kann wegen Störungen einen Fehler in der Messung verursachen.

Rogowski mit Kern: Das transformatorische Wandlerprinzip hat unter anderem die Vorteile der Einfachheit und Robustheit der Methode. Es hat aber den Nachteil, dass wenn der Primärstrom einen bestimmten Wert überschreitet, der Kern gesättigt ist bzw. eine Hysterese aufweist. Außerdem kann die Sättigung des Kerns in Bereichen geschehen, wo es große Fremdfelder gibt. Das verursacht ebenfalls Fehler in der Messung.

## 3.2 Die Rogowski Spule

Die Rogowski Luftspule hat viele Fähigkeiten, um Ströme zu messen. Sie ist eine lineare Stromwandlung ohne Sättigung, hat eine große Bandbreite und eine simple Struktur.

Die Struktur der Rogowski Spule gleicht einem toroidalen Wicklungsträger (siehe Abbildung 3.1), der die zu messende Leitung umschließt. Die Spule ist als Induktor mit der zu messenden Leitung magnetisch gekoppelt. Das Ausgangsignal EMF ist proportional zur zeitlichen Ableitung der Messgröße (di/dt). Dieses Verhältnis wird als Gegeninduktivität bezeichnet.

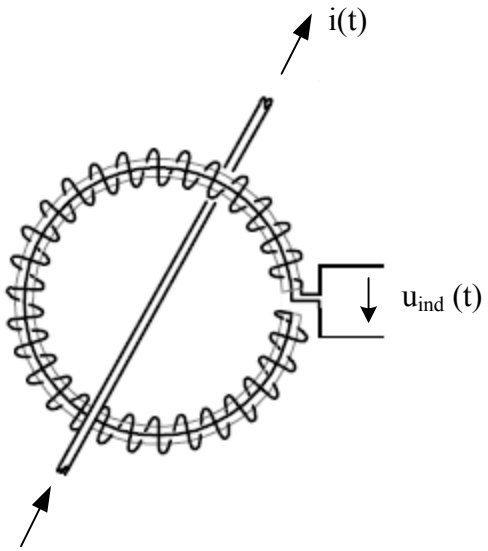



Abbildung 3.1 Die Rogowski Spule

Die Rogowski Spule bringt viele Vorteile. Unter einwandern:

- Es ist möglich, große Ströme zu messen
- Da die Spule mit keinem Kern ausgerüstet ist, gibt es kein Sättigungsproblem.
- Gute Linearität, wegen der Abwesenheit ferromagnetischer Materialen
- Isolation
- Einfach und günstig zu bauen
- Verursacht kein EMF Problem

## 3.3 Grundlage der Rogowski Spule

Die Rogowski Spule kann wie ein Beispiel von der Lenzschen und Ampereschen Regel angesehen werden. Das Ampere´sche Gesetz lautet: Das Wegintegral von H entlang eines geschlossenen Weges ist gleich des Stroms, der durch die Leitung fließt.

$$\oint \vec{H} \cdot \vec{ds} = \theta = \sum i$$

Gleichung 3.1

- $H$ : magnetische Feldstärke
- $ds$ : Wegelement
- $\sum i$ Summe der Ströme, die durch den geschlossenen Weg fließen
- $\theta$ : Durchflutung

Das Faraday-Lenz Gesetz beschreibt das Entstehen einer elektrischen Spannung durch die Änderung eines magnetischen Flusses:

$$U_{ind} = -\frac{d\Phi}{dt}$$

Gleichung 3.2

- $U_{ind}$ : induzierte Spannung
- $\Phi$ : magnetischer Fluss

Die induzierte Spannung ist ein konstanter Faktor M proportional zu dem zu messenden Strom. Der Faktor M ist die Gegeninduktivität

$$u = -M\,\frac{di}{dt}$$

Gleichung 3.3

- $\frac{di(t)}{dt}$ Ableitung der Messgröße nach der Zeit.
- $M$ Gegeninduktivität zwischen der Spule und der stromführenden Leiter.
- $u(t)$ induzierter Spannungsausgang der Spule als Funktion der Zeit

Die Gegeninduktivität lässt sich durch die Formel von F.E. Neumann [13] berechnen:

$$M = \mu_0 \cdot n \cdot (m - \sqrt{m^2 - r^2})$$

Gleichung 3.4

- $\mu_0$ Permeabilität des Vakuums
- $n$ Anzahl der Windungen
- $m$ Radius des torousförmigen Wicklungsträgers
- $r$ Radius des Wicklungsträgers

Wo:

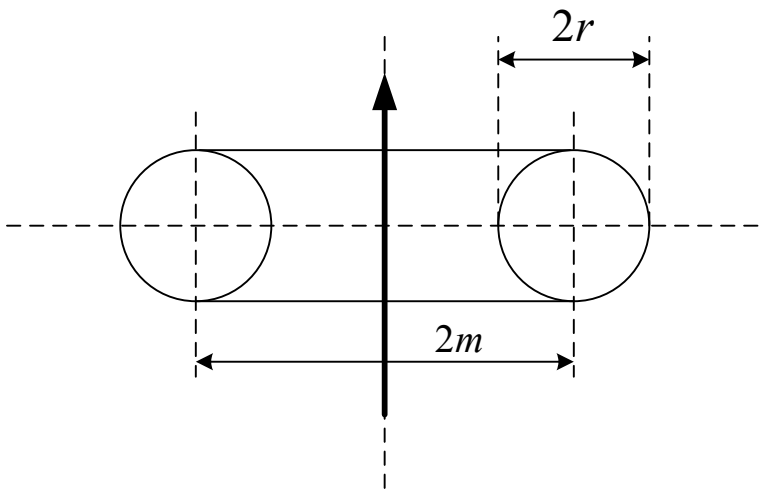



Abbildung 3.2Querschnitt der Luftspule

### 3.3.1 Induktivität der Rogowski Spule

Die Berechnung der Induktivität einer Spule erfolgt mit Hilfe des Induktionsgesetzes.

$$u_i = N\frac{d\Phi}{dt} = N\frac{d}{dt}(B \cdot A)$$

Gleichung 3.5

Weil $B = \mu_0 \cdot H$ ist, gilt

$$u_i = N \cdot A\frac{d}{dt}\left(\frac{\mu_0 \cdot N \cdot i}{l}\right) = \frac{N^2 A \cdot \mu_0}{l}\frac{di}{dt}$$

Gleichung 3.6

Dann lautet die Induktivität der Spule:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{l}$$

Gleichung 3.7

Die durchschnittliche Durchflusslänge der Spule lässt sich nach [8] berechnen:

$$l_w = \frac{d_{außen} \cdot d_{innen}}{d_{außen} - d_{innen}} \cdot \pi \cdot \ln\left(\frac{d_{außen}}{d_{innen}}\right)$$

Gleichung 3.8

Wo:

- $N$ : Anzahl der Windungen
- $\mu_0$ : Permeabilität des Vakuums
- $A$ : Fläche des Wickungsträgers

- $l_w$ : durchschnittliche Flusslänge der Spule
- $d_{außen}$ :äußere Durchmesser der Wicklungsträger
- $d_{innen}$ : innere Durchmesser der Wicklungsträger

### 3.3.2 Ersatzschaltbild

Die Rogowski Spule lässt sich, wie in Abbildung 3.3 sichtbar, beschreiben.

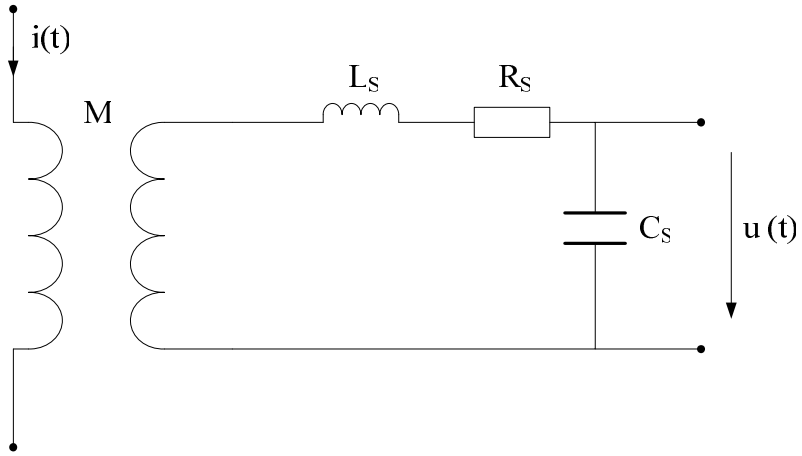



Abbildung 3.3 Ersatzschaltbild der Rogowski Spule

- Rs: Widerstand der Spule
- Ls: Induktivität der Spule
- Cs: Kapazität der Spule

### 3.3.3 Bandbreite der Spule

Die Bandbreite der Spule wird von der Resonanzfrequenz beherrscht. Die Resonanzfrequenz ist von der Induktivität Ls und von der Kapazität Cs der Rogowski Spule abhängig. Um eine größere Bandbreite zu bekommen, muss man die Resonanzfrequenz vergrößern.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

Gleichung 3.9

Wie in der Gleichung 3.9 sichtbar ist, muss man die Induktivität Ls der Spule verkleinern, um die Bandbreite zu vergrößern. Das wird erreicht, wenn die Windungen der Spule weniger werden. Je weniger Windungen in der Spule, desto kleiner werden Ls und Cs und desto größer wird die Resonanzfrequenz bzw. Bandbreite der Spule.
Werden tiefer Frequenzen gemessen, kann man die Gegeninduktivität M vergrößern, damit man ein größeres Ausgangssignal bekommt. Das verursacht aber eine

Verkleinerung der Bandbreite. Man muss einen Kompromiss zwischen Bandbreite und Sensitivität finden.

## 3.4 Spulenverluste

Die Spulenverluste können in zwei verschiedene Faktoren geteilt werden:

- Kupferverluste,
- dielektrischen Verluste.

### 3.4.1 Kupferverluste

Die Kupferverluste lassen sich in drei verschiedene Verluste teilen,

- Verlust durch den Gleichstromwiderstand.

Er wird durch den, im Leiter, fließenden Gleichstrom hervorgerufen.

- Der Wirbelstromverlust und Wirbelstromverlustwiderstand.

Der Wirbelstromverlust wird durch das Eigenfeld des im Draht durchfließenden Stroms hervorgerufen. Der Strom ist nicht mehr gleichmäßig im Leiter verteilt, sondern er wird in die äußeren Schichten des Leiters verdrängt. Da nun nicht mehr der ganze Leiter genutzt wird, steigt der Widerstand des Leiters an. Das Ganze ist als Skin-Effekt bekannt. Dieser Effekt wird mit der Frequenz immer stärker, und er wirkt sich umso stärker aus, je dicker der Leiter ist. Der Wirbelstromverlustwiderstand wird durch die übereinanderliegenden Wicklungen, die auf sich gegenseitig wirken, hervorgerufen.

### 3.4.2 Dielektrische Verluste

Wenn zwei nebeneinanderliegende Windungen eine Wechselspannung führen, ergibt sich zwischen beiden ein elektrisches Feld. Das Wechselfeld verursacht eine Bewegung der Moleküle des Dielektrikums und führt zu entsprechenden Verlusten. Die dielektrischen Verluste steigen mit der Frequenz an und werden durch die Wahl eines guten Dielektrikums vermindert.

## 3.5 Anmerkungen zu der Konstruktion der Luftspule

### 3.5.1 Induktivität der Spule

Die Induktivität einer Spule hängt insbesondere von drei Faktoren ab:

- Vom Quadrat der Windungszahl,
- Vom Durchmesser und von der Länge der Spule sowie
- Von der Permeabilität des Spulenkerns

### 3.5.2 Spulenkapazität

Spulen besitzen eine Eigenkapazität, die durch die Potenzialunterschiede zwischen den isoliert benachbarten Windungen hervorgerufen wird. Die Kapazität zwischen den einzelnen Windungen wird als Teilkapazität bezeichnet und alle parallelen Teilkapazitäten bilden die Eigenkapazität.
Die Eigenkapazität einer Spule ist abhängig:

- Von der Spulenform,
- Von der Wicklungsart,
- von der Drahtisolation sowie,
- von der Stromverteilung in der Spule.

Bei mehrlagigen Spulen ist es wichtig, wie die Spule gewickelt ist. Wenn die einzelnen Lagen gleichmäßig und sauber gewickelt sind, wird die Eigenkapazität minimal. Ansonsten weisen die benachbarten Leitungen große Spannungsunterschiede auf, infolgedessen sich auch die Eigenkapazität vergrößert.

## 3.6 Konstruktion der Luftspule

Eine einfache Art Rogowski Luftspulen herzustellen, ist, wenn die Spule einen kreisrunden Querschnitt besitzt. Die Spule wird auf der Oberfläche eines starren aber flexiblen Wicklungsträgers gewickelt. Auf diese Art und Weise wird die Permanenz der Windungsdichte, des Windungsquerschnitts und der Krümmung der Achse des Wicklungsträgers über Raum und Zeit gewährleistet.
Der kreisrunde Querschnitt der Spule hat aber eine sehr große Gegeninduktivität zu den Außenfeldern. Das macht die Spule sehr empfindlich Fremdfeldern gegenüber. Um die Gegeninduktivität zu den Außenfeldern der Spule zu verringern, besitzt die Spule einen Rückleiter - vom Ende der letzten Windung zum Anfang der ersten Windung. Der Rückleiter ist in Serie mit der Spule gekoppelt und reduziert damit die Gegeninduktivität zu den Außenfeldern.

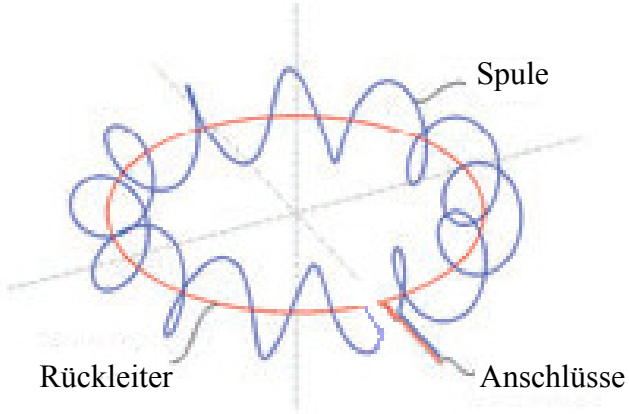



Abbildung 3.4 Spule mit Rückleiter [13]

Damit der Rückleiter möglichst die gleiche Fläche aufspreizt, führt er durch das Innere des Wicklungsträgers zurück.
Noch eine bessere Lösung ist, statt eines Rückleiters eine Rückwicklung in Serie mit der Rogowski Spule zu schalten.

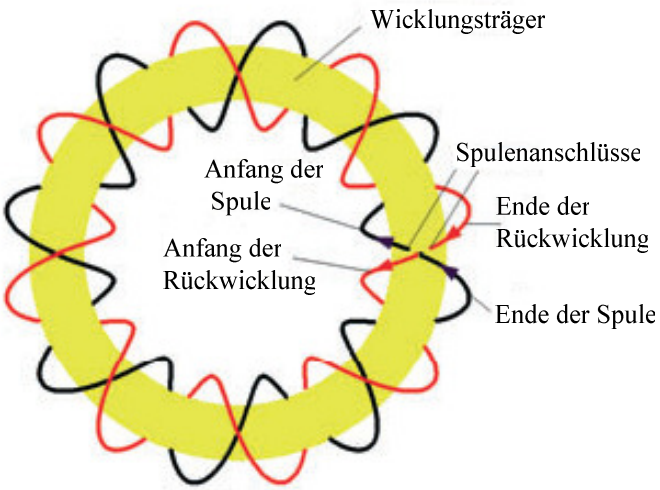



Abbildung 3.5 Spule mit gegenläufigen Wicklungen [13]

Durch diese Konfiguration der Spule kompensieren sich die in der Spule und in der Rückwicklung induzierten Teilspannungen. Sowohl die Spule als auch die Rückwicklung sollen dieselbe Anzahl von Windungen und denselben Querschnitt besitzen. Die Richtung der Rückwicklung verläuft der der Spule entgegensetzt und beide Spulen werden in Serie miteinander geschaltet. Deswegen wird die Amplitude des Nutzsignals doppel groß. Die Messungen von der Spule werden unabhängig von der Lage des zu messenden Leiters. Der Einfluss von Fremdfeldern im Raum wird dadurch vernachlässigbar.

## 3.7 Der Schirm

Eine große Rolle spielt der Schirm der Spule, um ein gutes Ausgangssignal zu bekommen. Besonders wichtig ist der Schirm, wenn die Rogowski Spule sich neben Fremdfelder befindet. Große dV/dt Störungen verursachen, wegen einer kapazitiven Kopplung, einen Messfehler. Dieses Problem kann durch die Verwendung eines Schirms vermieden werden. Jedoch bringt die Verwendung eines Schirms eine Vergrößerung der Kapazität C der Spule hervor und eine dementsprechende Verkleinerung der Bandbreite.

Um eine störungsfreie Messung zu gewährleisten, sollen der Anfang und das Ende des Schirms nicht miteinander verbunden sein. Der Schirm darf um die Spule keinen geschlossenen Kreis bilden, da er dadurch eine dramatische Verkleinerung der Bandbreite verursacht. Genauso wichtig ist es, dass es zwischen den Wicklungen der Spule und dem Schirm ein isoliertes Band gibt. Die Wicklungen sind zwar isoliert, aber mit dem isolierten Band kann man gewährleisten, dass es zwischen den Wicklungen und dem Schirm keinen Kurzschluss gibt.

Ein zusätzliches Problem ist, dass der Schirm die Spule sperriger und starrer macht.

## 3.8 Coaxial transformer

Eine andere Möglichkeit, um die Ableitung di/dt des Stroms zu messen, ist die Verwendung eines kernluft coaxial transformer. Ein coaxial transformer besteht aus zwei Leitern. Der äußere Leiter (= Schirm des Kabels) ist die Primärwicklung und der innere Leiter ist die Sekundärwicklung. Nur ein paar Windungen sind genug, um ein großes Ausgangssignal zu bekommen. Außerdem sind die Primär- und Sekundärseiten voneinander isoliert und die Kopplung zwischen den beiden Wicklungen ist wegen dem Luftkern sehr groß. Der Luftkern bringt einen wesentlichen Vorteil: die große Speicherkapazität von magnetischer Energie.
Der Schirm des Kabels wird mit der stromführenden Leiter in Serie geschaltet und die Ableitung des Stroms wird vom inneren Leiter gemessen.

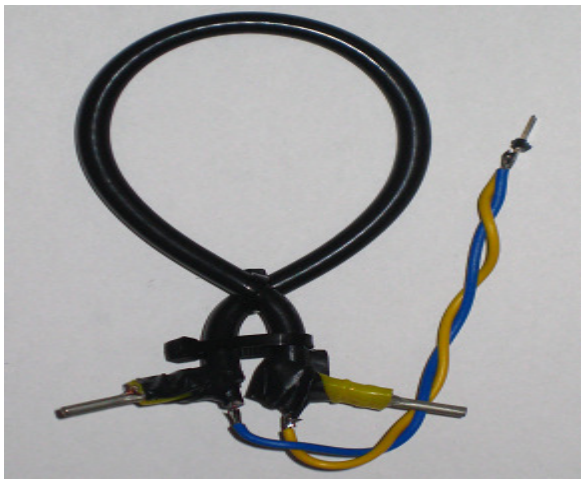


Abbildung 3.6 Coaxial transformer

Die parasitäre Kapazität der Spule ist sehr klein. Ein Nachteil ist, dass der Sensor in Serie mit dem Leiter geschaltet ist. Das bedeutet, dass eine Induktivität zwischen dem Umrichter und dem Motor hinzugefügt wird, die jedoch nur sehr klein ist. Ein zusätzliches Problem ist, dass der zu messende Strom durch den Schirm des Koaxialkabels fließt.

### 3.8.1 Koaxialkabel

Ein Koaxialkabel besteht aus einem inneren Kupferleiter, einem Isolator (Dielektrikum) und einem Schirm. Der Innenleiter ist vom Isolator umgeben und schließlich von der Abschirmung (Außenleiter) umschlossen. Also der Außenleiter umschließt den Innenleiter zylindrisch.

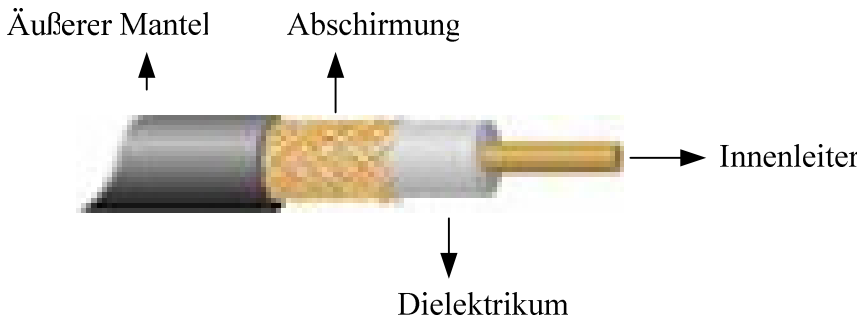



Abbildung 3.7 Koaxialkabel

Die Bandbreite von einem Koaxialkabel ist bis 900Mhz.

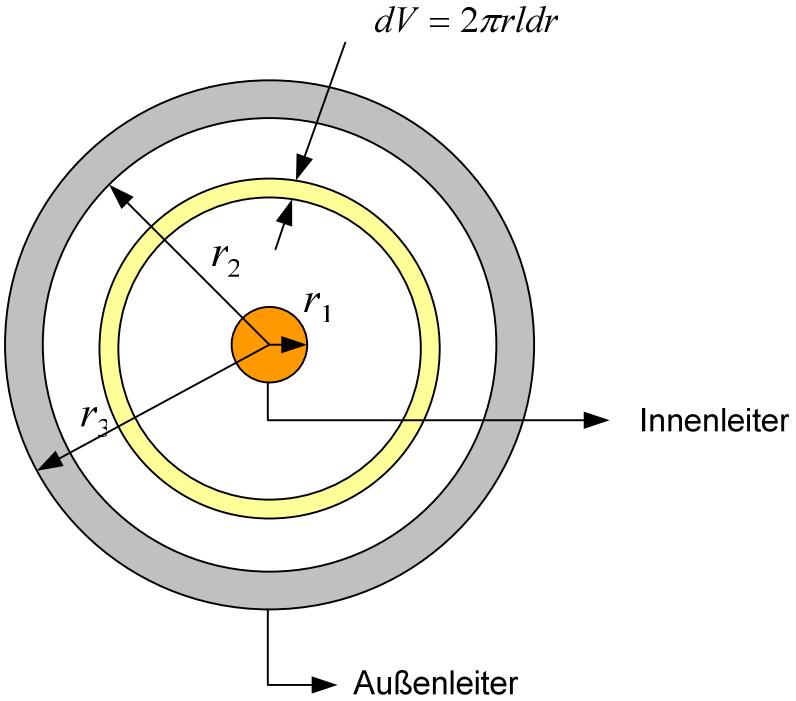



Abbildung 3.8 Querschnitt des Koaxialkabels

Zur Bestimmung der Induktivität eines Koaxialkabels dienen die Induktivität des Innenleiters (Lii) und des Außenleiters (Lia) und die Induktivität (*Lad)* des konzentrischen Raumes zwischen den beiden Leitern. Die gesamte Induktivität eines Koaxialkabels ergibt sich durch die Summe von allen Teilinduktivitäten

$$L = Lii + Lia + Lad$$

Gleichung 3.10

Die Teilinduktivitäten lassen sich durch die magnetische Energie berechnen:

- Induktivität des Innenleiters „Lii“

Ausgehend von der Gleichung der magnetische Energie

$$Wm_{ii} = \frac{1}{2}\mu_0 \int_V H^2\left(\vec{r}\right) dV$$

Gleichung 3.11

und unter Berücksichtigung von

$$dV = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot l \cdot dr$$

Gleichung 3.12

lautet die magnetische Energie in Innenleiter:

$$Wm_{ii} = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot l \int_r H^2 \cdot r dr$$

Gleichung 3.13

Die magnetische Feldstärkeverteilung eines Koaxialkabels lautet:

$$H = \frac{I}{2 \cdot \pi} \frac{r}{r_1^2} \rightarrow r < r_1 (Innen)$$

Gleichung 3.14

$$H = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r} \rightarrow r \geq r_1 (Außen)$$

Gleichung 3.15

Mit Hilfe von der Gleichung 3.14 kann man die magnetische Energie weiter berechnen

$$Wm_{ii} = \mu_0 \cdot \pi \cdot l \int_r \left( \frac{I}{2\pi} \frac{r}{r_1^2} \right)^2 r \cdot dr = \mu_0 \cdot l \frac{I^2}{4\pi \cdot r_1^4} \int_0^{r1} r^3 dr$$

$$= \frac{\mu_0 \cdot l \cdot I^2}{4 \cdot \pi \cdot r_1^4} \frac{1}{4} \left[ r^4 \right]_0^{r1_1} \Rightarrow$$

$$Wm_{ii} = \frac{\mu \cdot l \cdot I^2}{16 \cdot \pi}$$

Gleichung 3.16

Unter Berücksichtigung von der Definition der magnetischen Energie: „*Besteht in einer Spule mit der* Induktivität *L ein elektrischer Strom der Stärke I, dann enthält ihr Magnetfeld Energie“* gilt*:*

$$Wm_{ii} = \frac{1}{2} L I^2$$

Gleichung 3.17

Schließlich kann man mit Hilfe von der Gleichung 3.16und der Gleichung 3.17 die Induktivität des Innenleiters berechnen:

$$Lii = \frac{\mu_0 \cdot l}{8 \cdot \pi}$$

Gleichung 3.18

- Äußere Leiter (innere Induktivität) “Lia”

Ausgehend von der Gleichung der magnetische Energie (Gleichung 3.11) und unter Berücksichtigung von der Gleichung 3.12 beginnt man die Berechnung der Induktivität des äußeren Leiters:

$$Wm_{ia} = \frac{1}{2}\mu_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot l \int_r H^2 \cdot r \cdot dr = \mu_0 \cdot \pi \cdot l \int_r \left( \frac{I}{2 \cdot \pi} \frac{r}{r_3^{\,2}} \right)^2 r \cdot dr$$

$$= l \cdot \mu_0 \frac{I^2}{4 \cdot \pi} \frac{1}{r_3^{\,2}} \int_{r2}^{r3} r^3 dr = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot I^2}{4\pi} \frac{1}{r_3^{\,4}} \frac{1}{4} \left[ r^4 \right]_{r2}^{r3}$$

Die magnetische Energie des äußeren Leiters lautet:

$$Wm_{ia} = \frac{\mu_0 \cdot I^2 \cdot l}{16 \cdot \pi} \frac{1}{r_3^{\,4}} \left( r_3^{\,4} - r_2^{\,4} \right)$$

Gleichung 3.19

Durch Vergleich der Gleichung 3.19 mit der Gleichung 3.17 lässt sich die Induktivität des äußeren Leiters berechnen:

$$Lia = \frac{\mu_0 \cdot l}{8 \cdot \pi} \frac{\left( r_3^{\,4} - r_2^{\,4} \right)}{r_3^{\,4}}$$

Gleichung 3.20

- Äußere Induktivität in Dielektrikum „Lad“

Unter Berücksichtigung von der Gleichung 3.13 und der Gleichung 3.15 wird die magnetische Energie des Dielektrikums bestimmt:

$$Wm_{id} = \frac{1}{2}\mu_0 \int_V H^2 \left( \vec{r} \right) dV = \mu_0 \int_{r1}^{r2} \left( \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r} \right)^2 \pi \cdot l \cdot r \cdot dr$$

$$= l \cdot \mu_0 \frac{I^2}{4\pi} \left[ \ln r \right]_{r1}^{r2} = l \cdot \mu_0 \frac{I^2}{4 \cdot \pi} \left( \ln r_2 - \ln r_1 \right)$$

Die Energiegleichung des Dielektrikums lautet:

$$Wm_{id} = \frac{l \cdot \mu_0 \cdot I^2}{4 \cdot \pi} \ln \left( \frac{r_2}{r_1} \right)$$

Gleichung 3.21

Durch die Vergleichung von der Gleichung 3.21 mit der Gleichung 3.17 lässt sich die Induktivität des Dielektrikums berechnen:

$$Lad = \frac{\mu_0 \cdot l}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left( \frac{r_2}{r_1} \right)$$

Gleichung 3.22

### 3.8.2 Grundlagen des coaxial transformers

Im Vergleich mit einem konventionellen Transformator hat der coaxial transformer bestimmte Eigenschaften. Die Abbildung 3.9 zeigt den Schnitt des transformers.

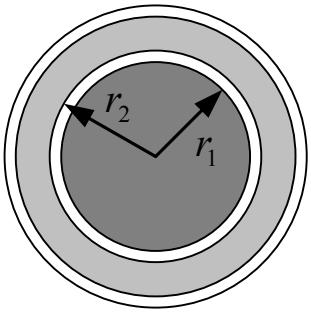



Abbildung 3.9 Querschnitt des coaxial transformers

Weil die Sekundärwindung total von der Primärwindung eingeschlossen ist, wird der gesamte Fluss von der Primärwindung in der Sekundärwindung hervorgerufen. Das Streufeld befindet sich zwischen der Primär- und Sekundärwindung. Deshalb kann man das Streufeld kontrollieren und verkleinern. Die Streuinduktivität [11] von dem coaxial transformer hängt von der Länge der Spule ab, dem sogenannten Induktivitätsbelag. Die Streuinduktivität lautet

$$L_{Streu} = \frac{N_S^2 \cdot \mu_0 \cdot l}{4 \cdot \pi}\left[\frac{1}{2} + 2\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)\right]$$

Gleichung 3.23

- $N_S$ ist die Zahl von Sekundärwindungen per Primärwindung.
- $\mu_0$ Permeabilität des Vakuums
- $r_1$ innerliche Radius von der Primärwicklung
- $r_2$ Radius von der Sekundärwicklung
- $l$ Länge des Kabels

Die Streuinduktivität gehört wesentlich zu der inneren Wicklung des coaxial transformers. Die Herstellung eines coaxial transformers ist auch mit mehreren Sekundärwicklungen möglich. Deswegen bleibt $N_s$ variabel.

## 3.9 Anpassung des Signals

Die Amplitude des von der Rogowski Spule gemessenen Signals ist sehr klein. Außerdem besitzt das Signal viele Störungen, die gefiltert werden müssen. Aus diesem Grund wurden einige Schaltungen entwickelt. Das Problem von solchen Schaltungen liegt

in der Dynamik des Antwortsignals. Dieses muss mit dem ADC Konverter so schnell wie möglich gelesen werden. Das zu lesende Signal muss in wenigen Mikrosekunden bereit sein.
Um ein geeignetes Ausgangsignal zu bekommen gibt es zwei verschiedene Schaltungen.

#### 3.9.1.1 Elektrometer

Der Elektrometerverstärker ist ein nichtinvertierender Verstärker. Er besitzt einen sehr hohen Eingangswiderstand und die Verstärkung kann mittels zweier Widerstände eingestellt werden.

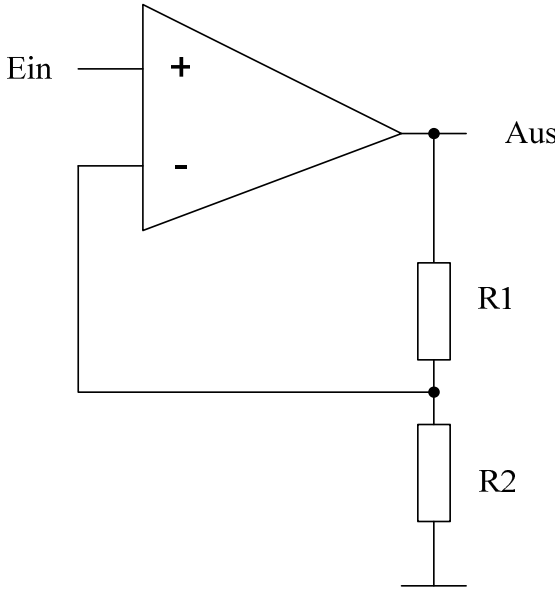



Abbildung 3.10 Elektrometerverstärker

Die Ausgangsspannung des Schalters lautet:

$$u = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Gleichung 3.24

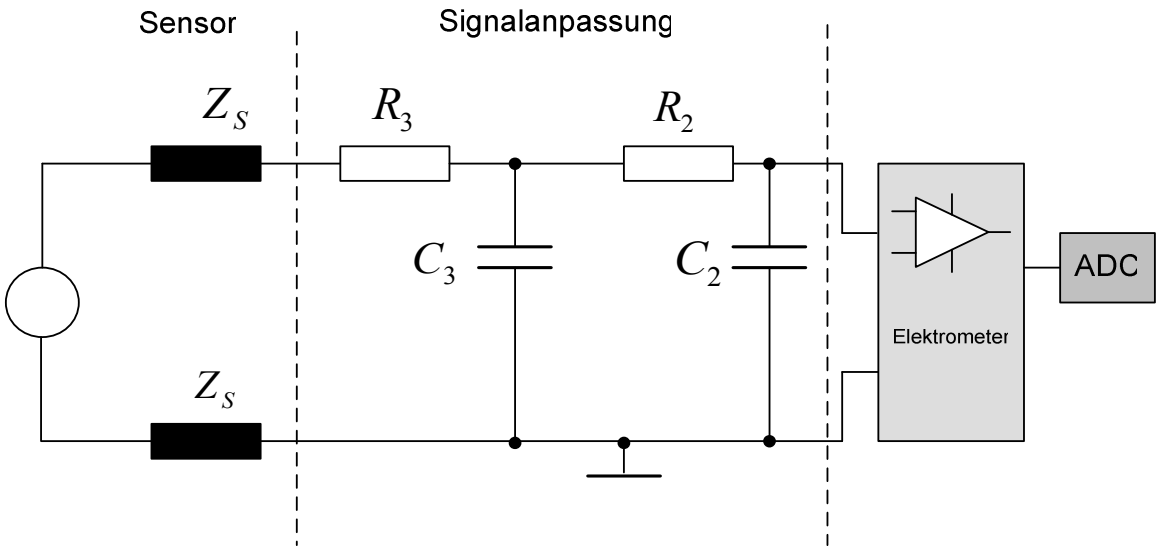



Abbildung 3.11 Signalanpassung und Elektrometer

Die Schaltung für die Signalanpassung eines Rogowski Spule besitzt zwei, in Serie geschaltet, Widerstand-Kondensator Tiefpass Filtern erste Ordnung. Das Ausgangssignal des Sensors ist zu Ground referenziert.

#### 3.9.1.2 Differenzverstärker

Beim Differenzverstärker wird die Differenz von E1 und E2 verstärkt. Die Schaltung besitzt einen sehr hohen Eingangswiderstand und einen sehr kleinen Ausgangswiderstand.

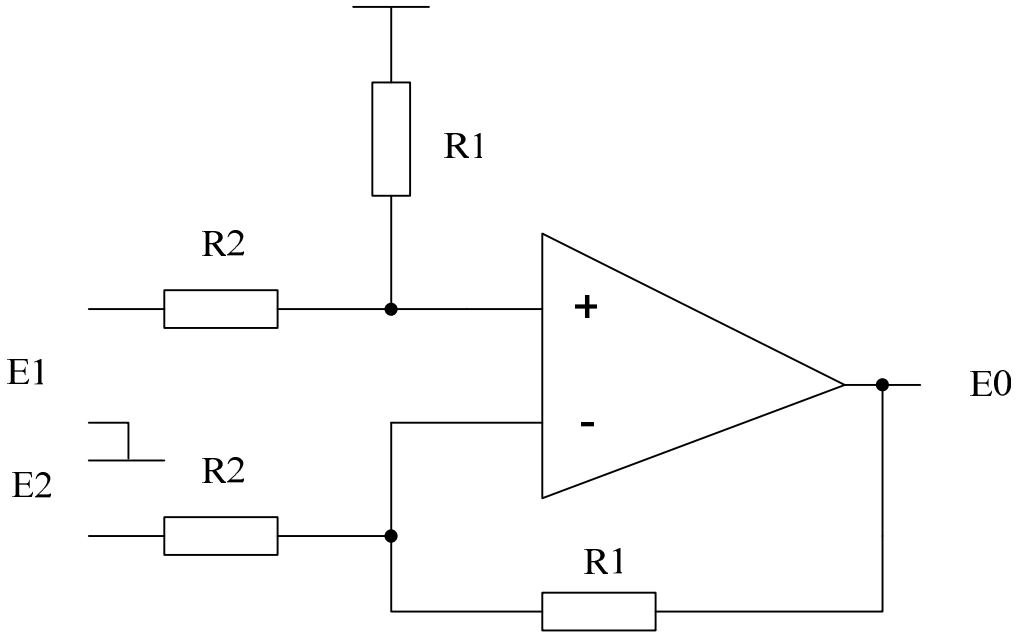



Abbildung 3.12 Differenzverstärker

$$E_0 = (E_1 - E_2) \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Gleichung 3.25

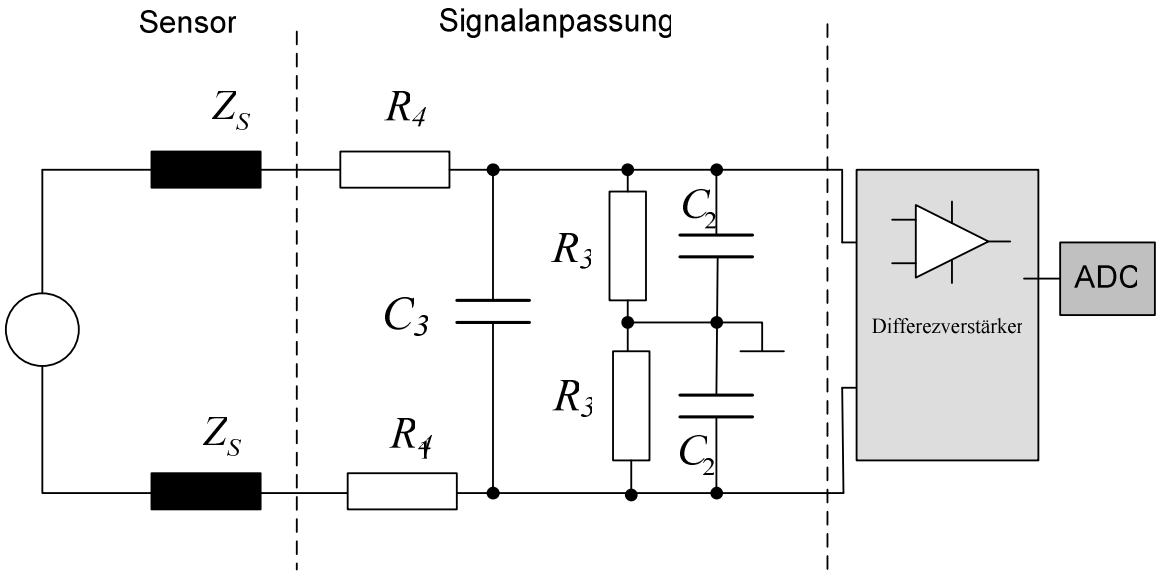



Abbildung 3.13 Signalanpassung und Differenzverstärker

Das Filternetz, um das Ausgangssignal der Rogowski Spule anzupassen, besteht aus zwei Widerstände und zwei Kondensatoren pro Terminal des Sensors. Außerdem besitzt das Netz noch ein Kondensator zwischen den zwei Terminalen. Bei dieser Konfiguration sind die Terminalen des Sensors zu Ground nicht verbunden. Es bringt Vorteile gegen EMI (Elektromagnetische Störung).

# 4 LabVIEW

## 4.1 Einführung in LabVIEW

LabVIEW ist die Abkürzung von **Lab**oratory **V**irtual **I**nstrument **E**ngineering **W**orkbench. Es besteht aus einer Entwicklungsumgebung und einer grafischen Programmierung.

## 4.2 Das Programm

Das Programm besteht aus zwei großen Teilen: Die Programmierung im Host und im FPGA.

### 4.2.1 FPGA

RIO ist die Abkürzung von **R**eal **I**nput **O**utput System. Das RIO-System enthält ein FPGA. FPGA bedeutet Field Programmable Gate Array. Ein Vorteil von FPGA ist, dass es kein Programmiergerät braucht, sondern alle Einstellungen vom Computer aus durchführt werden können. Die Standardgeschwindigkeit vom Gate Array ist 40 MHz gemäß einer Taktzeit von 25ns.

#### 4.2.1.1 Kommutation

Durch diesen Teil des Programms werden die IGBTs des Umrichters kontrolliert. TOP 1-2-3 ist für die oberen IGBTs des Umrichters und B1-2-3 für die unteren IGBTs zuständig.
Es gibt 8 mögliche Schalterkombinationen:

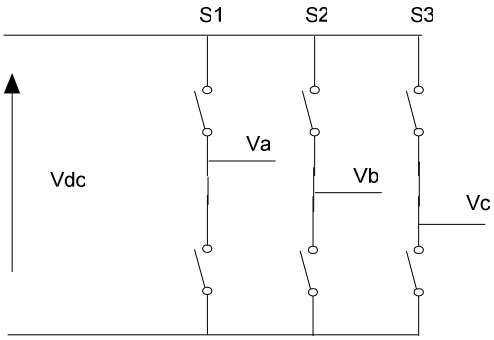



Abbildung 4.1 IGBT´s

| Vektor | IGBT: 1 2 3 |
|---|---|
| V0 | 000 |
| V4 | 001 |
| V6 | 010 |
| V2 | 011 |
| V3 | 100 |
| V1 | 101 |
| V5 | 110 |
| V0 | 111 |

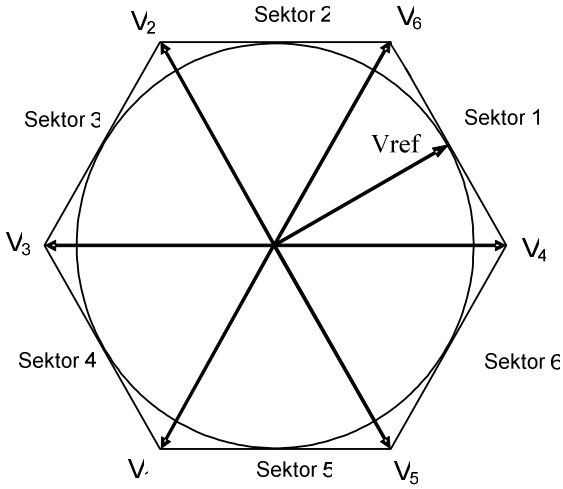



Abbildung 4.2 mögliche Spannungsraumzeiger

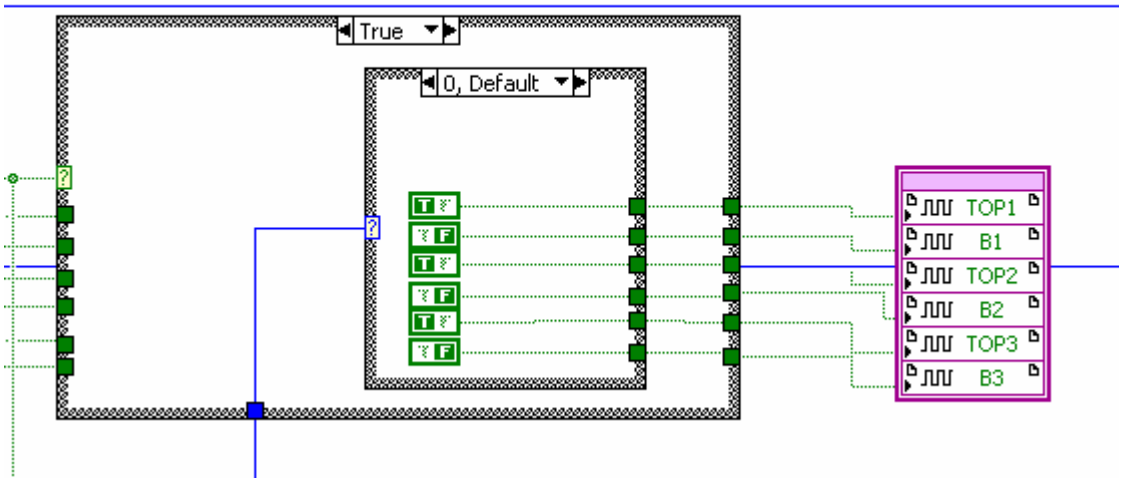



Abbildung 4.3 Generierung der Testsignale

Bei Schleife = „True“ werden die Testsignale durch die Kombination dieser Schaltungen generiert.

Wenn die Schleife = „Falsch“ wird die Kommutation durch ein duty cicle generiert.

#### 4.2.1.2 Duty Cicle

Die Kommutation der duty cicle PWM wird durch den Vergleich von drei Signalen mit einem dreieckigen Signal generiert (siehe Abbildung).

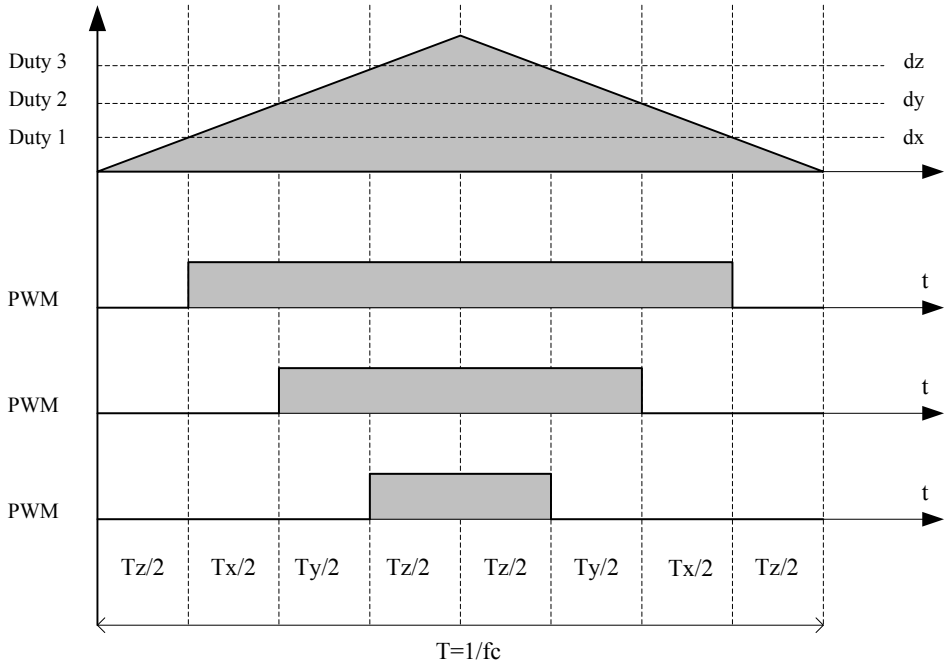



Abbildung 4.4 Die Kommutation vom duty cicle

Was in der Abbildung 4.4 ersichtlich ist, wird mit LabVIEW wie folgt gemacht. Es gibt drei Komparatoren für die drei duty-Signale und ein dreieckiges Signal. Der Ausgang der Komparatoren geht direkt zum Output des FPGAs.

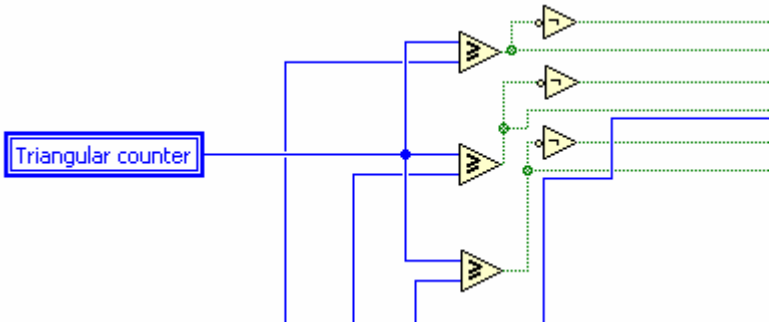



Abbildung 4.5 duty cicle

#### 4.2.1.3 Flag lesen ADC

Der von uns verwendete ADC Konverter ist der 16-Bit 10Msps *LT2202* von *Linear*. Um das Lesen durchzuführen, ist die Erzeugung eines viereckigen Signals (CLK) notwendig (siehe Abbildung 4.6).

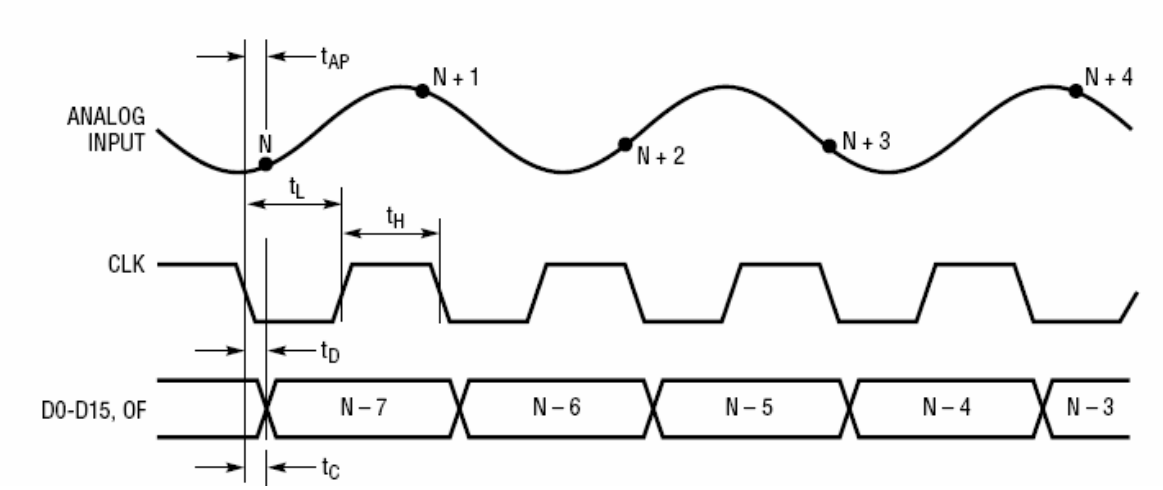



Abbildung 4.6 Signal CLK des ADC Konverters

Bei der Erzeugung des CLK Signals wird ein Zähler mit zwei Werten (CLK und CLK-) vergleichen.

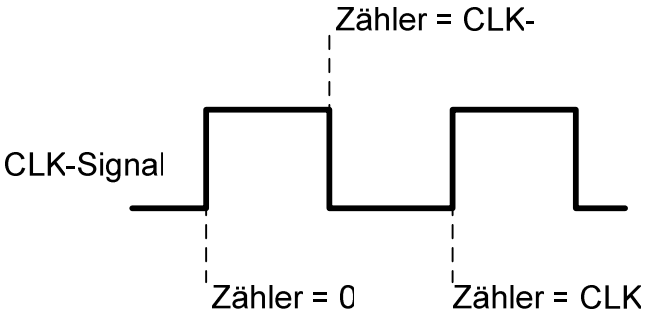



Abbildung 4.7 Erzeugung des CLK

Ist der Zähler kleiner als CLK-, dann ist der Ausgang TRUE. Bei Zähler größer als CLK- beziehungsweise kleiner als CLK ist der Ausgang FALSCH.

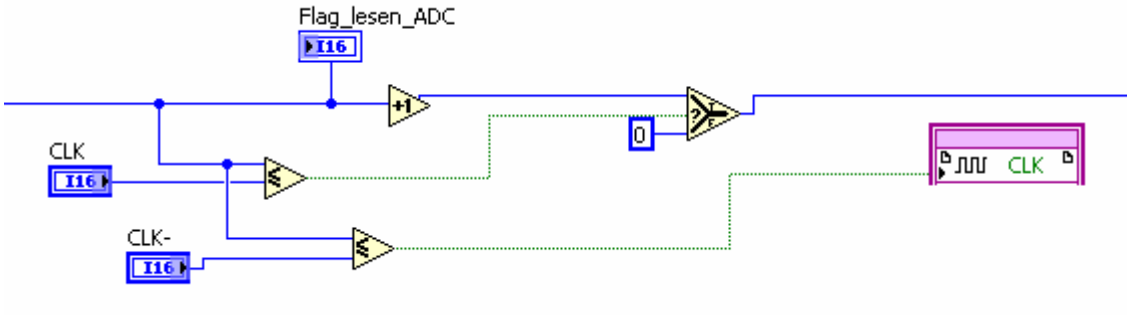



Abbildung 4.8 Generierung des CLK Signals

Zum Beispiel, bei CLK- = 20 und CLK = 40 hat den CLK Signal eine Frequenz von 1MHz. Anmerkung: Weil der ADC Konverter LTC2202 von Linear fünf Datenverarbeitungskanäle (pipeline) besitzt, bekommt man das digitalisierte Signal sieben Zyklen später.

#### 4.2.1.4 Sample

Von den generierten Testsignalen interessiert uns nur ein bestimmter Teil. Danach muss man bestimmen, wann die Erfassung von Daten beginnt und wann sie endet. Uns interessiert nur der obere und untere Teil des Hauptschusses.
Sample_Instant_1_Read bestimmt den Beginn des Lesens vom ersten Hauptschuss und Sample_Instant_2_Read das Ende. Dementsprechend bestimmt Sample_Instant_3_Read den Beginn des Lesens vom zweiten Hauptschuss und Sample_Instant_4_Read das Ende.

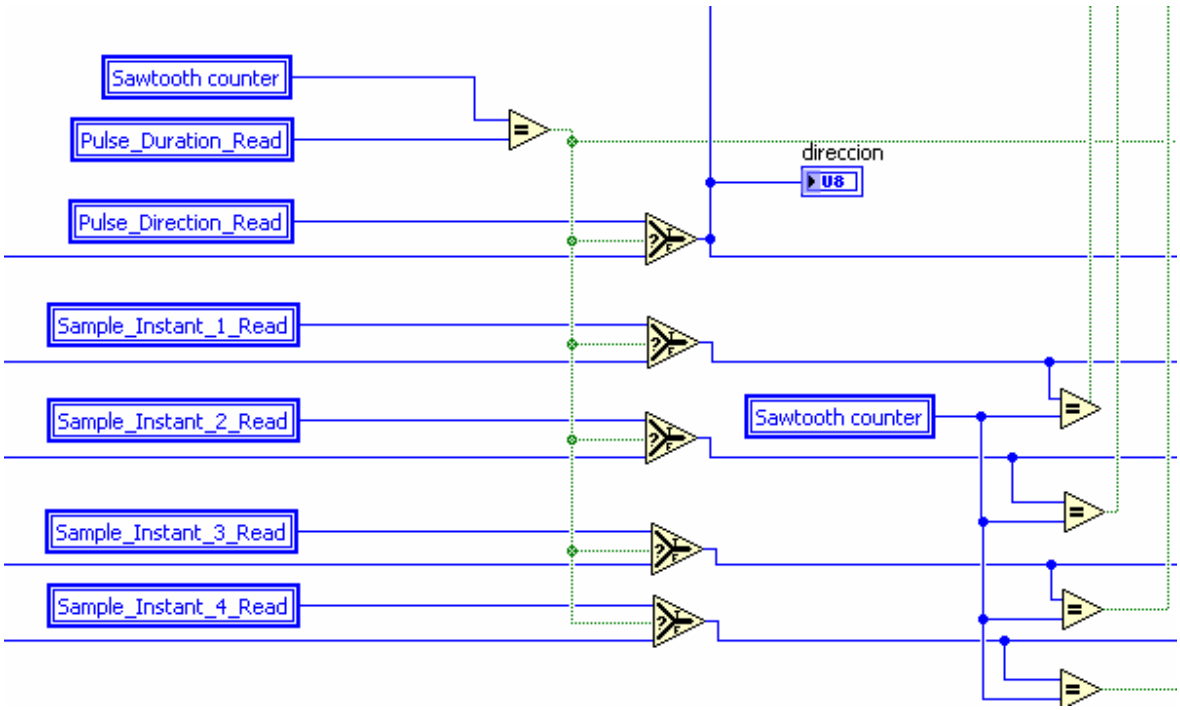



Abbildung 4.9 Sample des Signals

Der Wert der Variablen Sample_Instant_X_Read wird von der Memory (siehe 4.2.1.8) geladen.

#### 4.2.1.5 Flip flop

Mit dem ADC Konverter muss man den Strom lesen, wenn das Signal CLK = „low“ (siehe Abbildung 4.10) ist. Dieser Teil des Programms gewährleistet, dass der Strom nur zwischen Anfang und Ende des Lesevorgangs und bei CLK = „low“ gelesen wird.

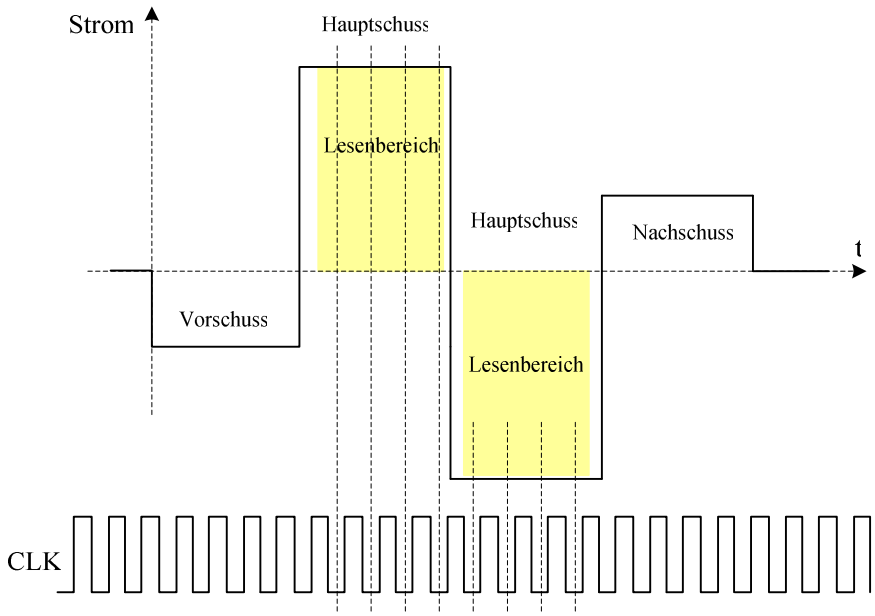



Abbildung 4.10 Lesen des Signals

Dafür wurden zwei Flip Flops implementiert. Der erste Flip Flop bleibt „true“, solange das zweite falsch ist. Ist der zweite Flip Flop „true“, dann wird alles wieder auf falsch gestellt. Wenn der erste Flip Flop „true“ ist und CLK „low“, dann werden die Daten von dem ADC Konverter gelesen.

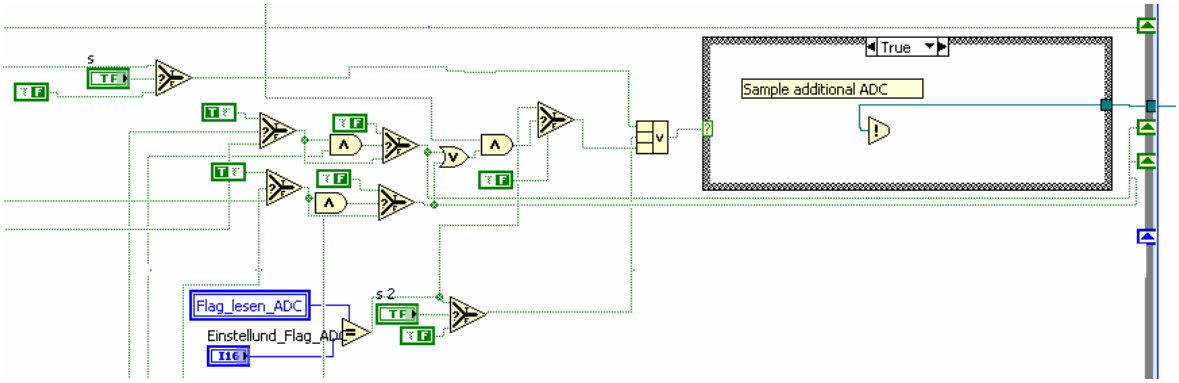



Abbildung 4.11Flip Flop

Durch die Variable „Einstellung_Flag_ADC“ kann man den Erfassungspunkt des Signals einstellen. Sein Wert muss zwischen dem Wert CLK- und dem Wert CLK sein (siehe 4.2.1.3).

### 4.2.1.6 ADC Lesen

Durch diese Schleife werden die Daten des 16 Bit ADC Konverter erfasst.

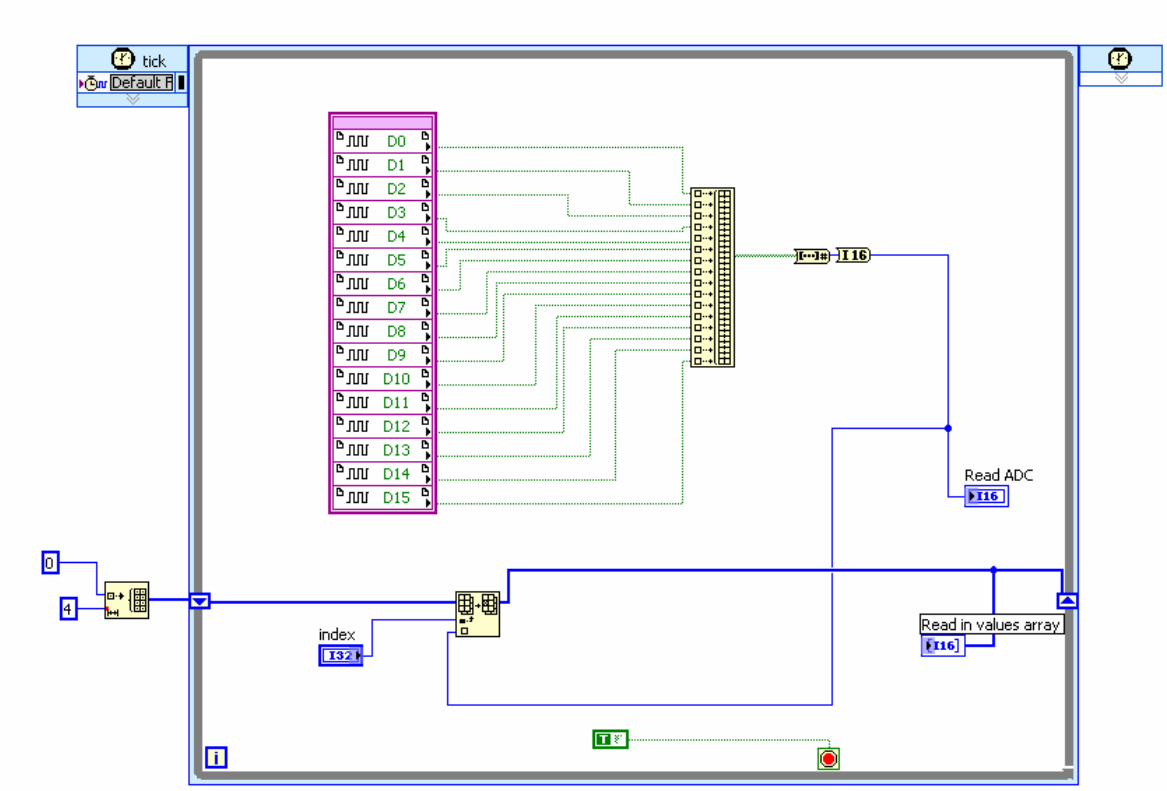



Abbildung 4.12 Erfassung des Signals

Die 16 Bit werden zuerst auf ein Array und danach in einer 1x4 Matrix gespeichert. Zum Speichern der Daten in der Matrix ist ein „Index“ [0…4] erforderlich. Der Index gibt die Reihe, die im Array ersetzt werden soll. Der Ausgang ist das Array mit den ersetzten Bestandteilen

#### 4.2.1.7 DMA

DMA ist die Abkürzung von **D**irect **M**emory **A**ccess. Das DMA ermöglicht einen schnellen Zugriff auf die gespeicherten Daten.
Das digitalisierte Signal wird, wie oben (siehe 4.2.1.6), erfasst und in einer 1x4 Array gespeichert. Dieses Array wird in der nächsten Schleife gelesen (siehe die nächste Abbildung).
Vor der Erfassung der Daten, wird der Wert von „Index“ (siehe 4.2.1.6) aktualisiert. Die, in der Array gespeicherten Daten, werden gelesen und die Daten mit Index „0“ „1“ und mit Index „2“ „3“ werden miteinander verbunden und in einer Array (1x2) als „unsigned 32 (U32)“ gespeichert.

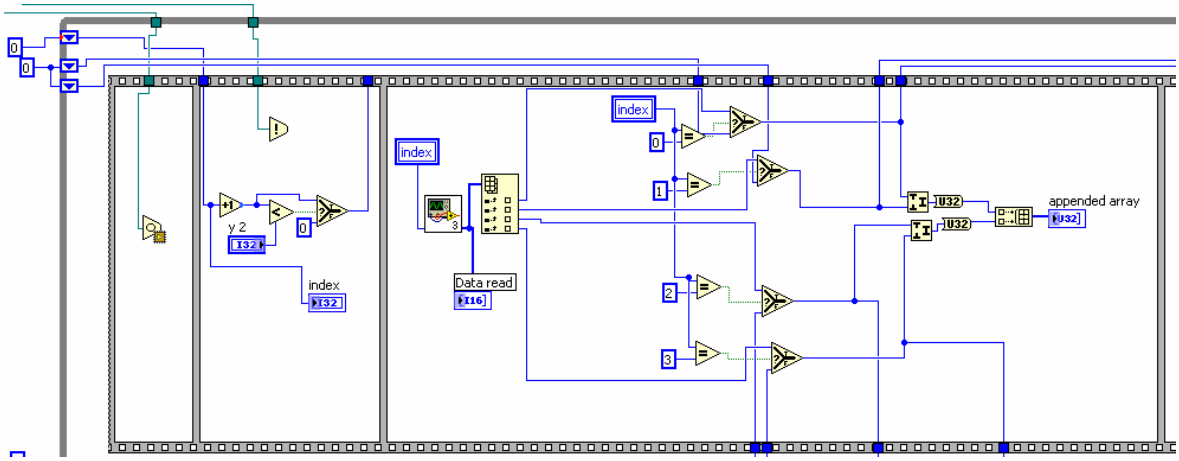



Abbildung 4.13 DMA

Die Daten von der 1x2 Matrix werden im FIFO gespeichert.

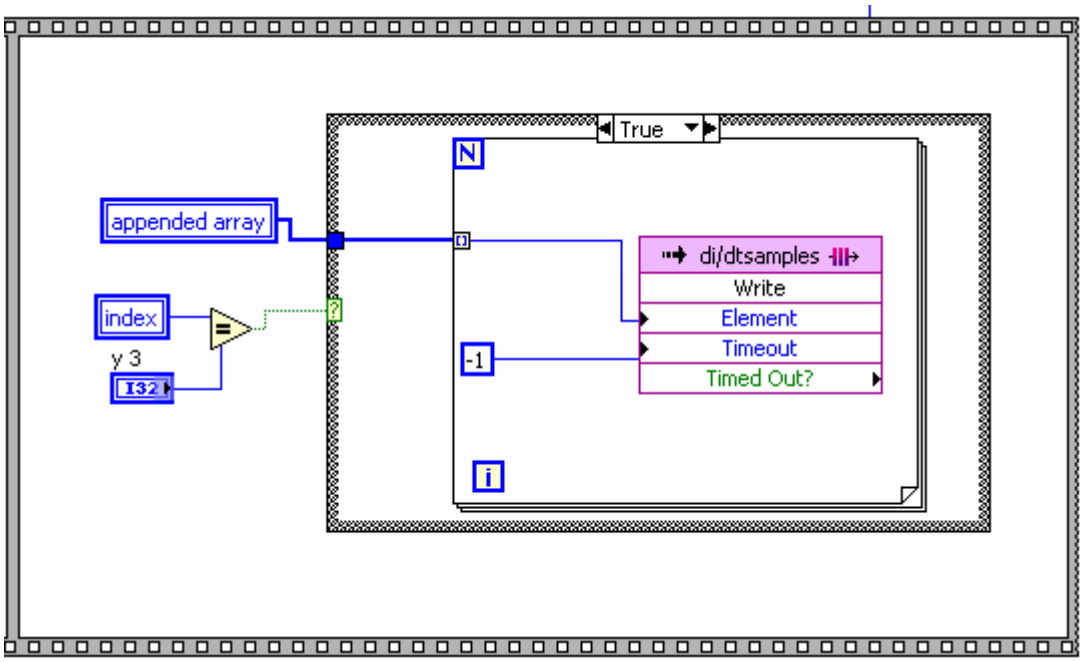



Abbildung 4.14 FIFO

### 4.2.1.8 Memory

Hier werden die Daten in einem txt file gespeichert und erst dann geliefert, wenn das Programm die Daten braucht. „Read FPGA Mem adress“ ist ein Zeiger, der die Adresse der zu lesenden Daten zeigt. Am Ausgang des Memoryblocks stehen die gewünschten Daten zur Verfügung.

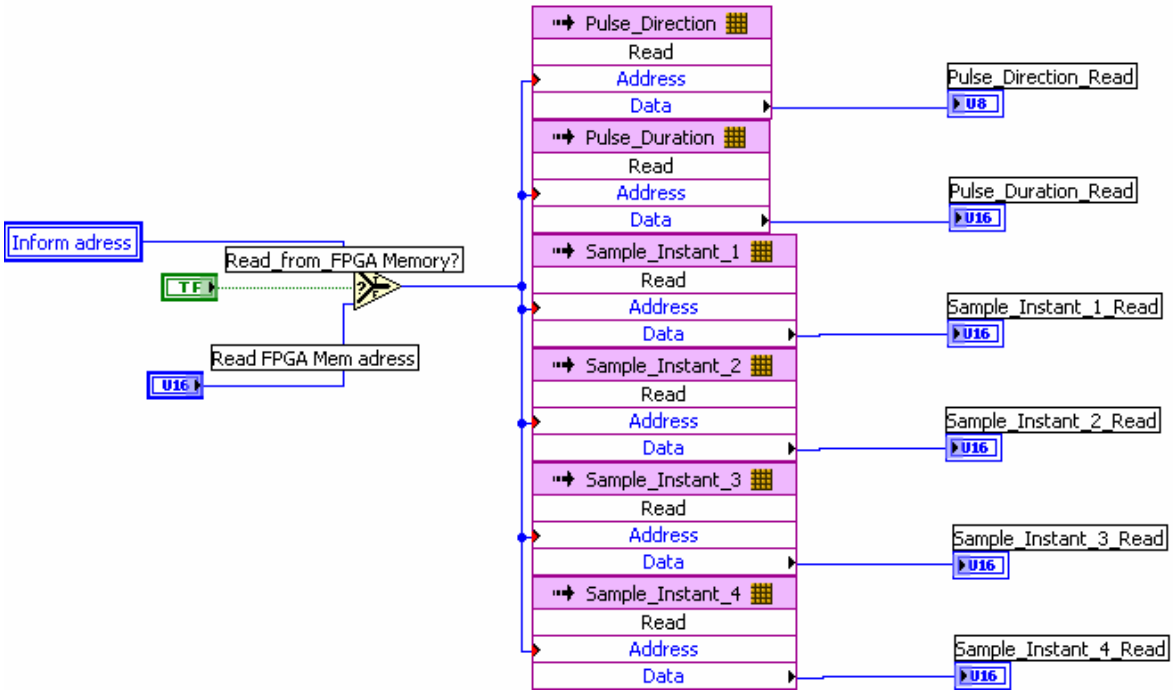



Abbildung 4.15 Memory

## 4.2.2 Host

Bei Host arbeit man direkt am PC. Die Kommunikation zwischen dem FPGA und dem Host ist relativ langsam, deswegen werden nie kritische Daten am Host programmiert. Am Host befinden sich hauptsächlich die Bedienelemente und die Anzeigeelemente.

### 4.2.2.1 DMA

Durch diesen Block des Programms werden die in FIFO gespeicherten Daten am FPGA gelesen. Zuerst wird angegeben, wie viele Daten auf einmal gelesen werden. Das macht mit der Einstellung der Variable „Data zu Read“. Ihre Größe hängt von der Größe des FIFOs ab. Dann werden die Verbundenen Daten (siehe 4.2.1.7) gelesen und geteilt und wieder auf Integer (I16) umgewandelt.

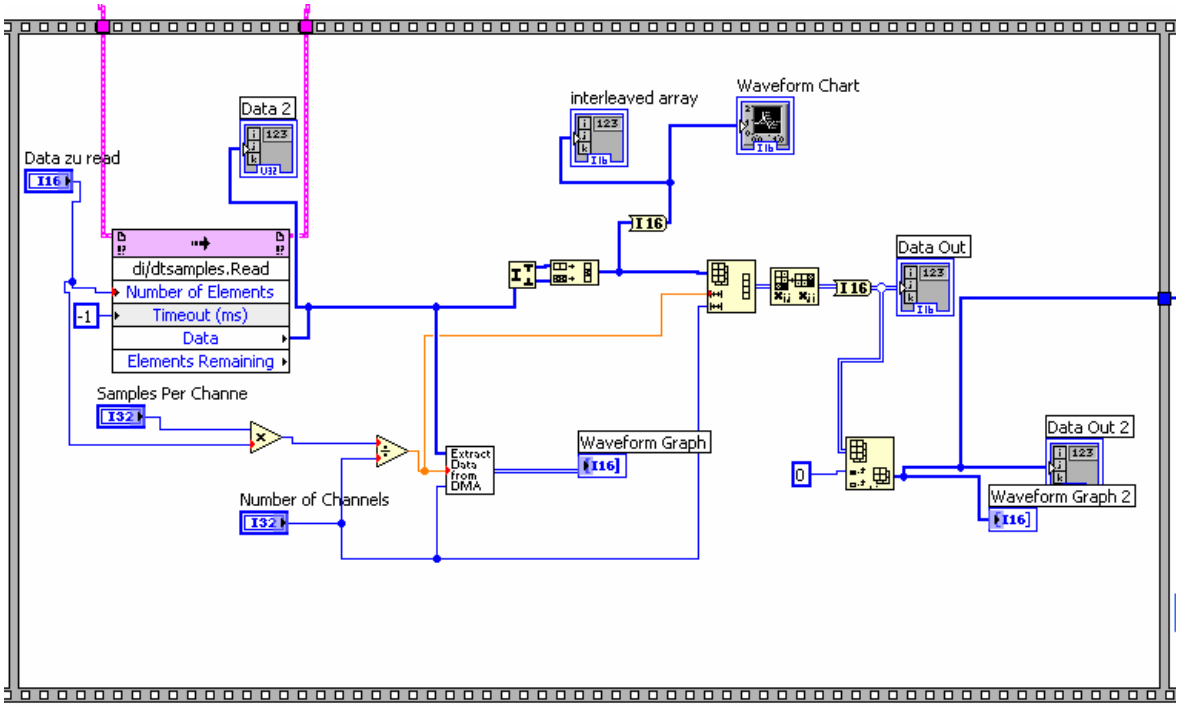



Abbildung 4.16 DMA am Host

# 5 Messergebnisse

## 5.1 Einführung

Messgeräte mit Spulensystemen basieren auf der Induktion von Spannungen in den Spulen durch die zu messenden zeitveränderlichen Magnetfelder. Daher können derartige Messgeräte prinzipbedingt keine Gleichfelder messen. Der Prüfstand besteht im Wesentlichen aus einem Umrichter und einem dreipoligen Asynchronmotor.

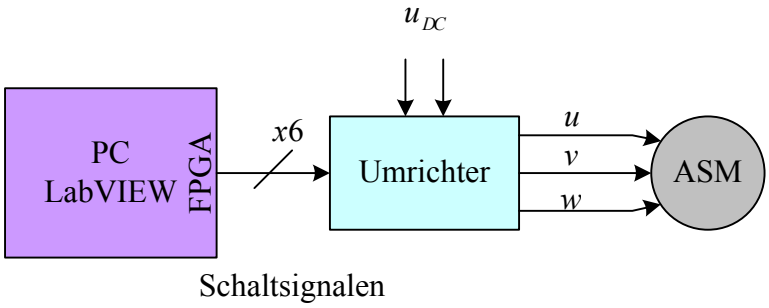



Abbildung 5.1 Prüfstand

Die Schaltsignale sind direkt von dem Ausgang des FPGAs zu dem Umrichter geführt. Es wird keine Regelung sondern nur eine Steuerung des Motors durchgeführt. Der Umrichter ist mit einer 440V Gleichspannung gespeist. Das Kabel zwischen dem Umrichter und dem Motor wird so kurz wie möglich sein, damit die Induktivität des Kabels, parasitären Effekte und Reflexionen verringert werden.
Auch die Erdungsverbindungen spielen eine große Rolle, um zuverlässige Messungen zu gewährleisten. Auf diese Weise werden die parasitären Effekte verkleinert. Die Masse des Motors muss direkt mit der Masse des Umrichters verbunden sein. Die Masse des Umrichters muss mit dem Ground der Schaltungen des Umrichters verbunden sein.
Die Anpassung des Ausgangsignals der Rogowski Spule wird so nahe wie möglich an der Spule durchgeführt.
Das Hauptproblem, um eine gute und schnelle Messung durchzuführen ist, dass der Strom beim Schalten des Umrichters viele Störungen besitzt. Auf diesen Grund muss man das Ausgangsignal der Spule filtern und das Antwortsignal wird langsamer. Deswegen

muss man einen Kompromiss zwischen Schnelligkeit und Sauberkeit des Antwortsignals finden.

In den nächsten Abbildungen (Abb. 5.3-5.5; 5.7-5.8; 5.11-5.16; 5.18-5.23; 5.25-5.27) ist den Signalverlauf des Stromes des Motors in gelb und die Ableitung des Stromes des Motors in blau dargestellt. Die Stromänderungsrate des Motors ist $0{,}2*10^6$ A/s.

## 5.2 Anpassung des Signals

Wie in Kapitel 3.9 beschrieben, wurden zwei verschiedene Schaltungskonfigurationen implementiert, der Elektrometer und der Differenzialverstärker. Die Verstärkung des gemessenen Signals am Ausgang der Schaltungen ist jeweils 11.

- Elektrometer “E3”
  - R1 = 100KΩ
  - R2 = 10KΩ
  - R3 =2,2KΩ
  - R4=2,2KΩ
  - C1 = 2,2pF
  - C2 = 470pF
  - C3 = 470pF
- Elektrometer “E2”
  - R1 = 100KΩ
  - R2 = 10KΩ
  - R3 = 1,5KΩ
  - R4=1,5KΩ
  - C1 = 2,2pF
  - C2 = 330pF
  - C3 = 330pF

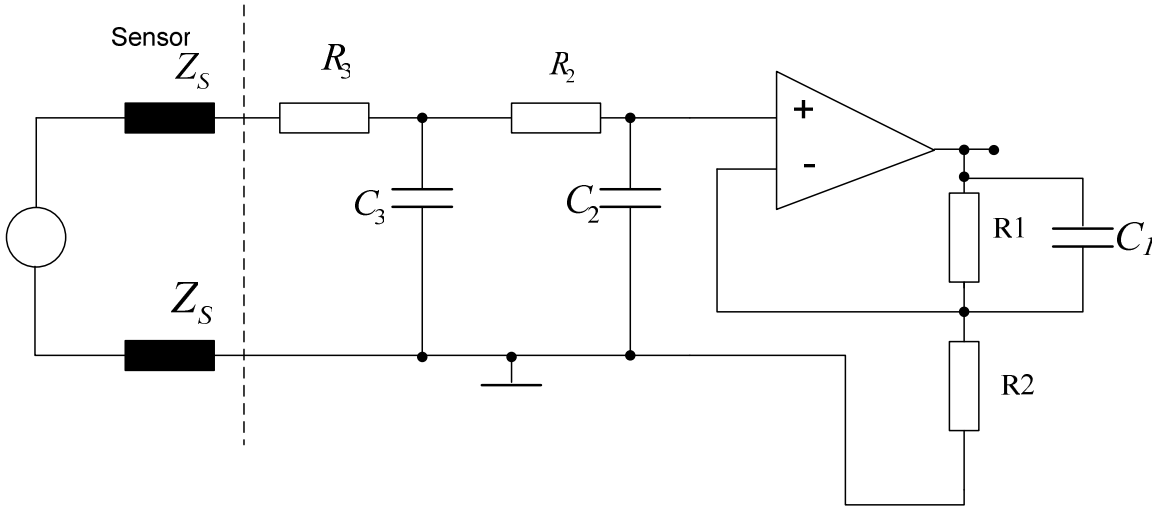



Abbildung 5.2 Elektrometer

- Differenzialverstärker „D1“
  - R1 = 100KΩ
  - R2 = 5,6KΩ
  - R3 = 1,5KΩ
  - R4=1KΩ
  - C1 = 2,2pF
  - C2 = 3,3nF
  - C3 = 800pF

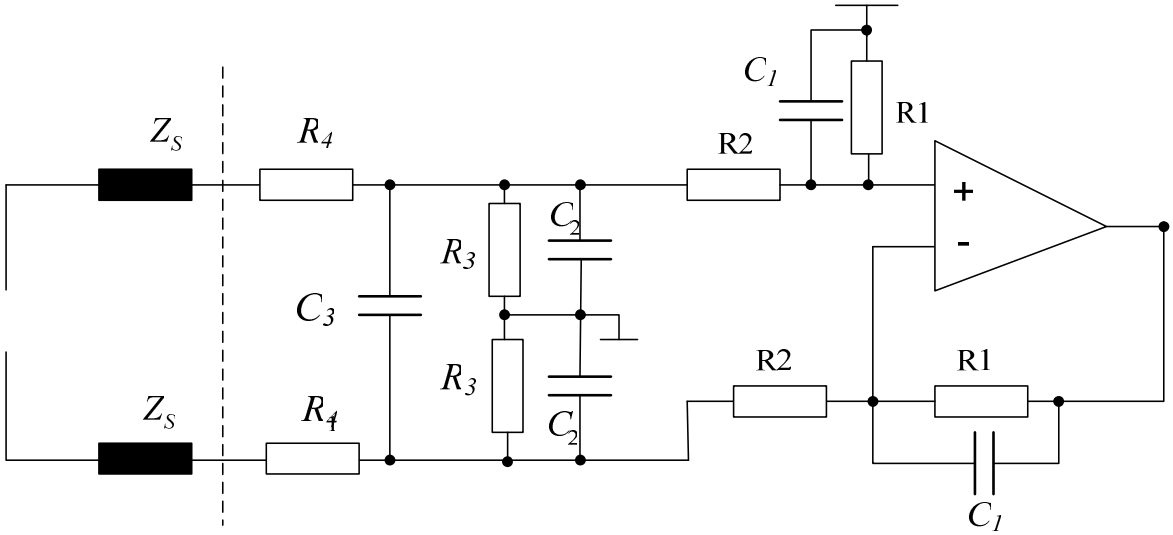



Abbildung 5.3 Differenzierer

## 5.3 Messergebnisse der Rogowski Spule

Im Rahmen dieses Projektes wurden mehrere Rogowski Spulen und coaxial tramsformers untergesucht. Um die Rogowski Spule zu testen und um zu beobachten, welche Konfiguration bessere Eigenschaften hat, wurden verschiedene Spulen herstellt. Die wesentlichen Unterschiede voneinander liegen in dem Diameter der Spule, die Größe des Drahts und in der Anzahl von den Windungen.
Um eine schnelle Spule herzustellen, muss die Induktivität der Spule klein sein. Je weniger Windungen die Spule, desto geringer ist die Induktivität der Spule. Je weniger Windungen die Spule besitzt, desto kleiner wird allerdings auch die Größe des Antwortsignals.

### 5.3.1 Rogowski Spule RS1

Eigenschaften:

- Anzahl der Windungen: 442
- Durchmesser des Drahts: 0,35mm
- Durchmesser der Spule 2m = 50mm
- Durchmesser des Wicklungsträgers 2r = 5mm
- Induktivität der Spule Lii = 35,2µH
- Widerstand der Spule Rii = 1,805Ω
- Mit Rückleiter

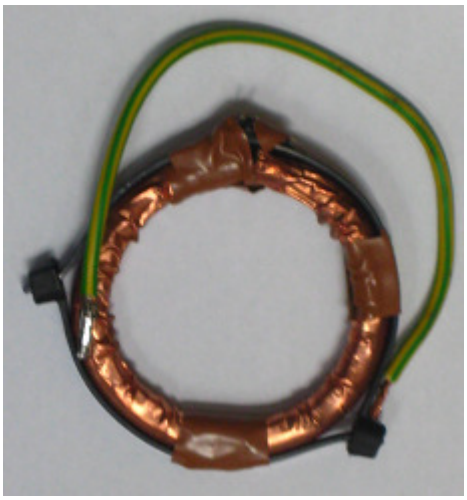


Abbildung 5.4 Rogowski Spule RS1

Die Gegeninduktivität der Spule unter Verwendung der Gleichung 3.4 lautet:

$$M = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 442 \cdot (0{,}025 - \sqrt{0{,}025^2 - 0{,}0025^2}) = 6{,}96 \cdot 10^{-8} H$$

Die Ausgangsspannung:

$$u = 6{,}96 \cdot 10^{-8} \cdot 0{,}2 \cdot 10^{6} \, {}^{A}\!/_{s} = 13{,}92 mV$$

- Mit Differenzialverstärker “D1”

In der nächsten Abbildung sind das Ausgangssignal der Rogowski Spule (blau) und der Strom des Motors (gelb) dargestellt.

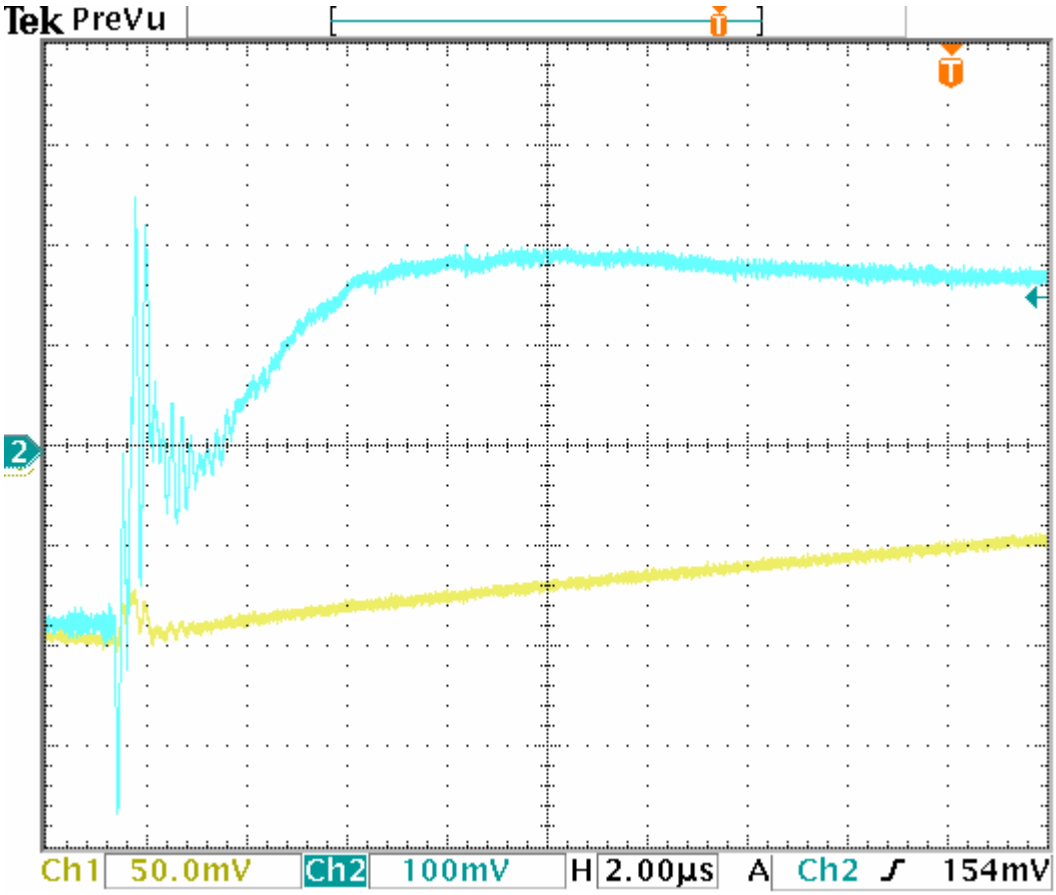



Abbildung 5.5 Signalverlauf der RS1 mit dem Differenzialverstärker „D1“

Es ist ersichtlich, dass ab 6µs die Messungen, zur Bestimmung der Induktivitätsänderung des Motors durchgeführt werden können.
Gleich nach dem Anlegen der Testspannung am Motor weist die Ableitung des Stroms einen steiler Anstieg auf. Dann. fällt das Signal ab und circa 1,6µs später steigt die Ableitung des Stromes weiter an. Die parasitären Effekte des Systems verursachen diese Schwingungen.

- Mit Elektrometer “E2”

Die Signalantwort der Rogowski Spule mit dem Elektrometer „E2“ ist schneller als mit dem Differenzierer „D1“. Jedoch ist die Qualität der Messung niedriger, weil der Strom kleine Schwingungen hat. Diese Schwingungen scheinen, weil die Ableitung des Stroms viele Störungen hat und die Zeitkonstante des Filters klein ist (siehe Abbildung 5.6).

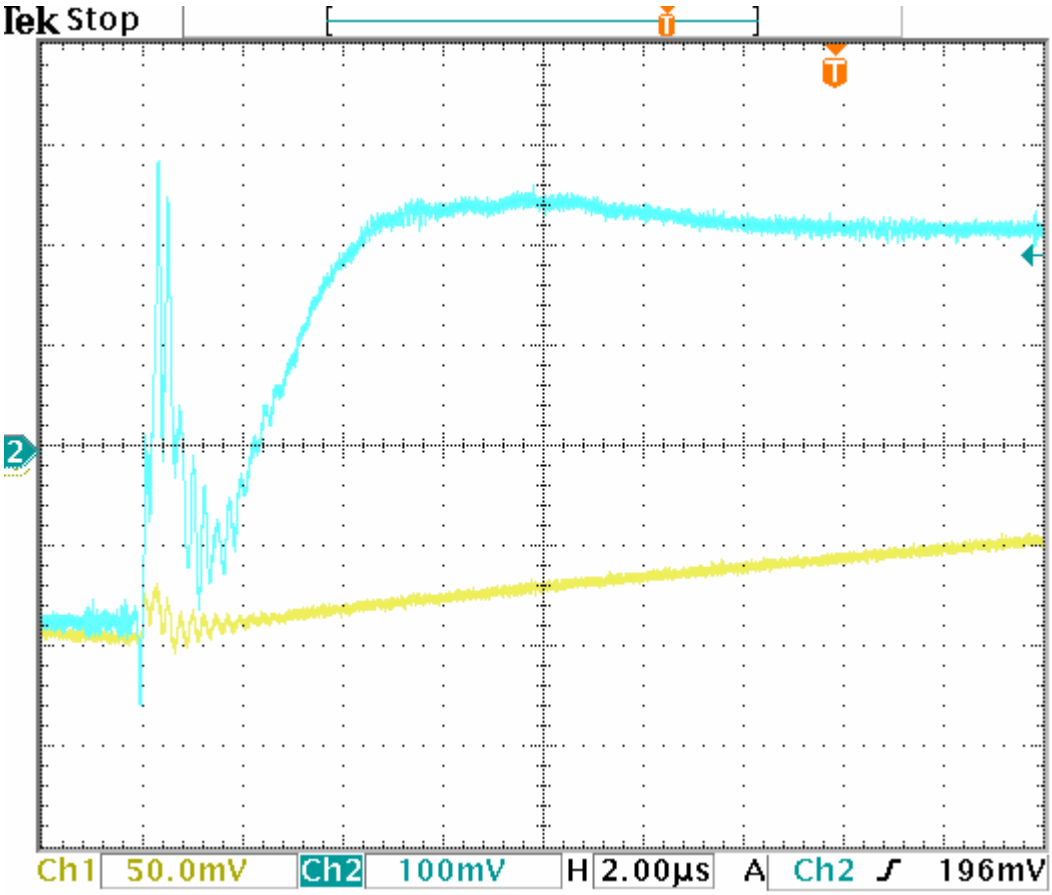



Abbildung 5.6 Signalverlauf der RS2 mit dem Elektrometer „E2“

- Mit Elektrometer “E3”

Die nächste Abbildung 5.7 zeigt den Zeitverlauf (blau) des Ausgangsignals der Rogowski Spule. Die verwendete Schaltung, um das Signal anzupassen, ist der Elektrometer „E3“. Im Vergleich mit dem Elektrometer „E2“ ist die Zeitkonstante des Elektrometers „E3“ größer. Es ist ersichtlich in der folgenden Abbildung 5.7, dass der Zeitverlauf des Signals langsamer ist als den Zeitverlauf des Signals mit dem Elektrometer E2. Wie auch sichtbar ist, das Signal der Spule mit dem Elektrometer E3 keine Schwingung hat.

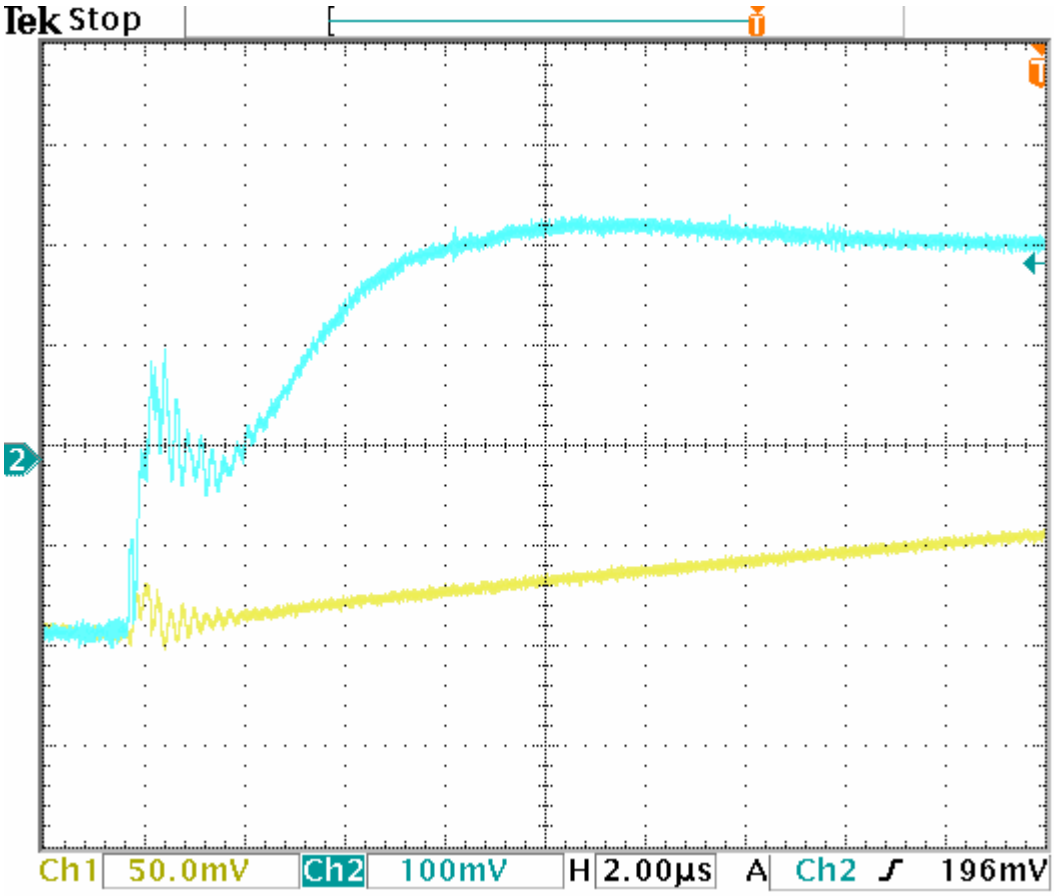



Abbildung 5.7 Signalverlauf der RS2 mit dem Elektrometer „E3“

### 5.3.2 Rogowski Spule RS2

Eigenschaften:

- Anzahl der Windungen: 285
- Durchmesser des Drahts: 0,35
- Durchmesser der Spule 2m = 58mm
- Durchmesser des Wicklungsträges 2r = 9mm
- Induktivität der Spule Lii = 31,7µH
- Widerstand der Spule Rii = 1,831 Ω
- Mit Rückleiter

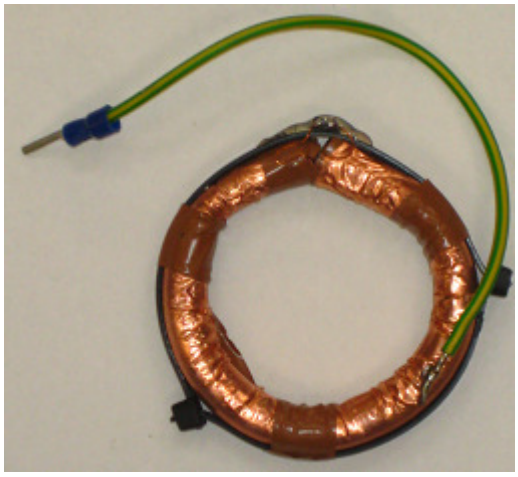


Abbildung 5.8 Rogowski Spule RS2

Die Gegeninduktivität der Spule unter Verwendung der Gleichung 3.4 lautet:

$$M = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 285 \cdot (0{,}029 - \sqrt{0{,}029^2 - 0{,}0045^2}) = 1{,}258 \cdot 10^{-7}\, H$$

Die Ausgangsspannung:

$$u = 1{,}258 \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}2 \cdot 10^{6}\, {}^{A}\!/_{s} = 25{,}16\, mV$$

- Vergleichung der Signalantwort mit den Schaltungen „D1“ und „E3“

Das Verhalten der Rogowski Spule im Bezug auf ihre Dynamik und ihre Signalverlauf weist schnelle Signalantwort auf. Die Signalantwort der RS3 mit dem D1 (siehe Abbildung 5.9) zeigt bis zum Zeitpunkt 10µs (nach der Anlegung der Testspannung) mehrere Schwingungen. Dagegen hat die Antwort der RS3 mit dem „E3“ ein größeres Überschwingen als mit dem „D1“.

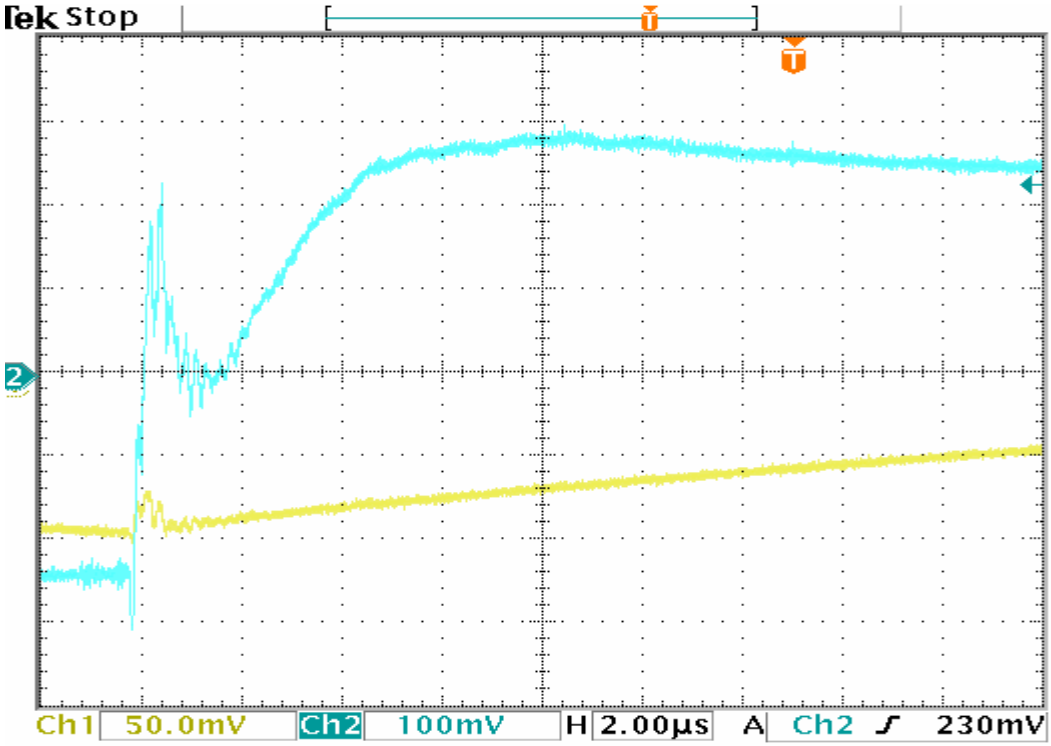



Abbildung 5.9 Signalverlauf der RS2 mit dem Differenzialverstärker „D1“

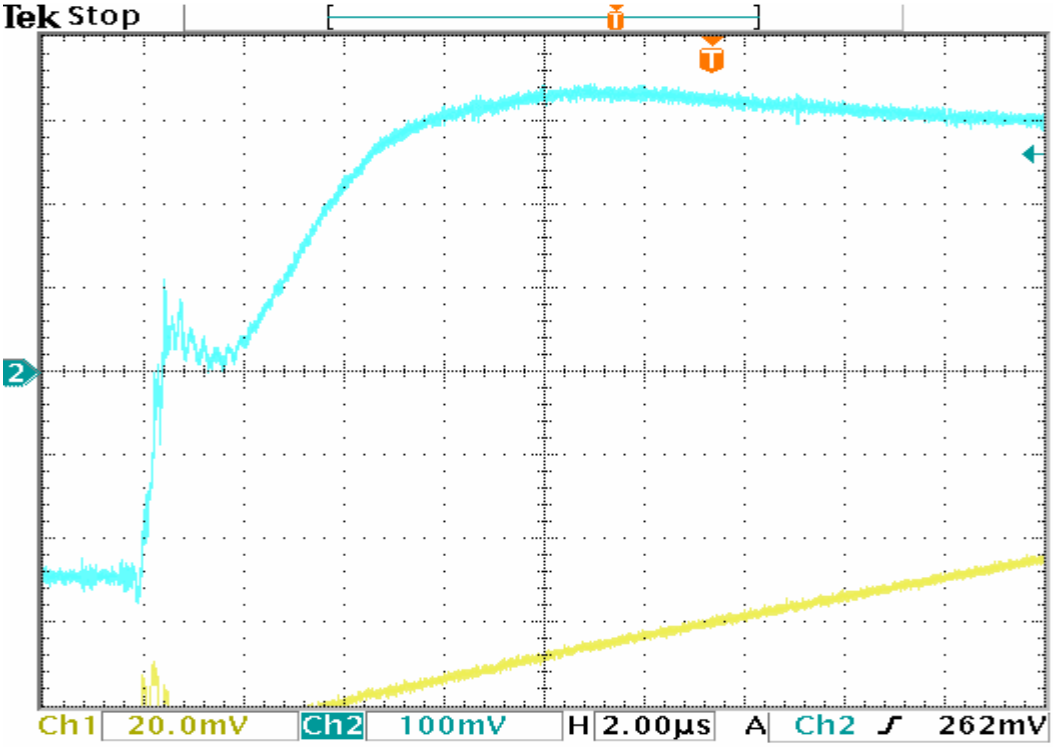



Abbildung 5.10 Signalverlauf der RS2 mit dem Elektrometer „E3“

### 5.3.3 Vergleichung der Rogowski Spule RSC1 und RSC2

In diesem Abschnitt werden die Rogowski Spulen RSC1 und RSC2 vorgestellt. Der Wicklungsträger der Spulen ist viereckig, wie in der nächste Abbildung dargestellt ist:

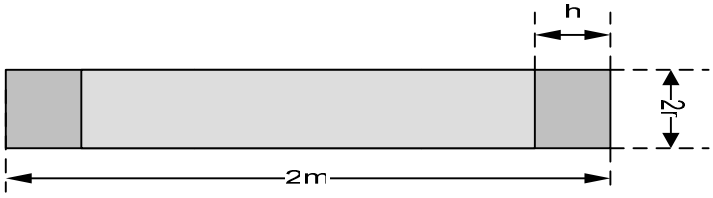



Abbildung 5.11 viereckige Wicklungsträger

Der Unterschied zwischen den beiden Spulen liegt in dem Wicklungszahl.

Abbildung 5.12 Rogowski Spule mit viereckigen Wicklungsträger

Eigenschaften von RSC1:

- Zahl der Windungen: 332
- Durchmesser des Drahts: 0,35
- Durchmesser der Spule 2m = 51mm
- Breite des Wicklungsträger 2r = 10mm
- Dicke des Wicklungsträgers h = 4,6mm
- Induktivität der Spule Lii = 57,9µH
- Widerstand der Spule Rii = 2,541Ω
- Mit Rückleiter

Die Gegeninduktivität der Spule unter Verwendung der Gleichung 3.4 lautet:

$$M = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 332 \cdot (0{,}0255 - \sqrt{0{,}0255^2 - 0{,}005^2}) = 2{,}0651 \cdot 10^{-7} H$$

Die Ausgangsspannung:

$$u = 2{,}0651 \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}2 \cdot 10^6 \, {}^{A}\!/_{s} = 41{,}3 mV$$

Eigenschaften von RSC2:

- Zahl der Windungen: 470
- Durchmesser des Drahts: 0,35
- Durchmesser der Spule 2m = 51mm
- Breite des Wicklungsträger 2r = 10mm
- Dicke des Wicklungsträgers h = 4,6mm
- Induktivität der Spule Lii =103,6µH
- Widerstand der Spule Rii = 3,408 Ω
- Mit Rückleiter

Die Gegeninduktivität der Spule unter Verwendung der Gleichung 3.4 lautet:

$$M = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 470 \cdot (0{,}0255 - \sqrt{0{,}0255^2 - 0{,}005^2}) = 2{,}92356 \cdot 10^{-7} H$$

Die Ausgangsspannung:

$$u = 2{,}92356 \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}2 \cdot 10^{6} \, {}^{A}\!/_{s} = 58{,}47 mV$$

- Differentialverstärker “D1”

Der einzige Unterschied in der Herstellung von den zwei Spulen ist die Anzahl der Windungen. Die Spule RSC2 hat 138 Windungen mehr als die Spule RCS1. Deswegen ist die Amplitude des Signals der Spule RCS2 größer. Hingegen ist die Dynamik des Antwortsignals von der Spule RSC1 (siehe Abbildung 5.13) besser als von der Spule RCS2 (siehe Abbildung 5.14), weil ihre Induktivität keiner ist.

- Elektrometer “E2”

Die Signale mit dem Elektrometer E2 sind schneller, aber mit Schwingungen behaftet. Mit der Rogowski Spule RCS1 und der Elektrometer „E2“ (siehe Abbildung 5.15) könnte man mit der Erfassung der Messungen ab dem Zeitpunkt 6µs (nach der Anlegung des Testsignals) beginnen. Weil die Statorinduktivitätsänderung des Motors in Bezug auf die Rotorlage sehr klein ist, wäre es besser, wenn die Signale weniger Schwingungen hätten. Sowohl die Spule RCS1 als auch RCS2 (siehe Abbildung 5.16) mit dem „E2“ zeigen ein großes erstes Überschwingen.

- Elektrometer “E3”

Die folgenden zwei Abbildungen zeigen den Zeitverlauf des Stroms des Motors wenn die Testspanung angelegt wird. Die erste Abbildung stellt das Antwortsignal der Rogowski Spule RSC1 (siehe Abbildung 5.17) und die zweite von der RSC2 Der Zeitverlauf des Signals der Spulen mit dem Elektrometer „E3“ ist langsamer als mit dem Elektrometer „E2“. Dagegen ist die Qualität des Antwortsignals mit „E3“ besser als mit

„E2“. Das erste Überschwingen des Signals von der Spule RCS2 (siehe Abbildung 5.18) ist größer als von der Spule RCS1.

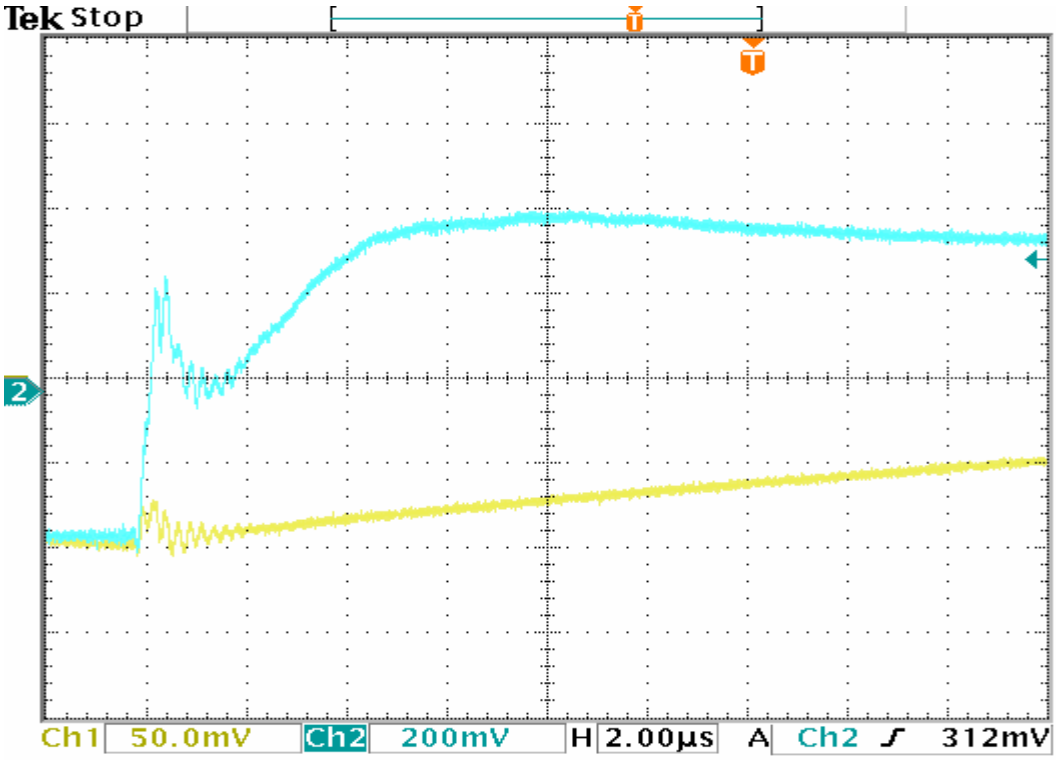



Abbildung 5.13 Signalverlauf der RSC1 mit dem Differenzialverstärker „D1“

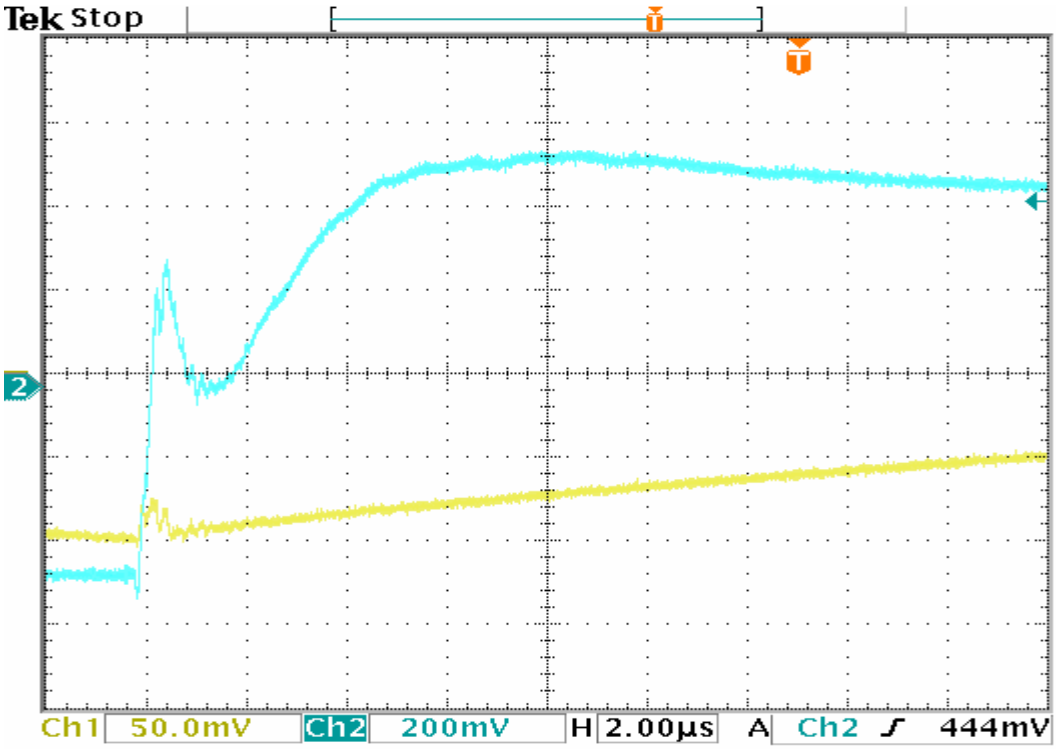



Abbildung 5.14 Signalverlauf der RSC2 mit dem Differenzialverstärker „D1“

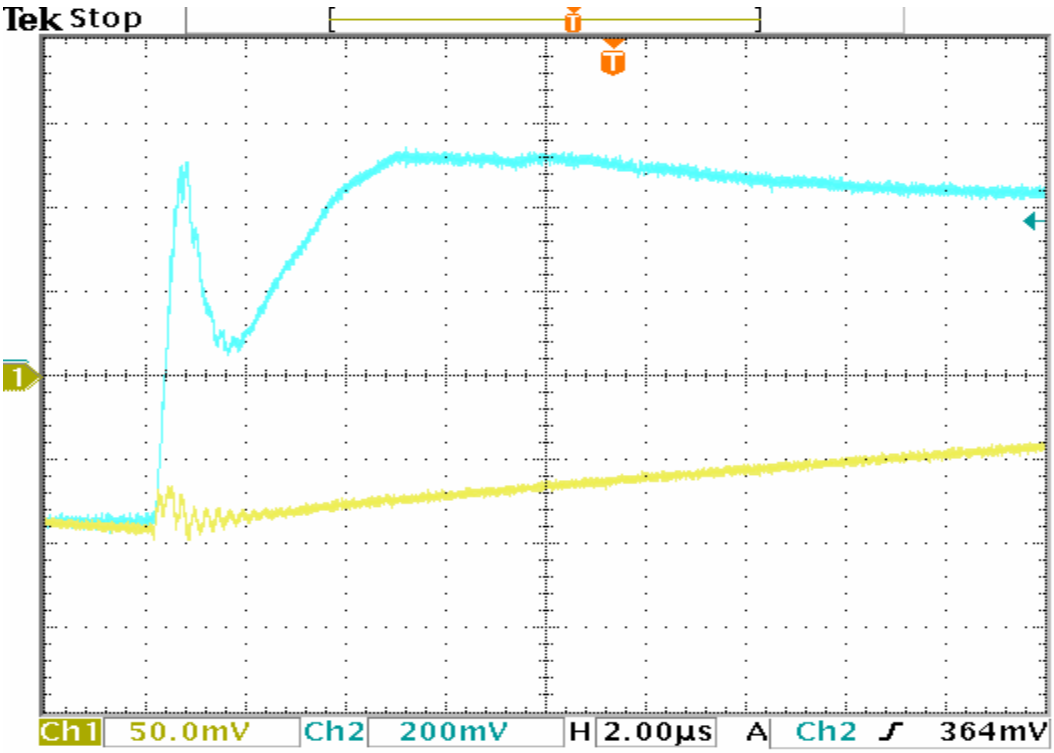



Abbildung 5.15 Signalverlauf der RCS1 mit dem Elektrometer „E2“

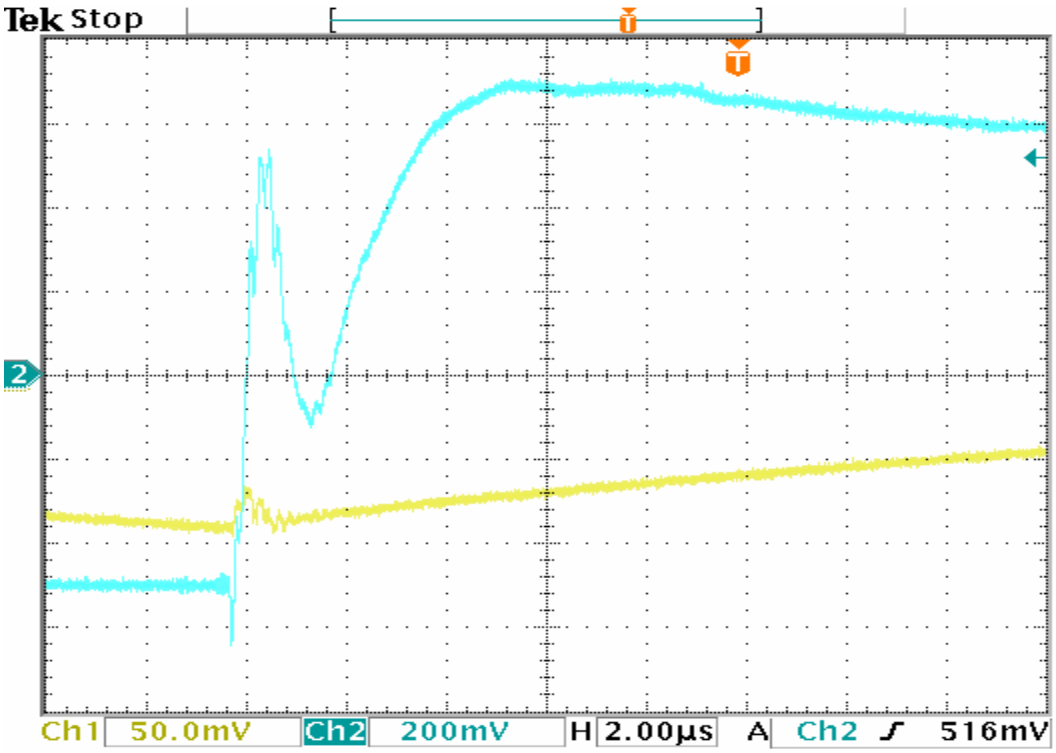



Abbildung 5.16 Signalverlauf der RCS2 mit dem Elektrometer „E2“

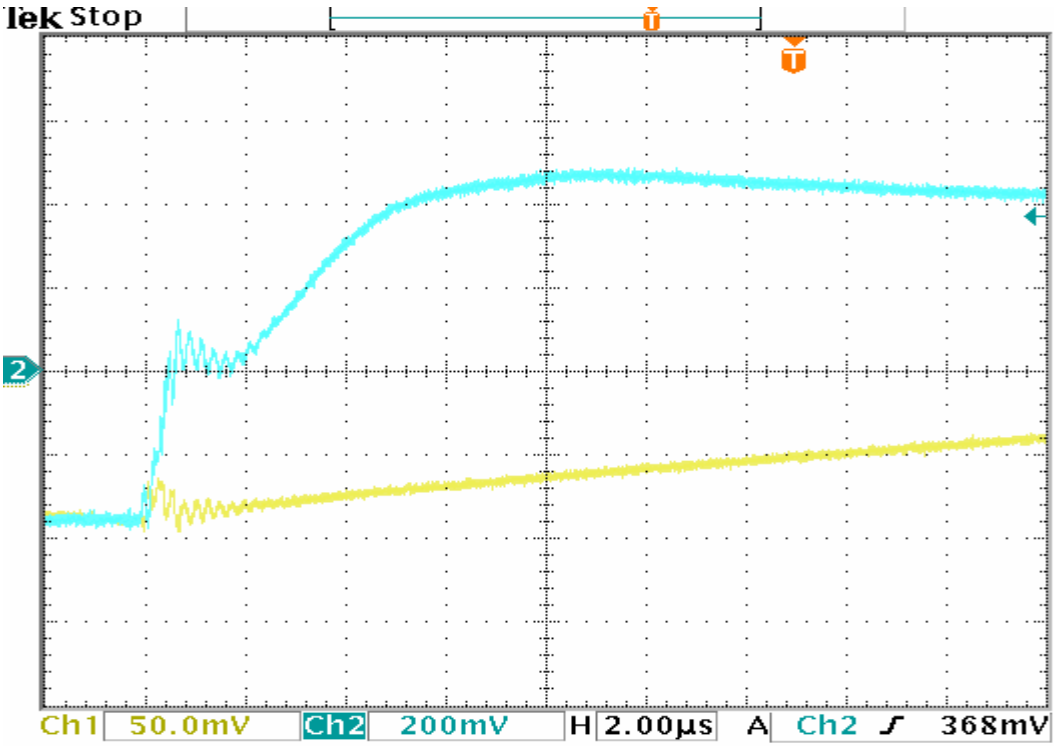



Abbildung 5.17 Signalverlauf der RCS1 mit dem Elektrometer „E3“

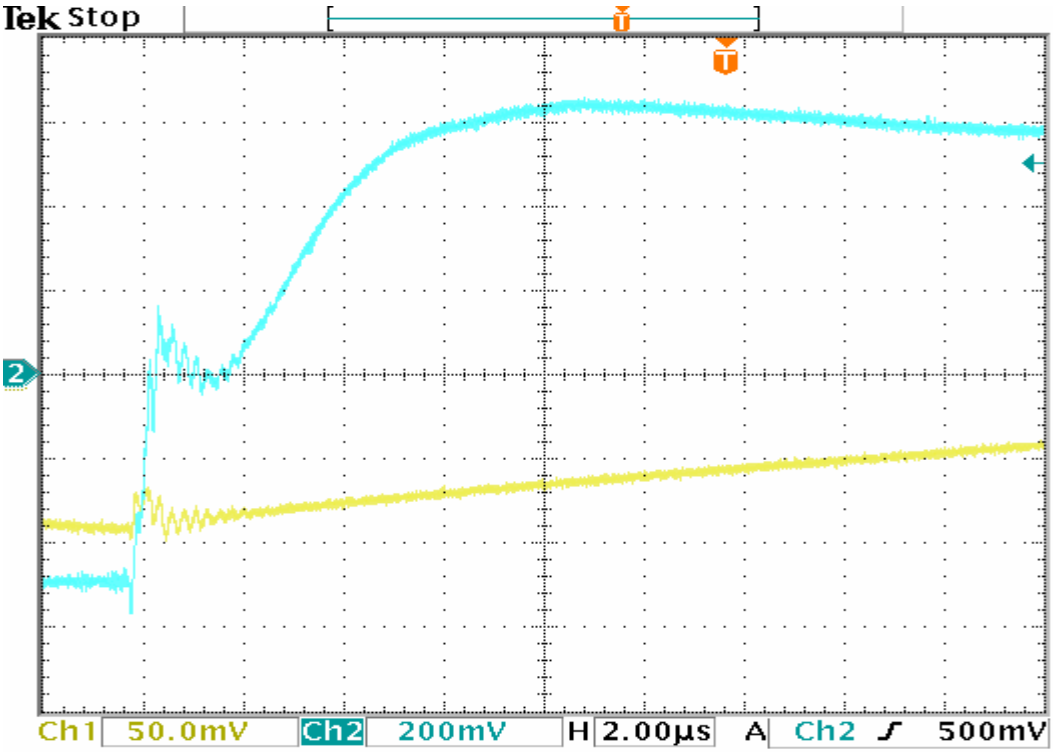



Abbildung 5.18 Signalverlauf der RCS2 mit dem Elektrometer „E3“

## 5.4 Messergebnisse des coaxial transformers

In diesem Abschnitt werden die Messungen mit den entwickelten coaxial transformer vorgestellt.

### 5.4.1 Vergleich der beiden coaxial transformer CT1 und CT2

Hier wird der Vergleich des Verhaltens von zwei verschiedenen coaxial transformer vorgestellt. In beiden Fällen wird dasselbe coaxial Kabel verwendet. Der coaxial transformer CT2 ist doppel solange als der CT1. Die Abbildungen zeigen den Stromverlauf (gelb) und das Messsignal (blau).

Eigenschaften der coaxial transformer:

CT1:

- Durchmesser D1 = 0,7mm
- Durchmesser D2 = 3,7mm
- Durchmesser D3 = 4,2mm
- Induktivität des inneren Leiters Lii=0,9µH
- Induktivität des äußeren Leiters Lia = 0,6µH
- Widerstand des inneren Leiters Rii = 0,097Ω
- Widerstand des äußeren Leiters Ria = 0,048 Ω
- Länge =29,25cm

CT2:

- D1 = 0,7mm
- D2 = 3,7mm
- D3 = 4,2mm
- Lii=1,3µH
- Lia =0,9µH
- Rii = 0,168Ω
- Ria = 0,056 Ω
- Länge =58,5cm

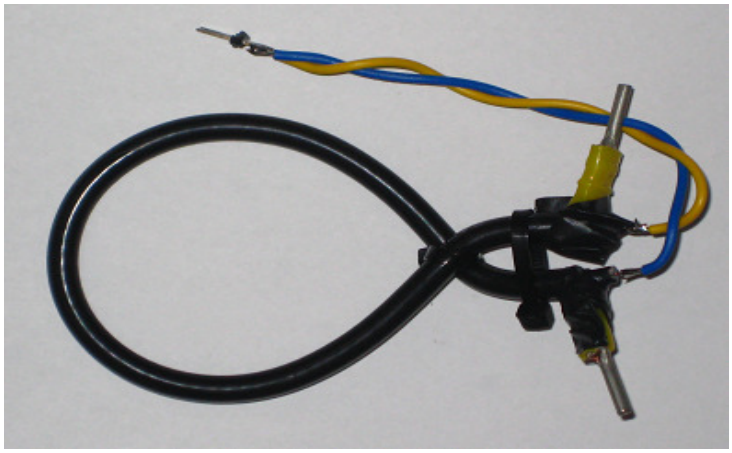
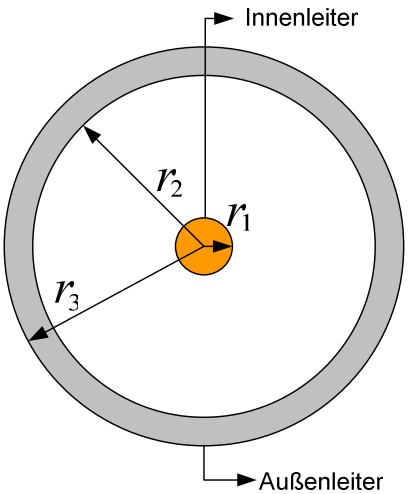


Abbildung 5.19 Coaxial transformer



- Differentialverstärker “D1”

Weil der coaxial transformer CT2 länger als CT1 ist, ist die Amplitude des Antwortsignals von CT2 größer. Die Dynamik von beiden coaxial transformers ist ähnlich.
6µs nach dem Testimpuls kann man mit dem coaxial transformer CT1 (siehe Abbildung 5.20) die Messpunkten aufnehmen. In Bezug auf den coaxial transformer CT2 zeigt die Signalantwort ein großes Überschwingen (siehe Abbildung 5.21). Um das Überschwingen zu verkleiner, soll die Zeitkonstante des Filters größer sein. Jedoch wird dadurch die Dynamik des Signals langsamer.

- Elektrometer “E2”

Die Zeitkonstante der Elektrometer „E2“ ist kleiner als von der „D1“ oder von dem „E3“. Es ist in den Abbildungen sichtbar. Jedoch ist die Qualität des Signals niedriger. Ab 5 µs nach dem Testimpuls könnte man beginnen zu messen. Das Signal zeigt aber Schwingungen, die Messfehler verursachen können.
Im Vergleich mit der Signalantwort des CT2 (siehe Abbildung 5.23), ist die Signalantwort des CT1 (siehe Abbildung 5.22) schneller, weil seine Induktivität kleiner ist.
Es ist ersichtlich, dass die Signalantwort des coaxial transformer CT2 mehr Schwingungen als die von CT1 aufweist. Das erste Überschwingen des Signals von CT2 ist auch größer als von CT1.

- Elektrometer “E3”

Die Zeitkonstante des Elektrometers „E3“ ist großer als von dem „E2“. Die Signalantworten weisen keine Schwingungen auf und die Qualität der Messung ist hoher. Jedoch ist die Dynamik der Signalantwort langsamer als mit dem Elektrometer „E2“.
In der Dynamik des Antwortsignals ist nicht nur der Filternetz wichtig, sondern auch der Operationalverstärker spielt eine große Rolle. Sowohl der Signalverlauf des CT1s (siehe Abbildung 5.24) als auch von CT2 (siehe Abbildung 5.25) weisen endlichen Verhalten auf.

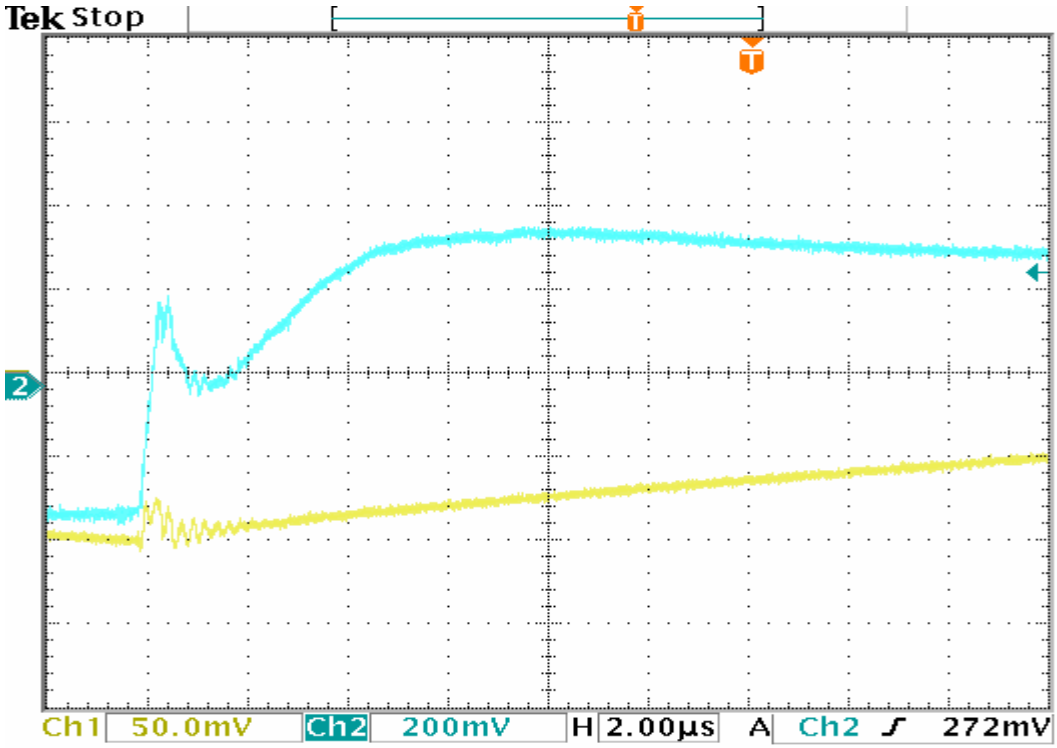



Abbildung 5.20 Signalverlauf des CT1 mit dem Differenzverstärker „D1“

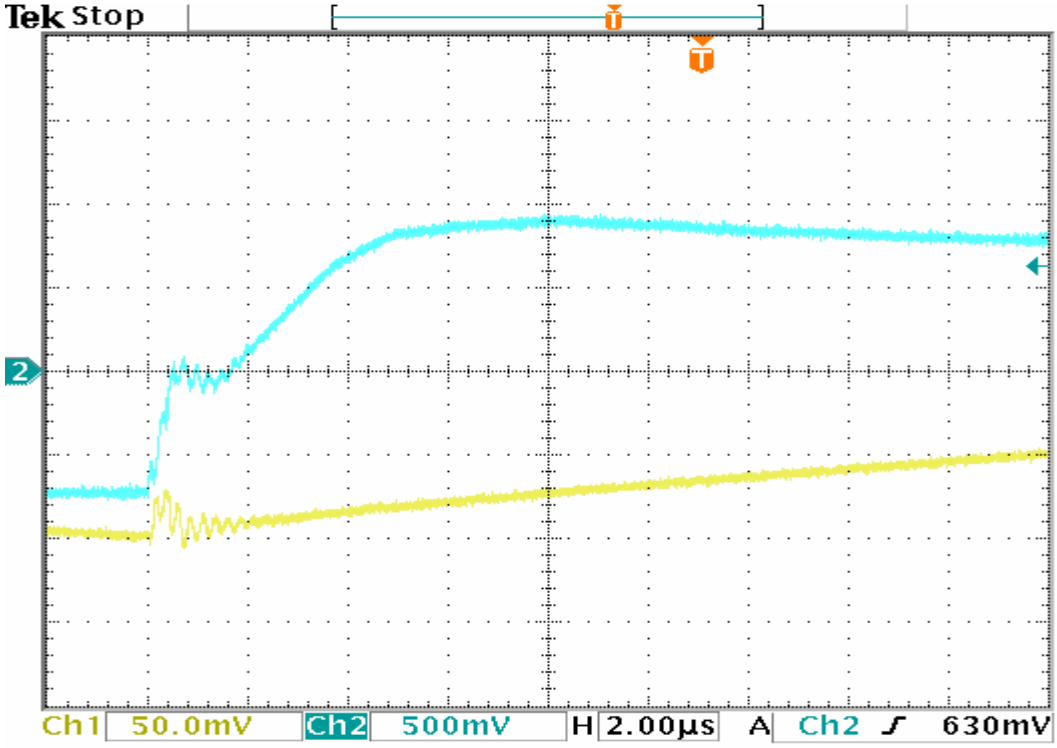



Abbildung 5.21 Signalverlauf des CT2 mit dem Differenzverstärker „D1“

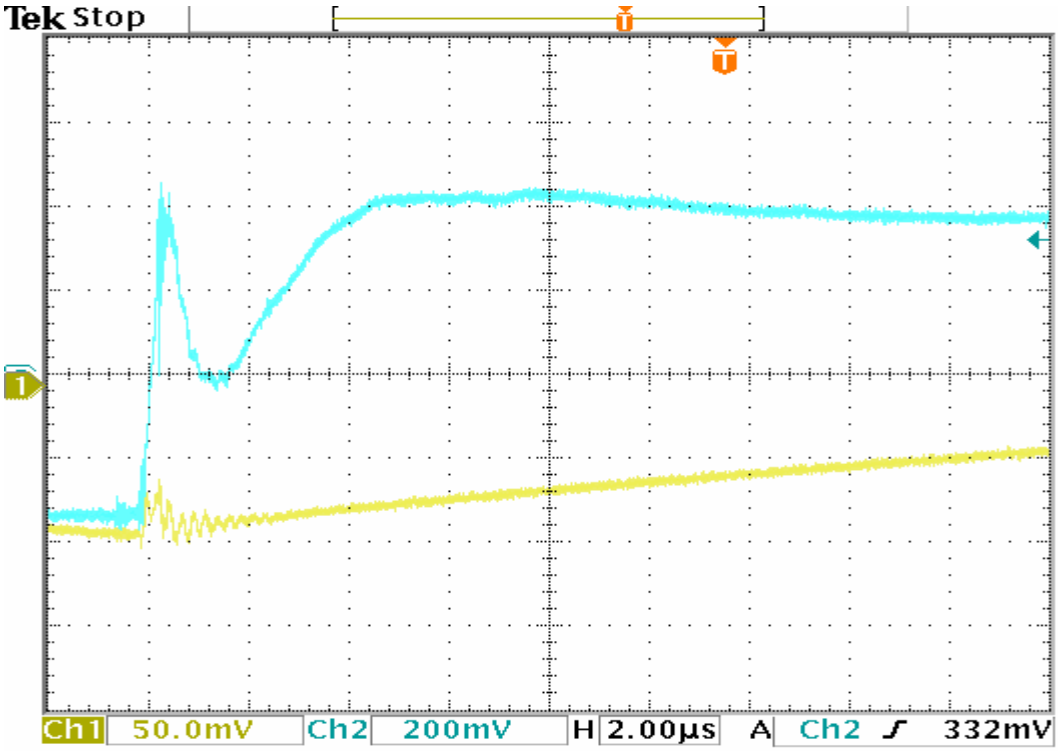



Abbildung 5.22 Signalverlauf des CT1 mit dem Elektrometer „E2“

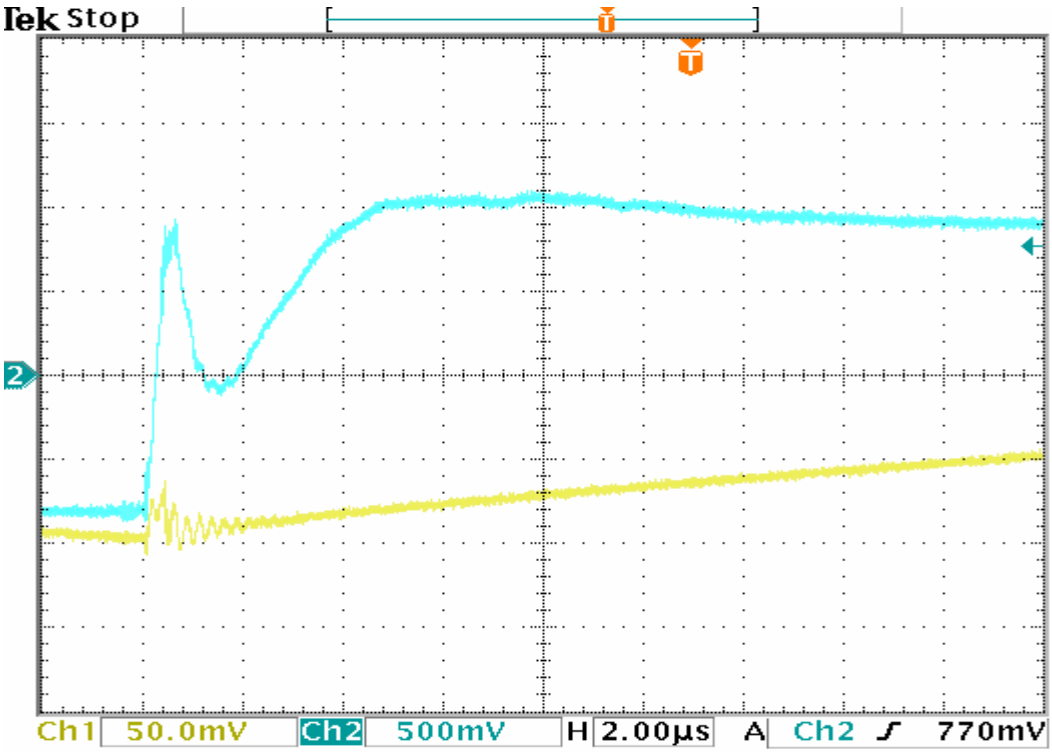



Abbildung 5.23 Signalverlauf des CT2 mit dem Elektrometer „E2“

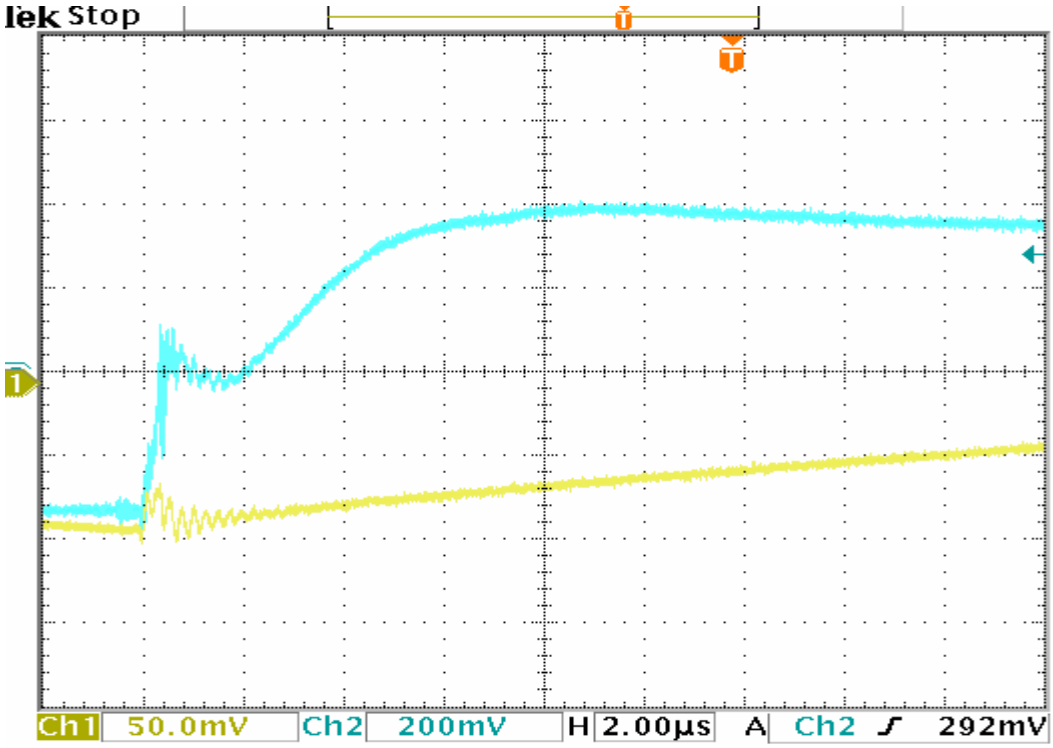



Abbildung 5.24 Signalverlauf des CT1 mit dem Elektrometer „E3“

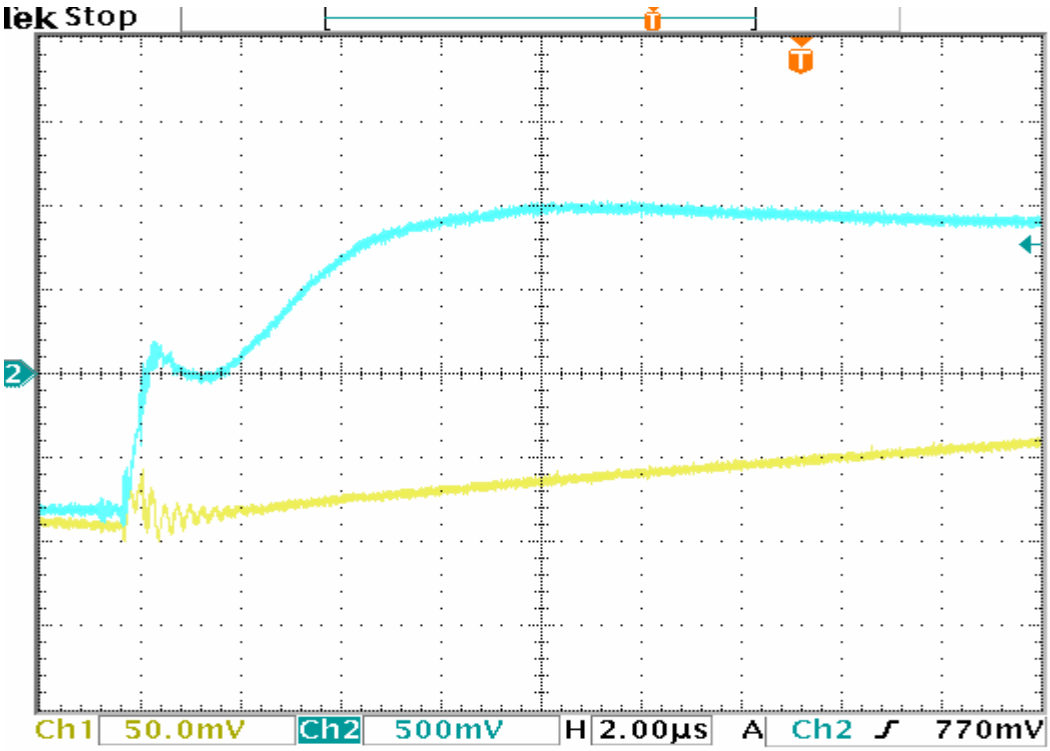



Abbildung 5.25 Signalverlauf des CT2 mit dem Elektrometer „E3“

### 5.4.2 Coaxial transformer CT3

Bei der Herstellung dieses coaxial transformers wurde ein 4G6 Koaxial Kabel von SIEMENS verwendet. Durch den Schirm fließt der Motorstrom. Um das Feld symmetrisch zu messen, müssen die vier inneren Kabel zusammengelötet werden. Nach Anlöten des Verlängerungskabels wird an ihm die Ableitung des Motorstomes gemessen.

Eigenschaften (siehe Abbildung 3.8):

- Durchmesser 1 = 11,7mm
- Durchmesser 3 = 12,8mm
- Induktivität des inneren Leiters Lii=0,8µH
- Induktivität des äußeren Leiters Lia = 0,5µH
- Widerstand des inneren Leiters Rii = 0,071Ω
- Widerstand des äußeren Leiters Ria = 0,046 Ω
- Länge =33,5cm

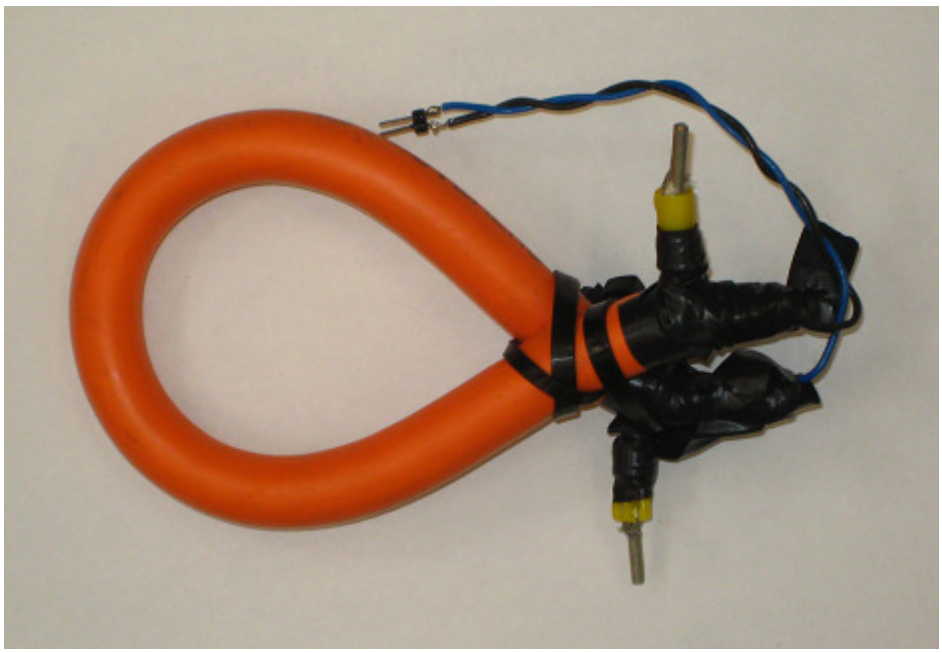


Abbildung 5.26 Coaxial transformer CT3

- Differentialverstärker “D1”

Obwohl in der Abbildung 5.27 der Zeitverlauf des Signals ein gutes Verhalten aufweist, besitzt die Signalantwort (blau) ein erstes Überschwingen von ungefähr 200mV. Deswegen sollte man die Zeitkonstante des Filters vergrößern. Jedoch wäre die Signalantwort langsamer.

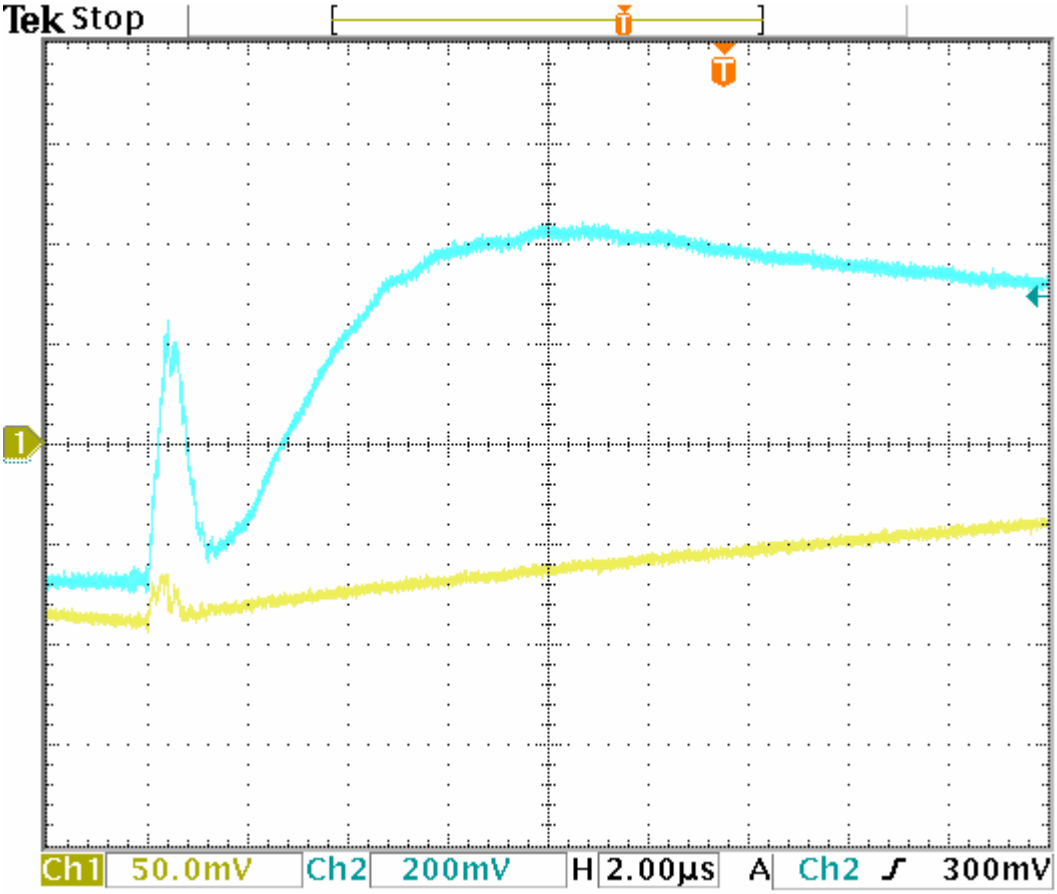



Abbildung 5.27 Signalverlauf des CT3 mit dem Differenzverstärker D1

- Vergleich der Signalantwort mit dem Elektrometer „E2“ und „E3“

Der Anstieg des Stromes mit dem Elektrometer „E2“ (siehe Abbildung 5.28) weist viele Schwingungen auf. Die Dynamik des Signals ist schnell. Jedoch kann eine richtige Messung des Stroms nicht gewährleistet werden. Bei dem Elektrometer „E3“ ist die Dynamik des Signals (siehe Abbildung 5.29) langsamer als mit dem „E2“. Die Qualität des Signals ist aber viel besser und die Messung kann gewährleistet werden.

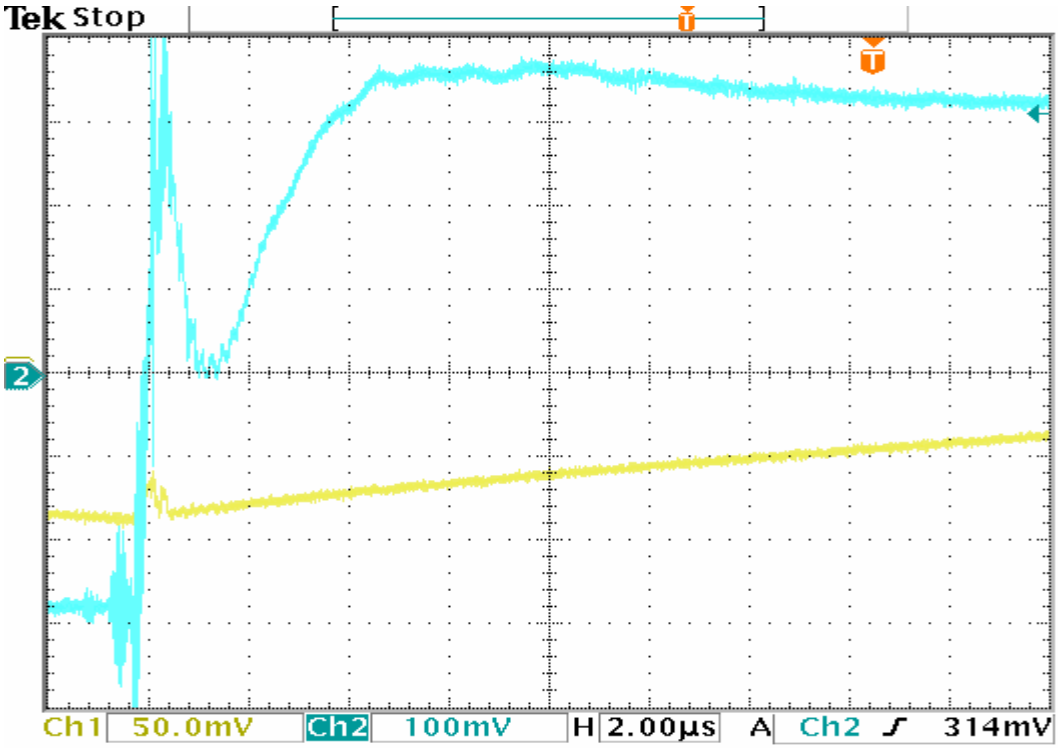



Abbildung 5.28 Signalverlauf des CT3 mit dem Elektrometer „E2“

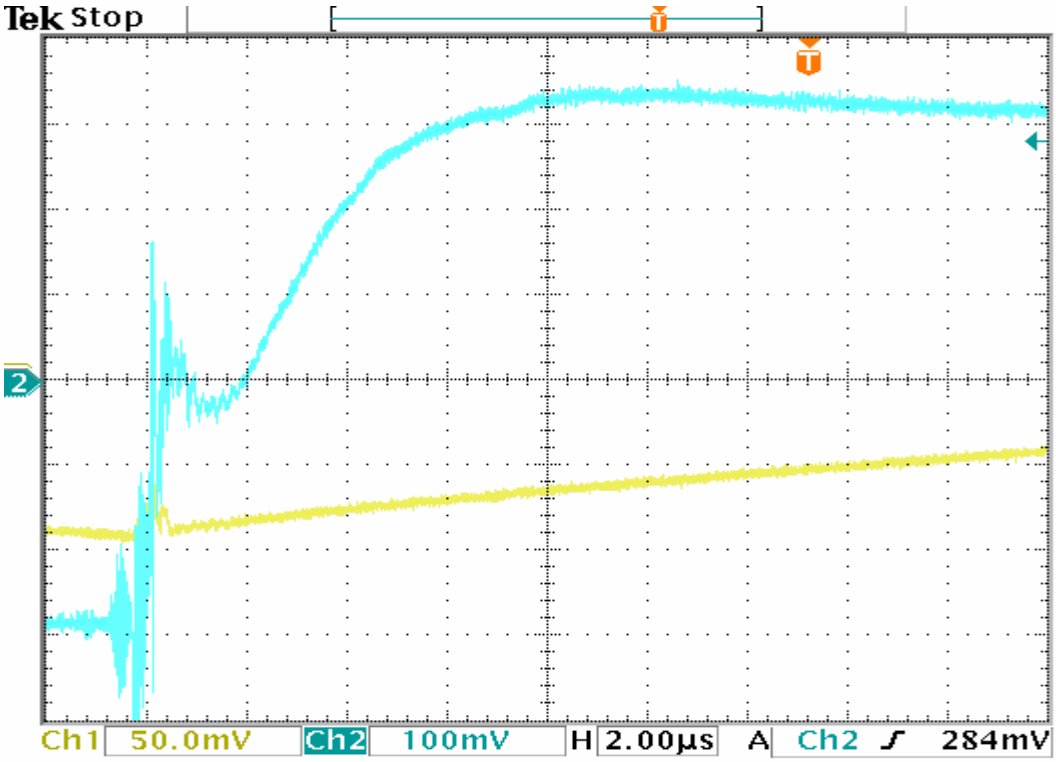



Abbildung 5.29 Signalverlauf des CT3 mit dem Elektrometer „E3“

## 5.5 Das Lesen des Signals in LabVIEW

Das Programm LabVIEW läuft unter Windows. Die digitalisierte Ableitung des Stroms wird durch die digitale I/O Karte erfasst. Die „PCI-7831“ Karte wird für das Interface zwischen der LabVIEW-Software und der Hardware verwendet. In der folgenden Abbildung ist die erfasste Stromableitung visualisiert. Nur der Hauptschuss des Signalverlaufs wird erfasst (siehe 4.2.1.4). Das Signal wird am FPGA in einem FIFO gespeichert und am Host, durch DMA (siehe 4.2.1.7), gelesen.

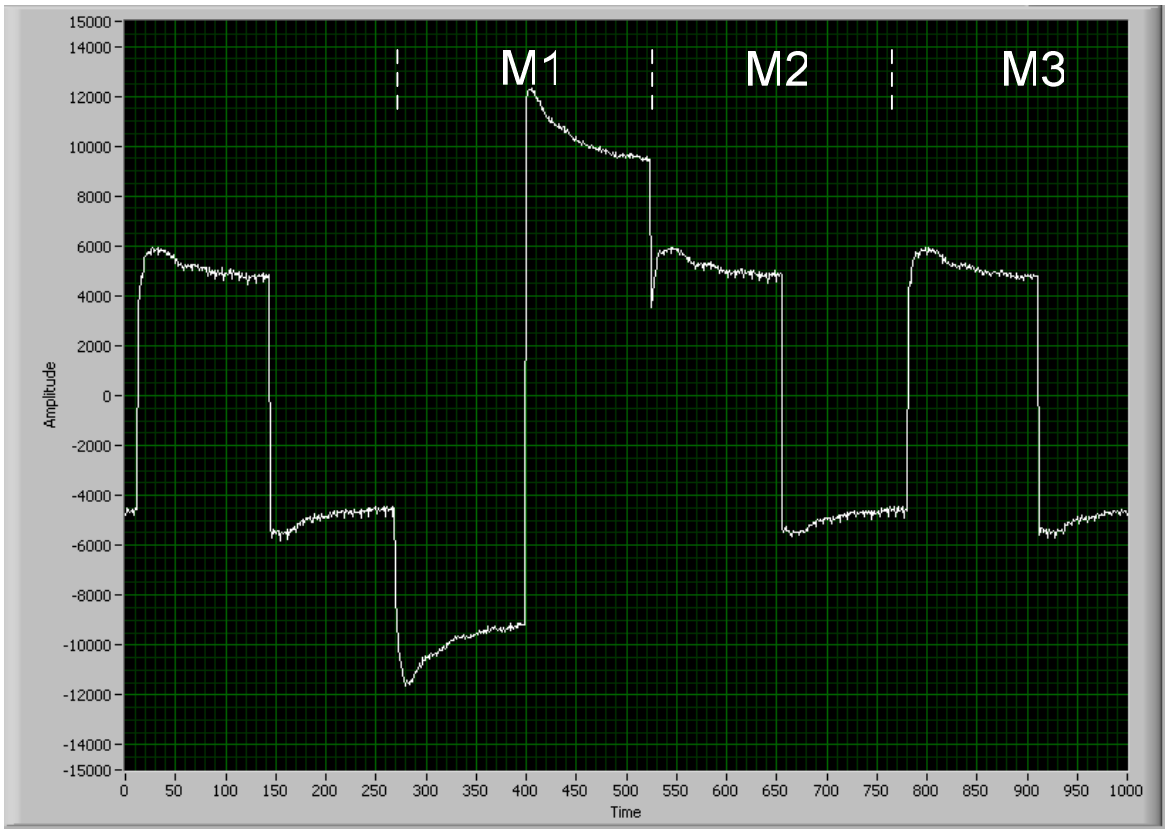



Abbildung 5.30 Signalverlauf am Host

Die Abbildung 5.30 ist ein Beispiel, welches zeigt, wie das Messsignal am Host zur Verfügung steht. Die Daten sind in einem Oszilloskop dargestellt. In weiteren Projekten wird das Messsignal nicht visualisiert, sondern direkt einer weiteren Auswerdung zugeführt.

In der Abbildung 5.30 sieht man die Ableitung des Motorstromes bei drei verschiedenen Testspannungen (siehe Abbildung 5.31).

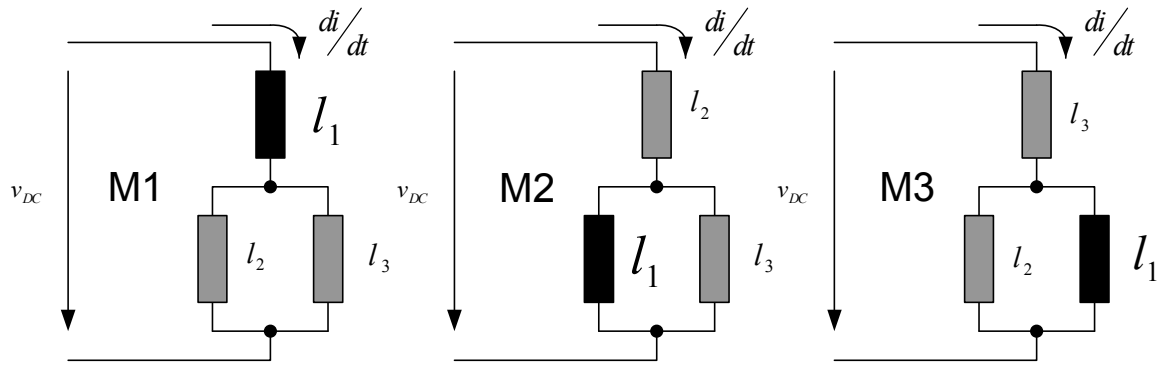



Abbildung 5.31 Schaltungsmöglichkeiten des Stators durch den Umrichter

# 6 Zusammenfassung der Ergebnisse

Weil die Eigenschaften des Motors, parasitären Kapazitäten, des Umrichters und die Reflexionen des Kabels in der Form des Stroms eine große Rolle spielen, lassen sich die entwickelte Spulen schwer beurteilen. Der Strom des Motors bei der Testspannung hat keine saubere dreieckige Form, sonder weist in der Ecken Störungen auf. Aus diesem Grund müssen die von den Spulen gelesenen Signale stark gefiltert werden, was in der Dynamik der Signalantwort der Spule eine große Wirkung hat. Die Signalantwort wird langsamer und es lassen sich die verschiedenen Arten von Spulen nicht korrekt bewerten.

Was die Ergebnisse zeigen ist, dass sowohl die entwickelten Rogowski Spulen als auch die entwickelten coaxial transforner für die Messung der Ableitung des Stromes geeignet sind. Es ist auch sichtbar, dass, je mehr Wicklungen in der Rogowski Spule sind beziehungsweiser je länger des Kabels des coaxial transformers, desto langsamer ist das Antwortsignal und desto höher ist das erste Überschwingen.

Die Messungen der Ableitung des Stromes mit der Rogowski Spule wurden mit Spulen mit und ohne Schirm durchgeführt. Die gemessenen Ergebnisse zeigen keinen Unterschied.

In Bezug auf die Schaltungskonfigurationen, Elektrometer und Differenzialverstärker, weisen beiden eine gute Signalantwort auf.

# Literaturverzeichnis

[1] Thomas Michael Wolbank, Juergen L. Machl und Hans Hauser, Closed-Loop Compensating Sensors Versus New Current Dereivative Sensors for Shaft-Sensorless Control of Inverter Fed Induction Machines, IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol. 53, NO. 4, august 2004

[2] Manfred Schrödl, Sensorless Control of AC Machines al Low Speed and Sandstill Based on the “INFORM“ Method, IEEE, Institut für Elektrische Maschinen und, Technische Universität Wien

[3]C D M Oates, A J Burnett, C James, The Design of High Performance Rogowski Coils, ALSTOM Research & Technology Centre, UK, Seiten 568-573
Wenn Stromwandler am Anschlag sind, Bulletin SEV/VSE 24/25 04, Seiten 11-14

[4] Renato O. C. Lyra, Braz J. Cardoso Filho, Vinod John, und Thomas A. Lipo, Coaxial Current Transformer for Tes and Characterization of High-Power Semiconductor Devices Under Hard and Soft Switching, IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 36, NO.4, July/August 2000, Seiten 1181-1188

[5] Quan Li und Peter Wolfs, Half Bridge Dual Converter with a Coaxial Matrix Transformer, Central Queensland University

[6] Mark S. Rauls, Donald W. Nowotny, Design Considerations for High-Frequency Coaxial Winding Power Transformers, IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 29, NO. 2, March/April 1993, Seiten 375-381

[7] Joachim Holtz, Jorge Juliet, Sensorless Acquisition of the Rotor Position Angle of Induction Motors with Arbitrary Stator Windings, Maschines and Drives Group University of Wuppertal, Departamento de Electricidad Universidad Federico Santa Maria

[8] Jürgen L. Machl, Optimizing Pulse Pattern and Signal for Injection Based Sensorless Control Methods of Induction Machine Drives, Dissertation, Institut für Elektrische Maschinen und Antriebe, Technische Universität Wien

[9] Hans Sutaner, Das Spulenbuch, Franzis Verlag München 1967

[10] Wolfgang Georgi, Ergun Metin, Einführung in LabVIEW, Fachbuchverlag Leipzig 2007, ISBN 978-3-446-41109-8

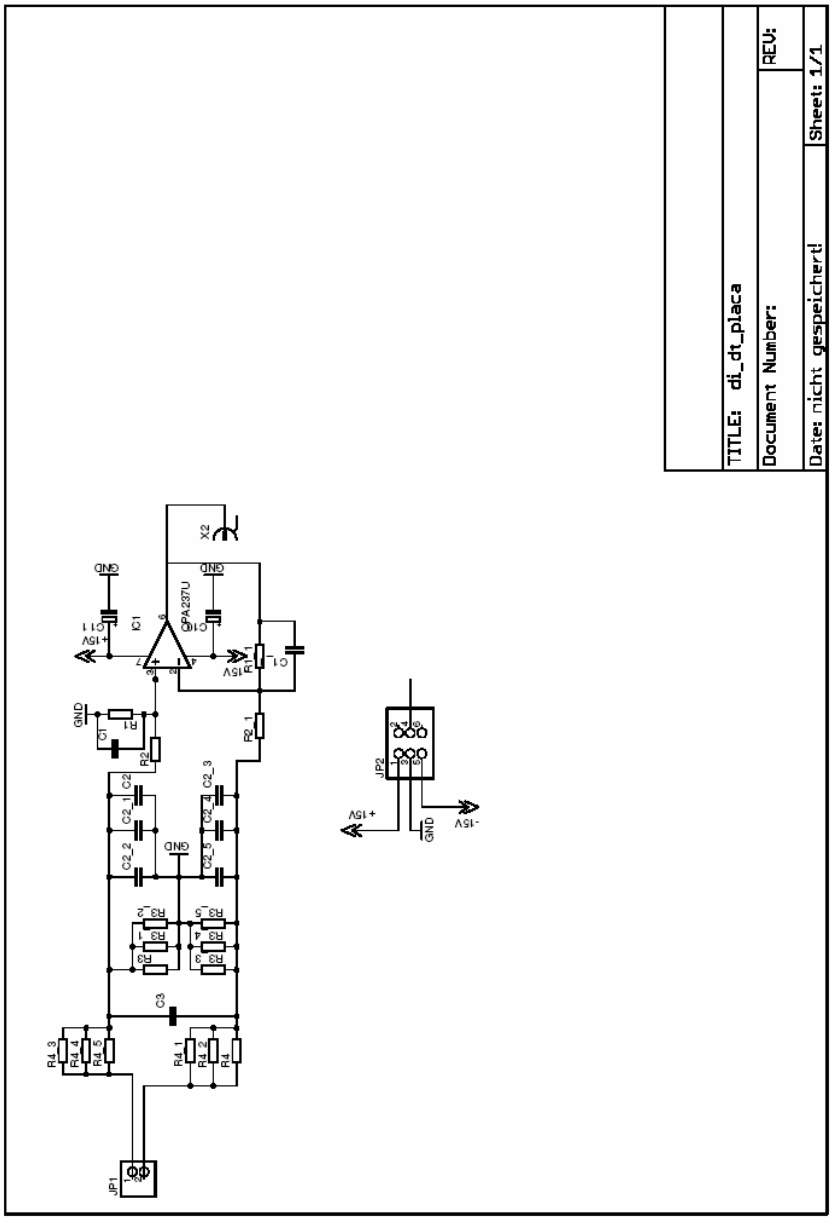
[11] Chiping Sun, Nasser H. Kutkut, D. W. Novotny, D. M. Divan, General Equivalent Circuit of a Multi-Winding Co-Axial Winding Transformer, Departament of Electrical an Computer Engineering University of Wisconsin-Madison

[12] Deepakraj M. Divan, Donald W. Novotny, Principal Investigators, High Temperature Co-Axial Winding Transformers, University of Wisconsin-Madison, Departament of Electrical and Computer Engineering Madison, May 1992-Februar 1993

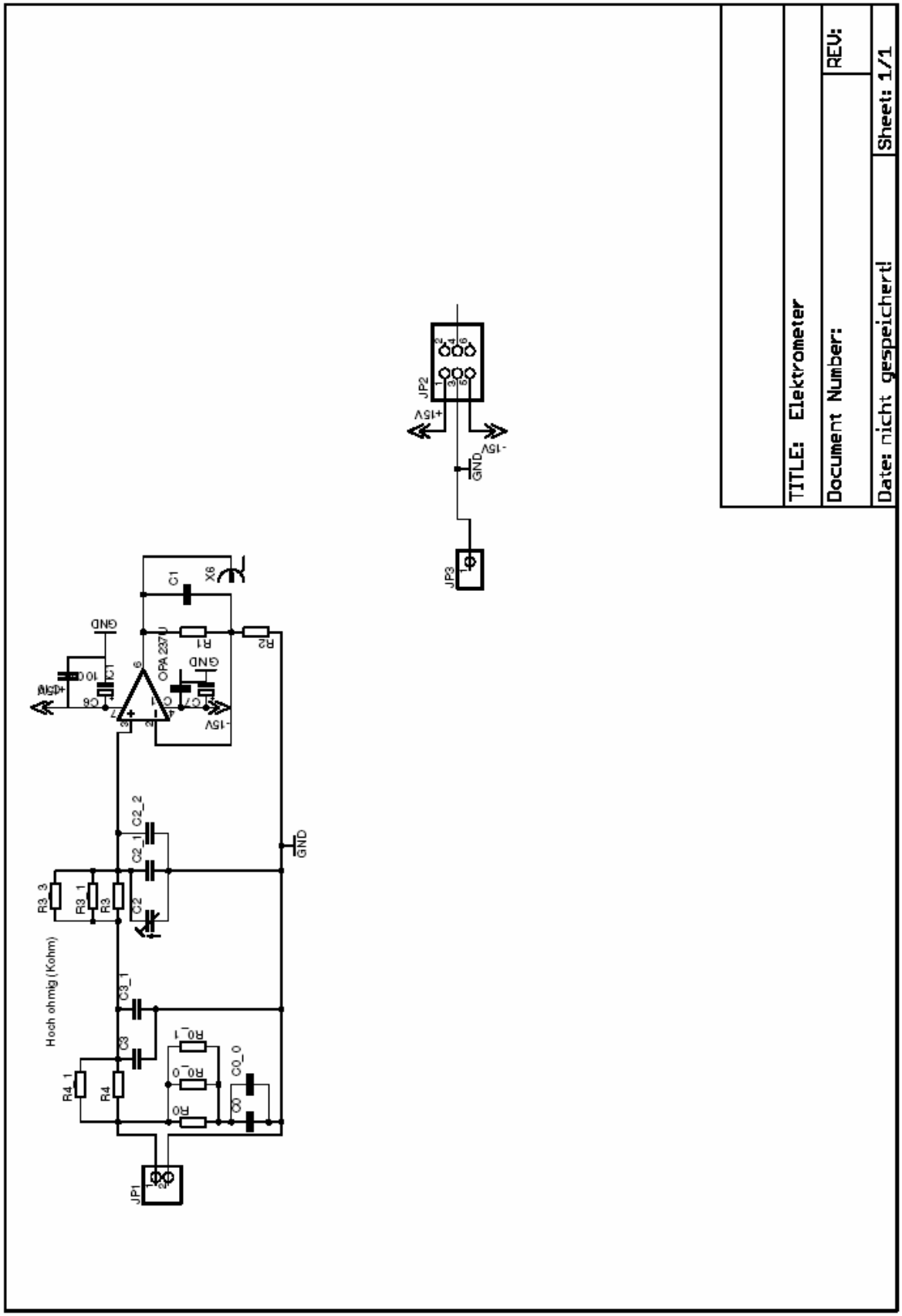
[13] Wenn Stromwandler am Anschlag sind, Bulletin SEV/VSE 24/25 04

# Anhang: Schaltungen

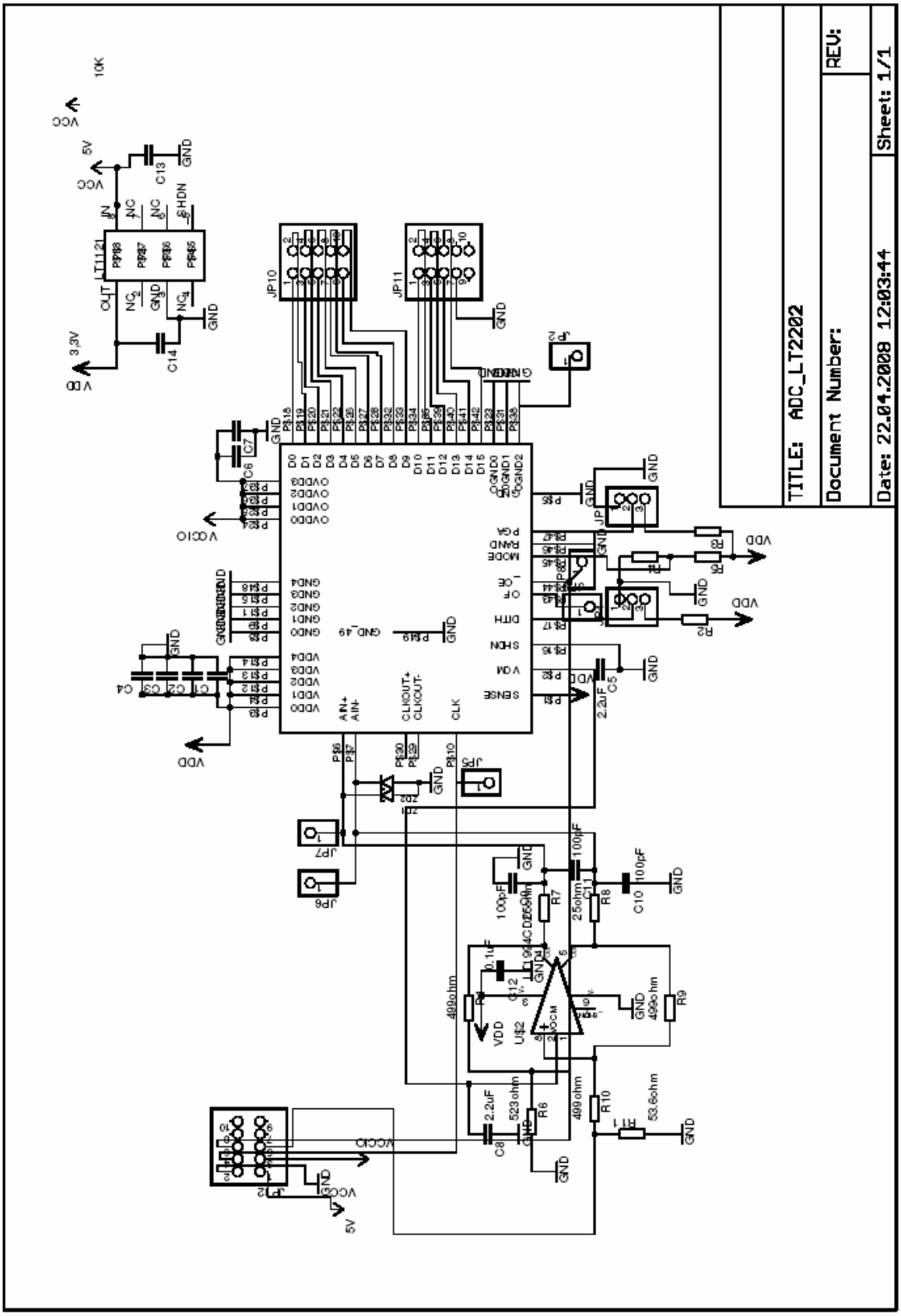
Differenzverstärker:



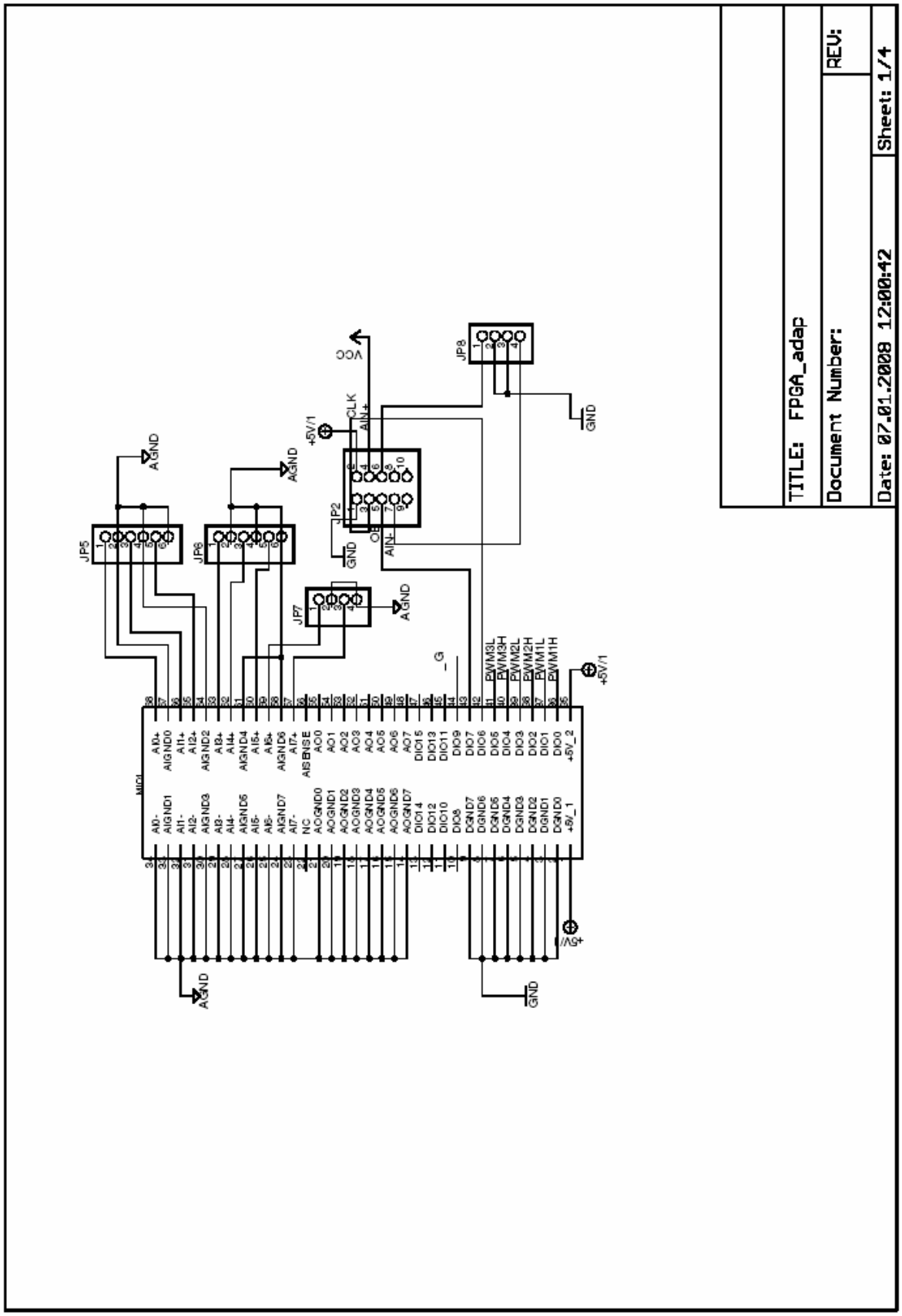
Elektrometer:



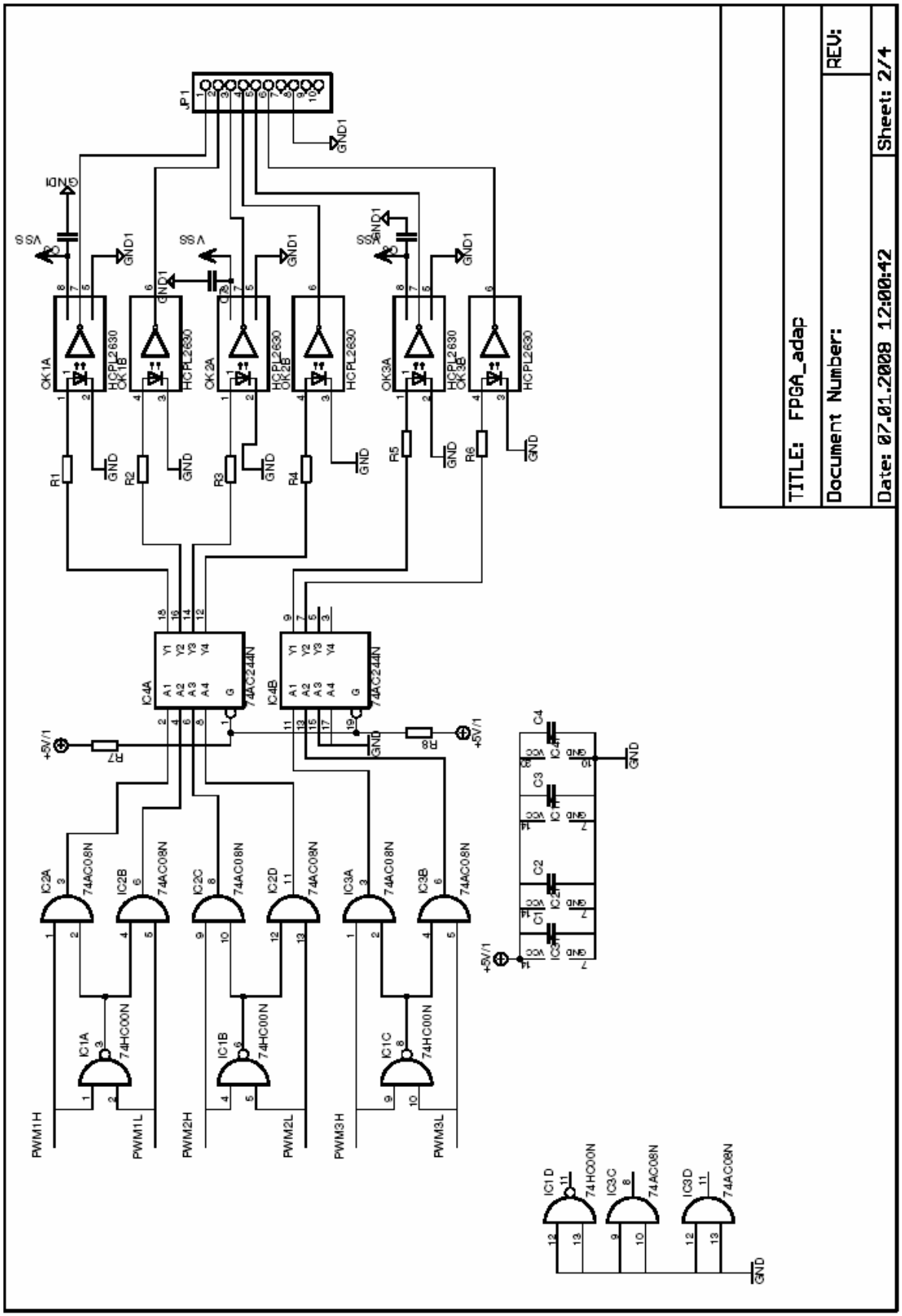
AD-Konverter:



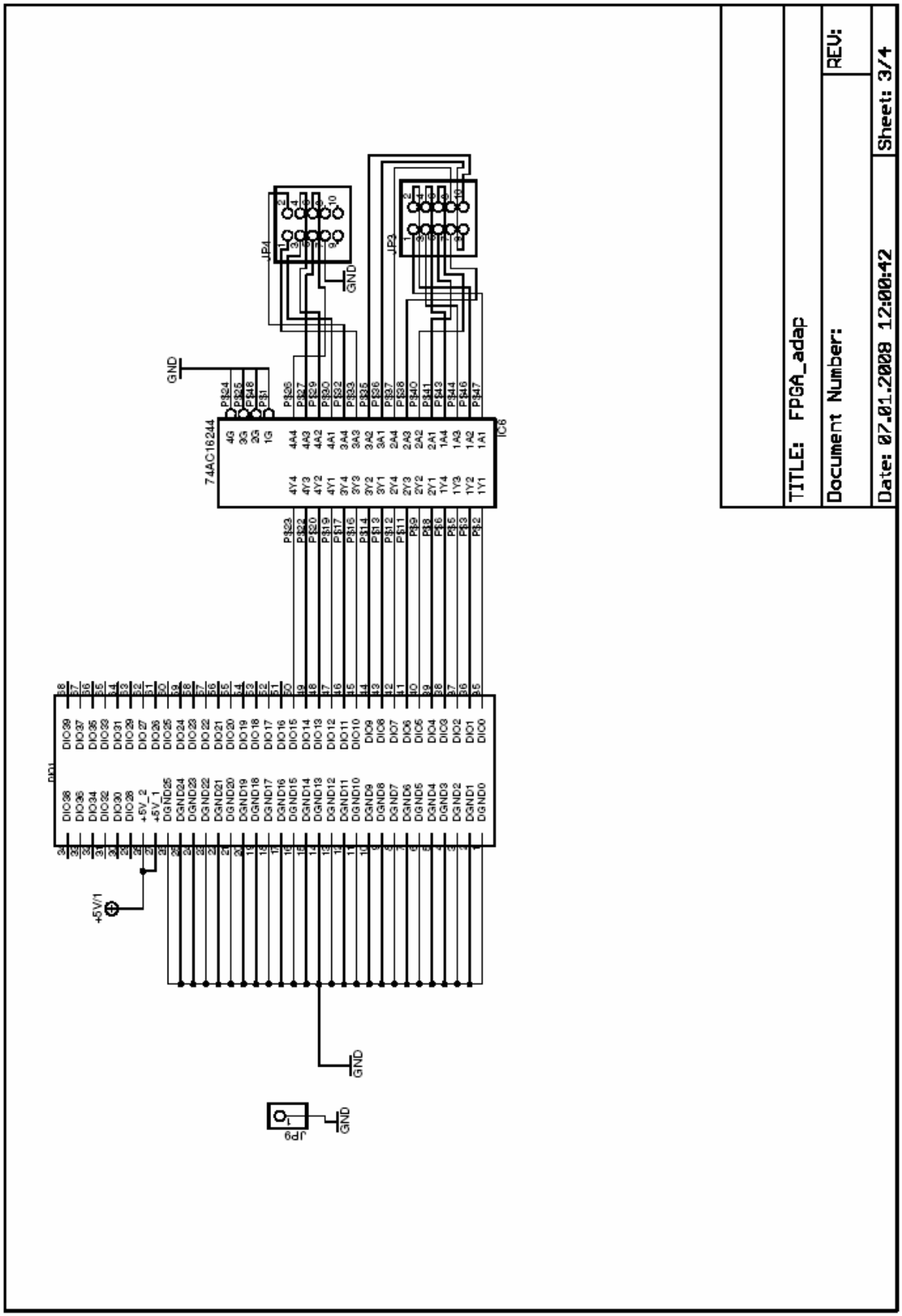
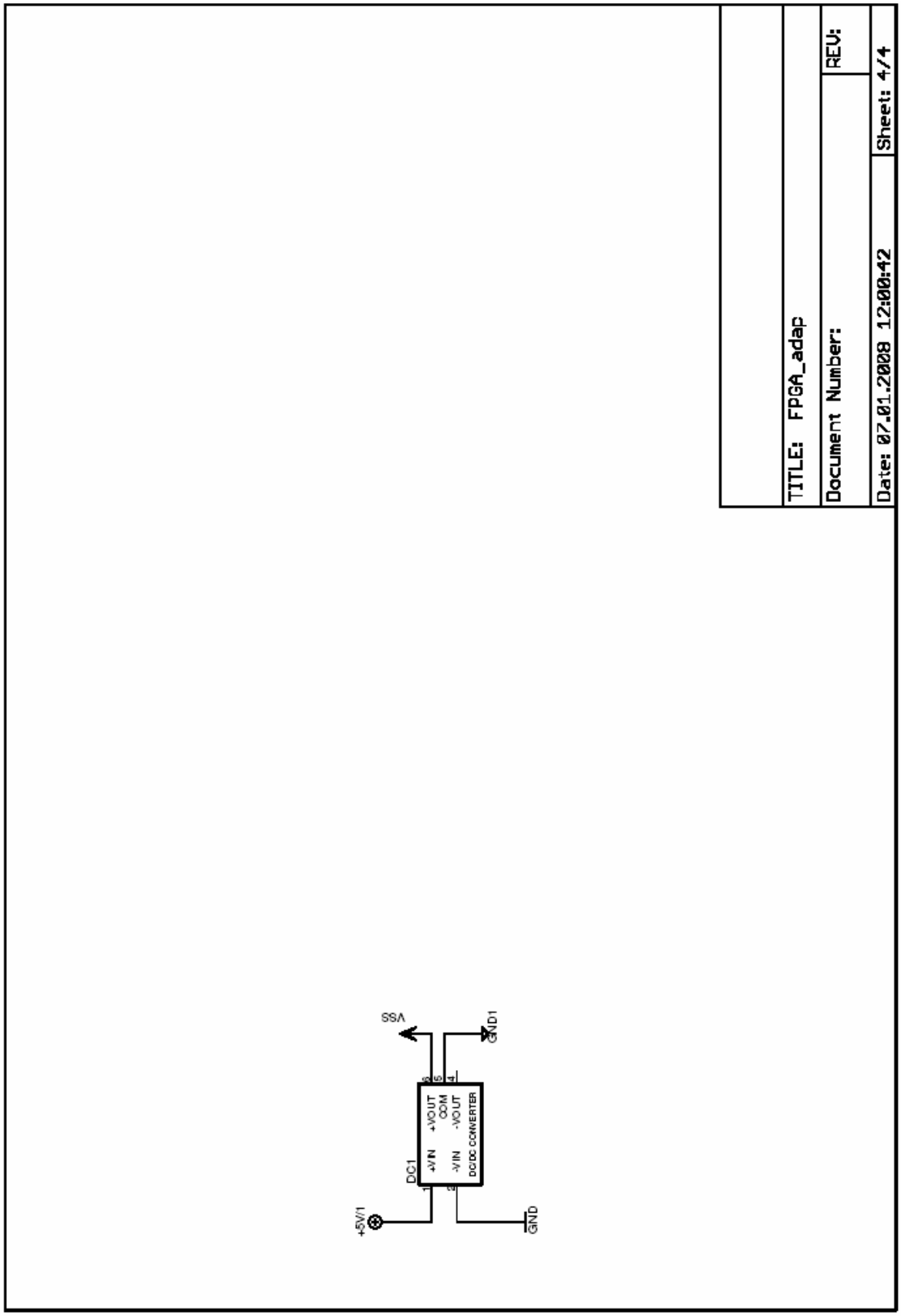
Verbindung FPGA-Umrichter 1/4:



Verbindung FPGA-Umrichter 2/4:



Verbindung FPGA-Umrichter 3/4:



Verbindung FPGA-Umrichter 4/4: