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

Auswertelektronik für einen Schwingquarz-Viskositätssensor mit Kompensation der parasitären Komponenten

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines

Diplom-Ingenieurs

unter der Leitung von

Ao. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Bernhard Jakoby
E366 Institut für Sensor- und Aktuatorsysteme (ISAS)

eingereicht an der

Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

Christian Riesch
0025712
Unterrainweg 32, 6706 Bürs

Wien, im September 2005

Meinen Eltern Doris und Herbert

Kurzbeschreibung

Im Rahmen der vorliegenden Diplomarbeit wurde ein Viskositätsmeßgerät mit einem Schwingquarz-Sensor entwickelt und aufgebaut.

Im Gegensatz zu konventionellen Oszillatorschaltungen, die den Schwingquarz als frequenzbestimmendes Element verwenden, wird der Sensor dabei von einem zusätzlich aufgebauten Oszillator gespeist, was die Messung von sehr viskosen Flüssigkeiten, die zu einer starken Dämpfung des Resonators führen, erlaubt. Weiters ermöglicht das verwendete Auswertverfahren die aktive Kompensation der parasitären Kapazität des Sensors sowie eines parallelen Leitwertes für die Analyse leitfähiger Proben.

Es werden die Grundlagen der Messung mit Schwingquarzen und darauf aufbauend verschiedene Auswertverfahren erklärt. Es folgt eine detaillierte Beschreibung der entwickelten Meßschaltung sowie der Firmware für den verwendeten Microcontroller. Abschließend wird in einer Reihe von Messungen die Funktionsfähigkeit der Schaltung demonstriert. Als Resultat erhält man einen Zahlenwert, der sich umgekehrt proportional zum Viskositäts-Dichte-Produkt der untersuchten Flüssigkeit verhält.

Abstract

This master's thesis describes the development and design of a device for measuring the viscosity of liquids using a thickness shear-mode (TSM) resonator.

In contrast to conventional oscillator circuits, which use the resonator as the frequency determining component, the sensor in this circuit is externally fed by an additional oscillator, enabling measurements in highly viscous fluids which lead to a high device damping. Furthermore, the readout circuit allows for compensation of the sensor's spurious capacitance as well as a parallel conductance for measurements in conductive liquids.

The basics of viscosity measurements using TSM resonators, and different readout circuits are presented, followed by a detailed description of the readout circuit and the firmware for the microcontroller used in the device. Finally, a series of measurements demonstrate the operability of the circuit. The measurement results thus obtained are inversely proportional to the examined liquid's viscosity-density-product.

Vorwort

Für ihre Unterstützung bei der Erstellung dieser Arbeit möchte ich mehreren Personen danken. Dipl.-Ing. (FH) Jochen Kuntner stand mir bei der Durchführung der Viskositätsmessungen mit Rat und Tat zur Seite. Mein Bruder Michael Riesch entwickelte ein Computerprogramm zur einfachen Übertragung der Meßdaten auf einen PC, was die Messung kompletter Resonanzkurven deutlich beschleunigte und vereinfachte. Franz Mehofer hat die erste Fassung der Arbeit gelesen und mir wertvolle Hinweise gegeben. Mein Vater Herbert Riesch und Mag. Carmen Konzett sahen den Text auf Rechtschreib- und Grammatikfehler durch.

Für die hervorragende Betreuung der Diplomarbeit und die interessante Aufgabenstellung bedanke ich mich bei Univ. Prof. Bernhard Jakoby, der mir jederzeit für Fragen zur Verfügung stand.

Ganz besonderer Dank gilt meinen Eltern Doris und Herbert Riesch, die mich zu meiner Ausbildung ermutigt und mein Studium ermöglicht und finanziert haben.

Wien, im September 2005

Inhaltsverzeichnis

Kurzbeschreibung **ii**

Abstract **iii**

Vorwort **iv**

Abbildungsverzeichnis **vii**

Tabellenverzeichnis **ix**

Abkürzungsverzeichnis **x**

1 Grundlagen **1**
1.1 Viskosität 1
1.2 Thickness Shear-Mode (TSM) Resonatoren 3
1.2.1 Piezoeffekt 3
1.2.2 Viskositätsmessung mit TSM Resonatoren 5

2 Meßverfahren **9**
2.1 Bestimmung von R_0 mit einem Synchrongleichrichter 10
2.2 Kompensation der Parallelkapazität C_0 12
2.3 Erweiterung zur Kompensation von Leitwerten 15

3 Schaltungsbeschreibung **19**
3.1 Oszillatoren 19
3.2 Spannungsgesteuerte Verstärker 22
3.3 Transimpedanzverstärker 24
3.4 Aktiver Gleichrichter 27
3.5 4 MHz-Bandpaß 30
3.6 Synchrongleichrichter 31
3.7 Kompensationsregelung 33
3.8 Microcontroller 36

3.9 Stromversorgung 39
3.10 Abgleich der Schaltung 39

4 μC Firmware 41
4.1 Programmierung des ATMega32 41
4.2 Beschreibung der Firmware 43
4.2.1 Automatische Messung 44
4.2.2 Messung der Resonanzkurve 48
4.3 Bedienungsanleitung 51

5 Meßergebnisse 58
5.1 Vergleich Labormethode – Auswertelektronik 58
5.2 Vergleich der Messungen mit klassischer Viskositätsmessung . 60
5.3 Messung der Resonanzkurven 62
5.4 Kompensation der parasitären Komponenten 63

6 Zusammenfassung und Ausblick 65

A Schaltpläne 67

B Leiterplattenlayout 75

C Pinbelegungen der Steckverbindungen 80

D Fotos des Prototyps 84

E Inhalt der beiliegenden CD-ROM 88

Literatur 89

Abbildungsverzeichnis

1.1 Dynamische Viskosität einer Flüssigkeit 2
1.2 Illustration des Piezoeffekts 3
1.3 Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes 5
1.4 Bodediagramm der Admittanz eines Schwingquarzes 6
1.5 Ortskurve der Admittanz eines Schwingquarzes 6
1.6 TSM Resonator, Scherbewegung 7
1.7 Ersatzschaltbild des Schwingquarzes in einer Flüssigkeit 7

2.1 Grundprinzip der Viskositätsmessung 10
2.2 Kompensation von C_0 13
2.3 Ersatzschaltbild des TSM-Resonators in einer leitfähigen Flüssigkeit 15
2.4 Ortskurve des TSM-Resonators in einer leitfähigen Flüssigkeit 16
2.5 Blockschaltbild der Auswertelektronik 17

3.1 Colpitts-Oszillator 20
3.2 VCO Kennlinie 21
3.3 Zusammenhang zwischen DAC-Wert x und U_D 22
3.4 Blockschaltbild des Vierquadrantenmultiplizierers AD835 . . . 23
3.5 Transimpedanzverstärker 24
3.6 Einfluß der Eingangskapazität beim OPV 25
3.7 Kompensation der Kabelkapazität 26
3.8 Aktiver Gleichrichter 28
3.9 Begrenzung des Stromes durch die Schutzdioden des μC . . . 29
3.10 4 MHz-Bandpaß 30
3.11 Funktionsweise des Synchrongleichrichters 31
3.12 MC1496, innerer Aufbau 32
3.13 Geschlossener Regelkreis für die Kompensation von R_0 34
3.14 Sprungantwort der Regelstrecke 35
3.15 PI-Regler 35
3.16 Blockschaltbild der Microcontroller-Schaltung 36

4.1 Algorithmus zur Bestimmung des Maximums der Resonanzkurve 45
4.2 Gründe für den Abbruch der Messung 47
4.3 Aufbau der Datensätze 50
4.4 Frontplatte des Viskositätsmeßgerätes 51
4.5 Programm zur Kommunikation mit dem Viskositätsmeßgerät . 56
4.6 Speichern der Meßdaten 56

5.1 Messung verschiedener Ölproben 59
5.2 Kegel-Platte-Rheometer 60
5.3 Vergleich mit klassischer Messung 61
5.4 Messung der Resonanzkurven dreier Proben 62
5.5 Messungen mit verschiedenen R_0 63
5.6 Messungen mit verschiedenen C_0' 64

Tabellenverzeichnis

3.1 Abschätzung der benötigten Stromversorgung 39

4.1 Auflistung und Beschreibung der Firmwaremodule 44
4.2 Schnittstellenparameter für die Kommunikation mit dem PC . 48

C.1 ICSP Schnittstelle für das Elnec T51Prog Programmiergerät . 80
C.2 Steckverbindung LCD Display 81
C.3 Pinbelegung JTAG-Interface 81
C.4 Steckverbindung Taster und LEDs 82
C.5 Steckverbindung zwischen Analog- und μC-Platine 83

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
ADC	Analog Digital Converter
CSV	Comma Separated Values
DAC	Digital Analog Converter
DIL	Dual In-Line
ICSP	In-Circuit Serial Programming
IDE	Integrated Development Environment
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
JTAG	Joint Test Action Group
LED	Light-Emitting Diode
μC, uC	Microcontroller
n/c	not connected
OPV	Operationsverstärker
PLL	Phase-Locked Loop
SPI	Serial Peripheral Interface
TSM	Thickness Shear-Mode
VCA	Voltage Controlled Amplifier
VCO	Voltage Controlled Oscillator

Kapitel 1

Grundlagen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der Viskositätsmessung mit Schwingquarzen erklärt.

1.1 Viskosität

Unter der Viskosität[1] (Zähigkeit) versteht man eine Stoffeigenschaft, die den Zusammenhang zwischen mechanischen Spannungen und den resultierenden Formänderungsgeschwindigkeiten von festen Stoffen, Flüssigkeiten und Gasen beschreibt [Fasching, 1994, Seite 202ff].

In Abb. 1.1 ist ein zähes Medium dargestellt, das sich zwischen einer feststehenden und einer beweglichen Platte mit der Fläche A befindet. Um die bewegliche Platte mit einer konstanten Geschwindigkeit u bewegen zu können, ist aufgrund der inneren Reibung des zähen Mediums eine Schubkraft $\vec{F}$ erforderlich, die in horizontaler Richtung auf die Platte wirkt. Dem zähen Medium wird dabei ein Geschwindigkeitsgefälle $du(y)/dy$ aufgeprägt. Als dynamische Viskosität η bezeichnet man den Proportionalfaktor zwischen

[1] spätlat. *viscosus*: voll Leim, klebrig (Duden [2004])

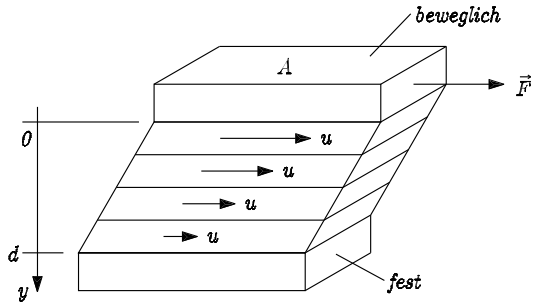


Abbildung 1.1: Dynamische Viskosität einer Flüssigkeit. Quelle: Tipler [1995]

F/A und $du(y)/dy$. Für viele Flüssigkeiten sowie für laminar strömende Gase gilt dabei der Newtonsche Ansatz

$$\frac{F}{A} = \eta \frac{du}{dy} \tag{1.1}$$

mit $\eta = const$. Je größer die Zähigkeit des Mediums ist, desto größere Schubkräfte sind also für ein gewünschtes Gefälle notwendig. Die Kraft, die zum Bewegen der Platte mit einer Geschwindigkeit $u(y = 0)$ notwendig ist, ergibt sich durch Integration von Gl. (1.1) zu

$$F = \eta \frac{uA}{d}. \tag{1.2}$$

Die dynamische Viskosität ist eine Stoffkonstante, die von Temperatur und Druck abhängt.

Als Einheit für η ergibt sich aus Gl. (1.2)

$$[\eta] = \frac{\mathrm{Ns}}{\mathrm{m}^2} = \mathrm{Pa} \cdot \mathrm{s}, \tag{1.3}$$

also Pascal-Sekunden. Eine ältere Einheit aus dem CMS-System ist das Poise[2] (P), wobei $1\,\mathrm{P} = 0{,}1\,\mathrm{Pa} \cdot \mathrm{s}$ sind.

[2]Jean Louis Marie Poiseuille, 1797–1869, frz. Mediziner und Physiker

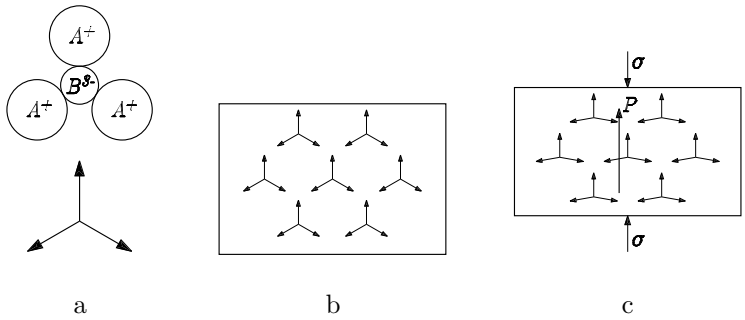


Abbildung 1.2: Illustration des Piezoeffekts. a Ionengruppe $A_3^+B^{---}$ und zugehörige Dipolmomente. b nicht deformierter Kristall, Dipolmomente heben sich auf, $P = 0$. c durch mechanische Spannung $\sigma \neq 0$ deformierter Kristall, resultierende Polarisation $\vec{P}$. Quelle: [Fasching, 1994, Abb. 13.19]

1.2 Thickness Shear-Mode (TSM) Resonatoren

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde eine Auswertelektronik für einen TSM Resonator entwickelt und aufgebaut. In diesem Abschnitt soll daher das Grundprinzip dieses Sensors beschrieben werden.

1.2.1 Piezoeffekt

Der im Jahre 1880 von den Brüdern Jacques und Pierre Curie[3] entdeckte piezoelektrische Effekt ist eine Eigenschaft bestimmter dielektrischer Kristalle. Man versteht darunter die Erscheinung, daß sich in diesen durch eine mechanische Spannung eine elektrische Polarisation erzeugen läßt und umgekehrt [Fasching, 1994, Seite 359]. Der Grund liegt im fehlenden Symmetriezentrum dieser Kristalle, eine Deformation führt hier zu einer elektrischen Polarisation oder zur Änderung einer bestehenden in Betrag und Orientierung.

[3]Pierre Curie (1859–1906), Jacques Curie (1856–1941), frz. Physiker

Abbildung 1.2a zeigt eine Ionengruppe $A_3^+ \cdot B^{---}$. Die Dipolmomente, die in der Abbildung als Pfeile eingezeichnet sind, heben sich für den nicht deformierten Kristall in Abb. 1.2b genau auf, die resultierende Polarisation ist $P = 0$. Wirkt auf den Kristall nun eine mechanische Spannung σ ein, so daß er sich deformiert, werden die Ionengruppen verzerrt, die Dipolmomente heben sich nun nicht mehr auf, es entsteht insgesamt eine Polarisation $\vec{P}$ (Abb. 1.2c).

Umgekehrt funktioniert der inverse piezoelektrische Effekt. Wird der Kristall in ein elektrisches Feld gebracht, drehen sich die Dipolmomente zu einem gewissen Grad in Feldrichtung, was einer mechanischen Deformation des gesamten Kristalles entspricht.

Piezoelektrische Materialien können somit als elektromechanische Wandler eingesetzt werden. Beim Schwingquarz, wie er häufig in der Nachrichtentechnik eingesetzt wird, zeigen sich bei einer mechanischen Schwingungsanregung ausgeprägte und scharfe Resonanzfrequenzen, wenn ein Vielfaches der im Quarz auftretenden halben Wellenlänge genau der Kristallänge entspricht. Wird der Quarz an zwei gegenüberliegenden Seiten mit Elektroden versehen, erreicht man eine Kopplung dieser mechanischen Schwingungen mit elektrischen Schwingungen über den Piezoeffekt. Elektrisch anregen lassen sich so jedoch nur die Grundschwingung sowie ihre ungeradzahligen Vielfachen, da bei den geradzahligen Vielfachen die beiden Elektroden gleichpolig wären [Neubig und Briese, 1997]. Das so entstehende Bauelement verhält sich nun wie ein Serienschwingkreis sehr hoher Güte.

Dieses Verhalten zeigt sich auch im Ersatzschaltbild des Quarzes (Abb. 1.3). In der Umgebung der Resonanzfrequenz wird er durch einen Serienschwingkreis, bestehend aus R_1, L_1 und C_1, repräsentiert. Allerdings wirkt das Quarzplättchen als Dielektrikum zusammen mit den beiden Elektroden

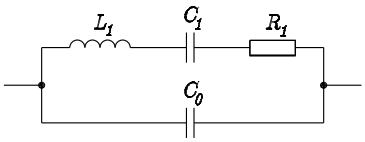


Abbildung 1.3: Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes

auch kapazitiv, das Ersatzschaltbild enthält daher noch eine parallel zum Schwingkreis liegende Kapazität C_0. Typische Werte für die Ersatzgrößen liegen im Bereich einiger zehn Ohm für R_1, C_1 bewegt sich im fF-Bereich, L_1 liegt bei etwa 60 mH, C_0 bei einigen pF.

Die Admittanz des Quarzes kann dann nach Abb. 1.3 einfach als

$$\underline{Y}(j\omega) = G + jB = \frac{1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_1} + j\omega C_0 \tag{1.4}$$

angeschrieben werden. Betrag und Phase von $\underline{Y}(j\omega)$ sind in Abb. 1.4 dargestellt. Es zeigen sich zwei Resonanzerscheinungen bei ω_s und ω_p. ω_s ist dabei die Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises in Abb. 1.3, während ω_p durch die zusätzliche Kapazität C_0 entsteht. Gl. (1.4) ist als Ortskurve in Abb. 1.5 dargestellt.

1.2.2 Viskositätsmessung mit TSM Resonatoren

In Martin et al. [1994] wird die Messung der Viskosität und/oder der Dichte von Flüssigkeiten mit Hilfe von Schwingquarzen beschrieben. Dabei wird ein Schwingquarz (Abb. 1.6a) in die Flüssigkeit getaucht und zum Schwingen gebracht. Der dabei verwendete Quarz im AT-Schnitt vollführt eine Scherbewegung. Gemäß des in Abschnitt 1.1 beschriebenen Verhaltens kommt es zu einem Mitschleppeffekt (Abb. 1.6b). Der Flüssigkeit, in die der Quarz eingetaucht ist, wird ein Geschwindigkeitsgefälle aufgeprägt, in der Flüssigkeit breitet sich eine Scherwelle aus, wodurch die Schwingung des Quarzes

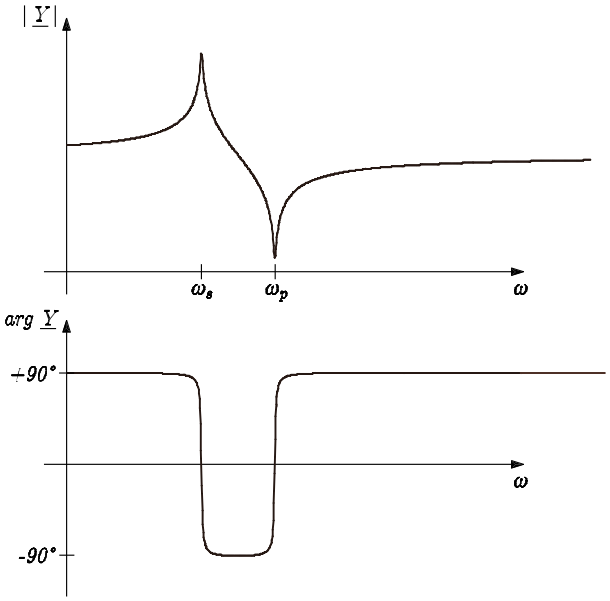


Abbildung 1.4: Bodediagramm der Admittanz eines Schwingquarzes, Gl. (1.4)

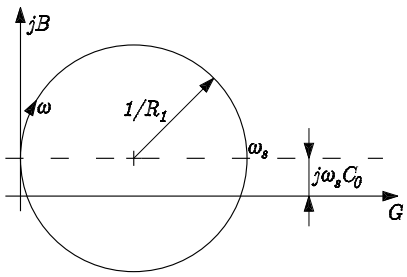
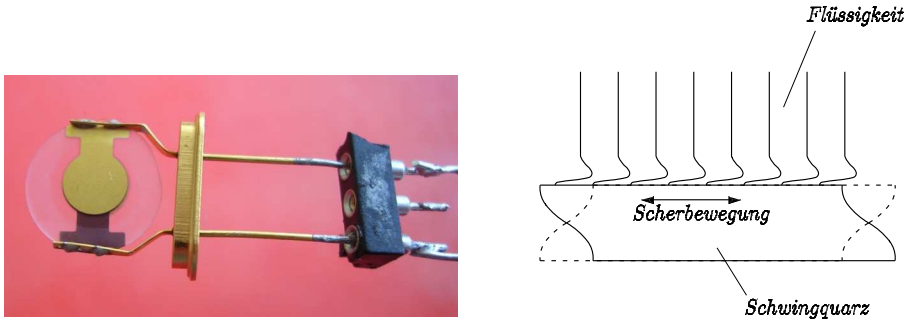


Abbildung 1.5: Ortskurve der Admittanz $\underline{Y}(j\omega)$ eines Schwingquarzes laut Gl. (1.4)



a b

Abbildung 1.6: a Der verwendete TSM Resonator. b Scherbewegung des Resonators in einer Flüssigkeit [Kuntner et al., 2005].

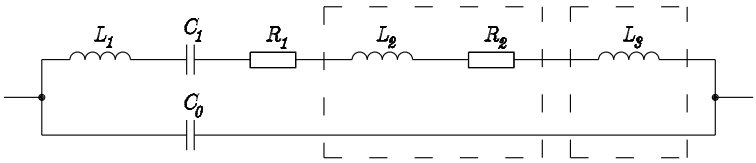


Abbildung 1.7: Ersatzschaltbild des Schwingquarzes in einer Flüssigkeit. Wo in dieser Arbeit nicht explizit angegeben, wird L_3 gleich 0 gesetzt.

gedämpft wird. Im Ersatzschaltbild des Quarzes kann diese Wechselwirkung zwischen dem Quarz und der Flüssigkeit durch eine zusätzliche Induktivität L_2 und einen zusätzlichen Dämpfungswiderstand R_2 berücksichtigt werden. Diese sind für Newtonsche Flüssigkeiten mit der dynamischen Viskosität η und der Dichte ρ näherungsweise über die Beziehung

$$R_2 = \omega_s L_2 \sim \sqrt{\rho\eta} \tag{1.5}$$

verknüpft [Martin et al., 1994, Gl. (8)].

Ein weiterer Effekt entsteht durch eine Massenbeladung der Quarzoberfläche (beispielsweise durch Verschmutzung). Eine solche bringt keine weiteren Verluste mit sich, führt jedoch zu einer Abnahme der Schwingfrequenz des Sensors und läßt sich somit durch eine weitere Induktivität L_3 im Ersatz-

schaltbild (Abb. 1.7) berücksichtigen. In den folgenden Ausführungen wird jedoch L_3 gleich 0 gesetzt.

Das Eintauchen des Quarzes in eine Flüssigkeit beeinflußt somit sowohl die Resonanzfrequenz des Schwingkreises

$$\omega_s = 2\pi f_s = \frac{1}{\sqrt{C_1 L_{ges}}} = \frac{1}{\sqrt{C_1(L_1 + L_2)}} \tag{1.6}$$

als auch die Schwingkreisgüte

$$Q = \frac{1}{R_{ges}}\sqrt{\frac{L_{ges}}{C_1}} = \frac{1}{R_1 + R_2}\sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1}}. \tag{1.7}$$

Beide Größen lassen sich damit zur Messung des Viskositäts-Dichte-Produktes $\rho\eta$ der Flüssigkeit einsetzen. Für viele Anwendungen ändert sich jedoch die Dichte ρ nur sehr schwach, $\rho\eta$ kann damit zur Messung der Viskosität verwendet werden.

Kapitel 2

Meßverfahren

Um die Viskosität der Flüssigkeit mit dem in Abschnitt 1.2.2 beschriebenen Sensor zu bestimmen, wird in Martin et al. [1994] eine Oszillatorschaltung angegeben, bei der der Sensor das frequenzbestimmende Element ist. Der Oszillator ist mit einem regelbaren Verstärker aufgebaut, mit dem die Ausgangsamplitude auf einen bestimmten Wert geregelt wird. Dazu muß der Verstärker genau die Dämpfung $1/Q$ durch den Quarz kompensieren, die ja nach Gl. (1.7) ein Maß für die Viskosität ist. Sie kann somit über die notwendige Verstärkung bestimmt werden. Probleme gibt es bei diesen Verfahren jedoch bei Flüssigkeiten mit hoher Viskosität. Hier wird der Widerstand R_2 des Ersatzschaltbildes (Abb. 1.7) sehr groß, wodurch der Radius des Kreises in der Ortskurve von $\underline{Y}$ (vgl. Abb. 1.5) immer kleiner wird, bis schließlich der für das Funktionieren des Oszillators notwendige Nulldurchgang des Phasenwinkels der Admittanz, $\arg \underline{Y}$, verschwindet. Auch die Resonanzspitze ist nicht mehr so ausgeprägt, die Resonator-Admittanz wird von C_0 dominiert. Es sind somit andere Verfahren zur Messung der durch die Flüssigkeit verursachten Dämpfung notwendig.

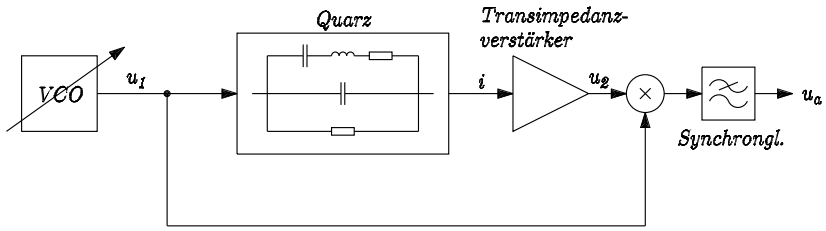


Abbildung 2.1: Grundprinzip der Viskositätsmessung nach [Jakoby et al., 2005], [Art, 2003] mit VCO, TSM-Resonator (Quarz), Transimpedanzverstärker und Synchrongleichrichter

2.1 Bestimmung von R_0 mit einem Synchrongleichrichter

Ein Meßverfahren, das in Jakoby et al. [2005] vorgestellt und im Rahmen einer Diplomarbeit [Art, 2003] realisiert wurde, vermeidet das zuvor beschriebene Problem, indem der Schwingquarz von einer getrennt aufzubauenden Wechselspannungsquelle gespeist wird (Abb. 2.1). Die Spannung am Quarz beträgt somit

$$u_1(t) = \hat{u}_1 \cos(2\pi f_1 t) = \Re\left\{\underline{U}_1 e^{j2\pi f_1 t}\right\}. \tag{2.1}$$

Es stellt sich ein Strom

$$\underline{I} = \underline{U}_1 \cdot \underline{Y} \tag{2.2}$$

ein, wobei $\underline{Y}$ die Quarzadmittanz ist, die sich nach Abb. 1.7 zu

$$\underline{Y}(j\omega) = \frac{1}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_1}} + j\omega C_0 \tag{2.3}$$

ergibt.

Entspricht die Frequenz f_1 der Signalquelle genau der Serienresonanzfrequenz f_s des Sensors laut Gl. (1.6), heben sich Impedanzen von $(L_1 + L_2)$ und C_1 genau auf, das Ersatzschaltbild des Quarzes (Abb. 1.7) wird auf eine Parallelschaltung von $(R_1 + R_2)$ und C_0 reduziert. Der Strom durch den

Quarz wird damit

$$i(t) = \hat{u}_1 \left[\frac{1}{R_1 + R_2} \cos(2\pi f_1 t) + 2\pi f_1 C_0 \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{\pi}{2}\right) \right] \tag{2.4}$$

bzw. in komplexer Schreibweise

$$\underline{I} = \underline{U_1} \left(\frac{1}{R_1 + R_2} + j\omega_1 C_0 \right). \tag{2.5}$$

Er besteht somit aus einem reellen Anteil, dessen Amplitude von R_2 – und damit von der Viskosität der Flüssigkeit – abhängt und gleiche Phasenlage wie die angelegte Spannung besitzt, sowie einem komplexen von C_0 abhängigen Anteil, der zur an den Sensor angelegten Spannung eine Phasenverschiebung von 90° aufweist. Die Bestimmung der Viskosität geschieht über die Messung des reellen Anteils von $\underline{I}$. Dafür wird ein Synchrongleichrichter verwendet, dessen Funktionsweise nun beschrieben wird: Der Strom durch den Quarz wird mit einem Transimpedanzverstärker mit der Verstärkung (Transimpedanz) R gemessen und dessen Ausgangsspannung

$$u_2(t) = i(t) \cdot R = \hat{u}_2 \cos(2\pi f_1 t + \varphi) \tag{2.6}$$

mit $u_1(t)$ multipliziert und der Mittelwert gebildet. Man erhält damit die Ausgangsspannung

$$\overline{u}_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) \cdot u_2(t) dt = \frac{1}{2} \hat{u}_1 \hat{u}_2 \cos(\varphi) = \frac{\hat{u}_1^2 R}{2(R_1 + R_2)}, \tag{2.7}$$

deren Wert nur mehr von R_2 abhängig ist (R und R_1 sind konstant) und damit ein Maß für die Viskosität darstellt.

Dabei muß die zu Beginn angegebene Bedingung $f_1 = f_s$ erfüllt sein. Aus der Funktionsweise des Synchrongleichrichters ergibt sich, daß dessen Ausgangsspannung $\overline{u}_a$ proportional zum Realanteil des Stromes durch den Quarz ist, also $\overline{u}_a \sim \Re\{\underline{I}\}$. Mit den Gln. (2.2) und (2.3) erhält man

$$\overline{u}_a \sim \Re\{\underline{I}\} \sim \Re\{\underline{Y}\} \quad = \quad \Re \left\{ \frac{(R_1 + R_2) - j\left[\omega(L_1 + L_2) - \frac{1}{\omega C_1}\right]}{(R_1 + R_2)^2 + \left[\omega(L_1 + L_2) - \frac{1}{\omega C_1}\right]^2} + j\omega C_0 \right\}$$

$$= \frac{R_1 + R_2}{(R_1 + R_2)^2 + \left[\omega(L_1 + L_2) - \frac{1}{\omega C_1}\right]^2}. \tag{2.8}$$

Es ergibt sich somit ein Maximum von $\overline{u}_a$ genau bei der Kreisfrequenz ω, bei der der Term $\omega(L_1 + L_2) - \frac{1}{\omega C_1}$ null wird, also bei

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C_1}}, \tag{2.9}$$

der Resonanzfrequenz des Schwingquarzes, siehe Gl. (1.6). Der Oszillator wird als VCO ausgeführt, und seine Frequenz mit Hilfe eines Regelkreises auf das Maximum von $\overline{u}_a(f_1)$ eingestellt, womit $f_1 = f_s$ erfüllt ist.

Aus Gl. (2.7) ergibt sich ein weiterer Vorteil. Eine Verschmutzung des Quarzes stellt eine Beladung des Quarzes mit einer Masse dar, was im Ersatzschaltbild (siehe Abschnitt 1.2.2, insbesonders Abb. 1.7) durch eine Induktivität L_3 berücksichtigt wird. Das Meßergebnis $\overline{u}_a$ bleibt davon jedoch unbeeinflußt, somit ist die Messung mittels dieses Verfahrens robust gegen Verschmutzungen.

2.2 Kompensation der Parallelkapazität C_0

Ein anderer Weg, um den Einfluß der Parallelkapazität C_0 zu eliminieren, wurde in Ferrari et al. [2003] beschritten. In Abb. 2.2 ist der von einer Sinusspannungsquelle gespeiste Quarz wiederum durch das Ersatzschaltbild dargestellt. Parallel dazu wird nun ein zusätzlicher Strompfad eingeführt, der aus einem Verstärker mit der einstellbaren Verstärkung v sowie einer Kapazität C_{komp} besteht, die vom Strom

$$\underline{I}_{C_{komp}} = v \cdot \underline{U_1} \cdot j\omega_1 C_{komp} \tag{2.10}$$

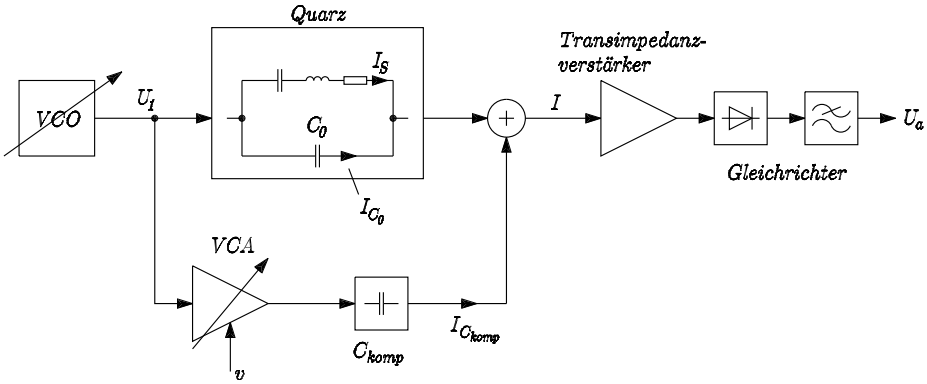


Abbildung 2.2: Blockschaltbild für die Kompensation von C_0. Der Summationspunkt ($\oplus$) repräsentiert die Addition der Ströme $I_S + I_{C_0} + I_{C_{komp}}$ am Eingang des Transimpedanzverstärkers.

durchflossen wird. Wird nun dieser Strom $\underline{I}_{C_{komp}}$ durch die Wahl eines geeigneten negativen Wertes von v so eingestellt, daß

$$\underline{I}_{C_{komp}} = -\underline{I}_{C_0} = -\underline{U}_1 \cdot j\omega_1 C_0 \tag{2.11}$$

gilt, also

$$v = -\frac{C_0}{C_{komp}}, \tag{2.12}$$

so heben sich die Ströme durch die beiden kapazitiven Zweige genau auf, der Gesamtstrom $\underline{I} = \underline{I}_S + \underline{I}_{C_0} + \underline{I}_{C_{komp}}$ entspricht nun nur mehr dem durch den Zweig C_1–L_1–R_1 fließenden Strom. Ist zusätzlich die Bedingung

$$\omega_1 = \omega_s \tag{2.13}$$

erfüllt, heben sich die Reaktanzen $1/\omega_s C_1$ und $\omega_s L_1$ auf, und es kann

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_1}{R_1 + R_2} \tag{2.14}$$

geschrieben werden, der Strom repräsentiert ein Maß für die Viskosität der Flüssigkeit.

Zur Erfüllung der Bedingung in Gl. (2.11), d. h. zur Regelung der Verstärkung v, wird eine zweite Signalquelle

$$u_2(t) = \hat{u}_2 \cos(\omega_2 t) = \Re\{\underline{U}_2 e^{j\omega_2 t}\} \tag{2.15}$$

verwendet, deren Frequenz ω_2 ausreichend weit entfernt von der Serienresonanzfrequenz ω_s ist. Für diese Frequenz stellt der Serienschwingkreis C_1–L_1–R_1 eine Unterbrechung dar, $\underline{I}_S = 0$. Somit ist die Forderung in Gl. (2.11) erfüllt, wenn bei der Frequenz ω_2

$$\underline{I}|_{\omega_2} = 0 \tag{2.16}$$

gilt. Es wird also ein Regler benötigt, der die Verstärkung v so einstellt, daß $I|_{\omega_2}$ auf null ausgeregelt wird. Im folgenden Abschnitt 2.3 wird dieses Konzept erweitert, ein Regelkreis wie der eben beschriebene ist dort in Abb. 2.5 dargestellt.

Wie schon zuvor erwähnt, muß weiters die Bedingung in Gl. (2.13) erfüllt sein. Dies kann entweder wiederum über eine Suche des Maximums des Stromes $\underline{I}(j\omega)$ erfolgen oder aber durch eine PLL-Schaltung. Da durch das eben beschriebene Verfahren der Strom durch C_0 kompensiert wird, wird die Phasenverschiebung φ zwischen $\underline{U}_1$ und $\underline{I}$ bei der Resonanzfrequenz ω_s gleich 0°. Dies ergibt sich auch bei Betrachtung der Frequenzgangsortskurve der Admittanz des Quarzes (Abb. 1.5). Durch Kompensation der Parallelkapazität C_0 wird das Zentrum des Kreises auf die reelle Achse zurückgeschoben, wodurch auch der Punkt bei ω_s auf der reellen Achse liegt, d. h. $\arg \underline{Y} = 0$.

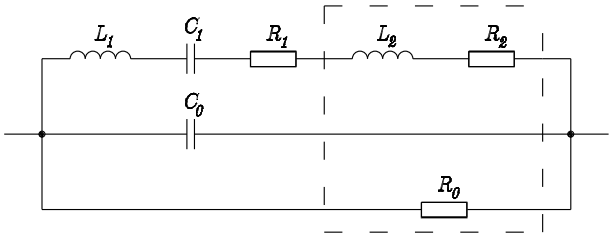


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild des TSM-Resonators in einer leitfähigen Flüssigkeit

2.3 Erweiterung zur Kompensation von Leitwerten

Die im Rahmen der vorliegenden Diplomarbeit entwickelte Auswertelektronik für den Viskositätssensor verwendet das in Rocha et al. [2004] angegebene Meßverfahren. Es basiert im wesentlichen auf dem zuvor in Abschnitt 2.2 präsentierten Prinzip der Kompensation von C_0, erweitert es aber um die Möglichkeit der Kompensation eines zusätzlichen parallelen Leitwertes G_0, beispielsweise verursacht durch eine leitfähige Flüssigkeit, in die der Sensor getaucht wird.

Das Ersatzschaltbild des TSM-Resonators, das um einen parallelen Widerstand $R_0 = 1/G_0$ erweitert ist, ist in Abb. 2.3 dargestellt. Die Admittanz $\underline{Y}$ wird damit

$$\underline{Y}(j\omega) = G + jB = \frac{1}{j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_1} + R_1 + R_2} + j\omega C_0 + \frac{1}{R_0}. \quad (2.17)$$

Die Frequenzgangsortskurve (Abb. 2.4) stellt wieder einen Kreis dar, der jedoch auch in Richtung der reellen Achse um $1/R_0$ verschoben ist.

Es sind somit zwei Kompensationszweige notwendig, um sowohl den Einfluß von C_0 als auch den von R_0 eliminieren zu können (Abb. 2.5). Zur Regelung der VCA-Verstärkungen v_C bzw. v_R wird wiederum eine Sinus-

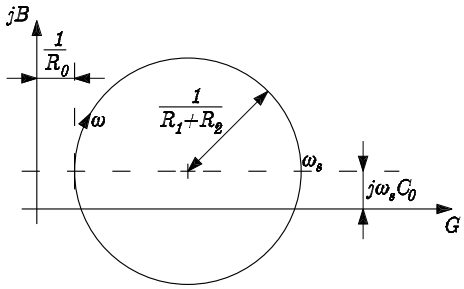


Abbildung 2.4: Ortskurve des TSM-Resonators in einer leitfähigen Flüssigkeit

wechselspannung $\underline{U}_2$ verwendet, deren Frequenz ω_2 ausreichend weit von der Resonanzfrequenz des TSM Resonators entfernt ist (4 MHz im Blockschaltbild Abb. 2.5) und für die der Serienschwingkreis wiederum eine Unterbrechung darstellt. Der Strom durch den Sensor setzt sich nun aus einer reellen Komponente (durch R_0) sowie einer imaginären (durch C_0) zusammen,

$$\underline{I}_{TSM}(j\omega)|_{\omega_2 \neq \omega_s} = \frac{\underline{U}_2}{R_0} + \underline{U}_2 \cdot j\omega_2 C_0. \tag{2.18}$$

Zusammen mit den beiden Kompensationszweigen ergibt dies einen Strom von

$$\begin{aligned} \underline{I}|_{\omega_2} &= \underline{I}_{TSM}|_{\omega_2} + v_R \frac{\underline{U}_2}{R_{komp}} + v_C \underline{U}_2 j\omega_2 C_{komp} = \\ &= \underline{U}_2 \left[\frac{1}{R_0} + v_R \frac{1}{R_{komp}} \right] + j\omega_2 \underline{U}_2 \left[C_0 + v_C C_{komp} \right]. \end{aligned} \tag{2.19}$$

Mit zwei Regelkreisen werden die beiden Komponenten $\Re\{\underline{I}(j\omega_2)\}$ und $\Im\{\underline{I}(j\omega_2)\}$ unabhängig voneinander auf 0 geregelt. Für die Verstärkungen der VCA bedeutet das wiederum

$$v_C = -\frac{C_0}{C_{komp}} \quad \text{und} \quad v_R = -\frac{R_{comp}}{R_0}. \tag{2.20}$$

Die Messung der beiden Komponenten von I geschieht dabei mittels zweier Synchrongleichrichter. Dabei wird einer der beiden mit der Signalquelle $\underline{U}_2$ als Steuerspannung betrieben, der andere mit dem um 90° verschobenen $\underline{U}_3 =$

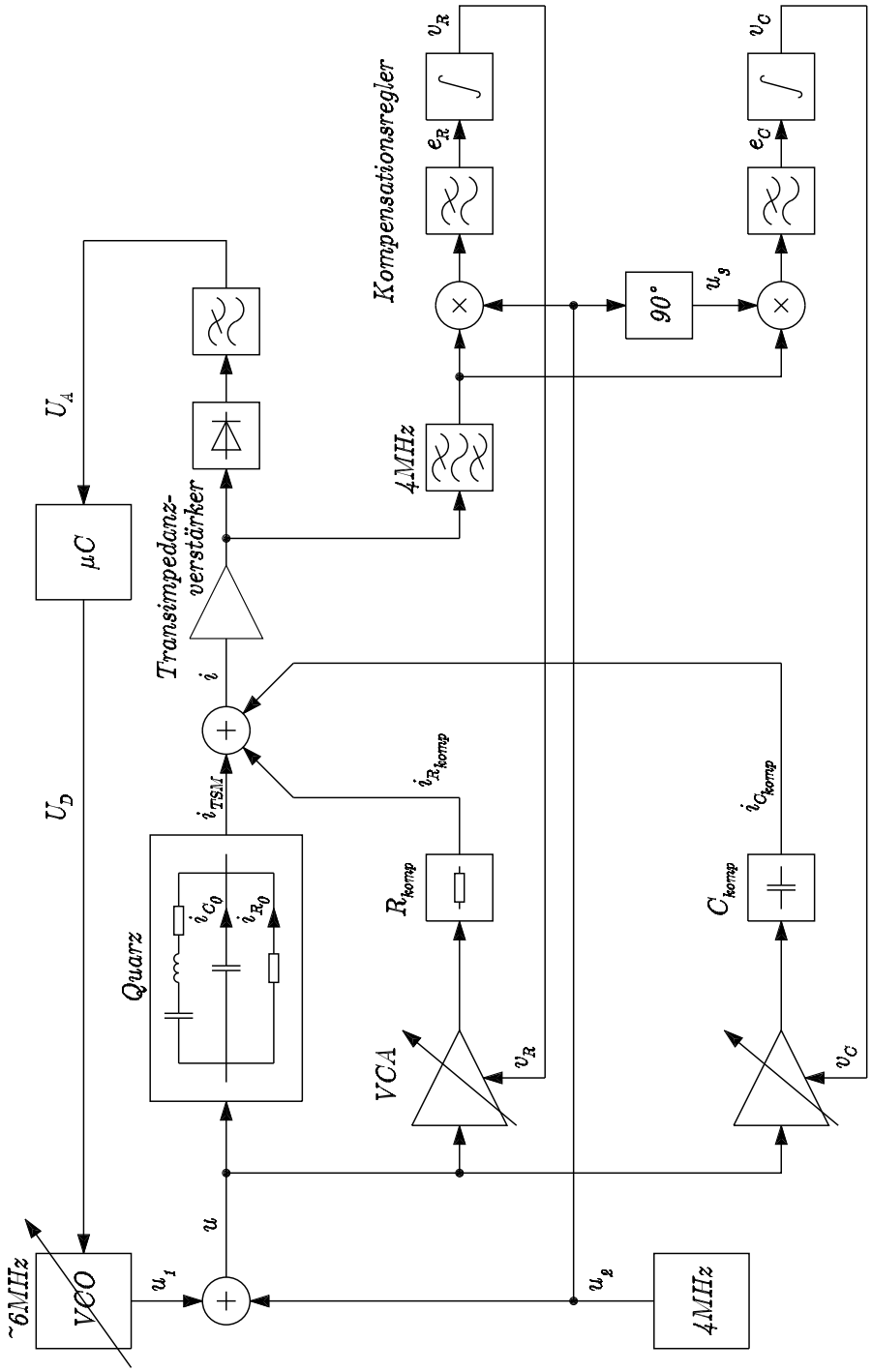


Abbildung 2.5: Blockschaltbild der Auswertelektronik

$j\underline{U}_2$. Die Ausgangsspannungen der Synchrongleichrichter werden in Abb. 2.5 mit $e_R \sim \Re\{\underline{I}\}$ und $e_C \sim \Im\{\underline{I}\}$ bezeichnet.

Sind damit sowohl R_0 als auch C_0 vollständig kompensiert, besteht der Strom $i(t)$ nur mehr aus einem Anteil mit der Frequenz ω_1 und kann als

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_1}{R_1 + R_2 + j\omega_1(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega_1 C_1}} \tag{2.21}$$

angeschrieben werden. Wie bei den vorher beschriebenen Meßverfahren muß weiters der VCO auf die Resonanzfrequenz des TSM Resonators abgestimmt werden, damit sich die Reaktanzen von $L_1 + L_2$ und C_1 aufheben. Im Blockschaltbild und in der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Schaltung geschieht dies durch Suche des Maximums von $U_A \sim |\underline{I}(j\omega_1)|$, diese Aufgabe übernimmt ein μC, welcher den VCO steuert. U_A ergibt sich dann zu

$$U_A = K \left| \frac{\underline{U}_1}{R_1 + R_2} \right| \tag{2.22}$$

und ist damit ein Maß für die Viskosität.

Kapitel 3

Schaltungsbeschreibung

In den folgenden Kapiteln werden die einzelnen Elemente der Meßschaltung und ihre Dimensionierung erklärt. Dabei beziehen sich kursiv gedruckte Bauteilbezeichnungen in der Form R_1, C_1 auf die Abbildungen im Text, gerade gedruckte wie R1, C1 jedoch auf die vollständigen Schaltpläne für die Auswertelektronik, die in Anhang A ab Seite 67 zu finden sind.

3.1 Oszillatoren

Für den Betrieb der Schaltung werden zwei sinusförmige Spannungen benötigt, mit denen der Meßquarz betrieben wird. Eine davon wird zur Kompensation der Parallelkapazität C_0 des Quarzes und des Parallelwiderstandes R_0 verwendet, ihre Frequenz ω_2 soll fest sein und ausreichend von der Resonanzfrequenz des Quarzes entfernt liegen, d. h. $|\omega_2 - \omega_s|$ soll größer als die Bandbreite B es Quarzes sein (typische Werte für B liegen je nach Viskosität der zu messenden Flüssigkeit zwischen einigen hundert Hertz bis zu etwa 50 kHz). Der zweite Oszillator soll auf die Resonanzfrequenz des Quarzes abgeglichen werden, er muß deshalb als spannungsgesteuerter Oszillator (VCO)

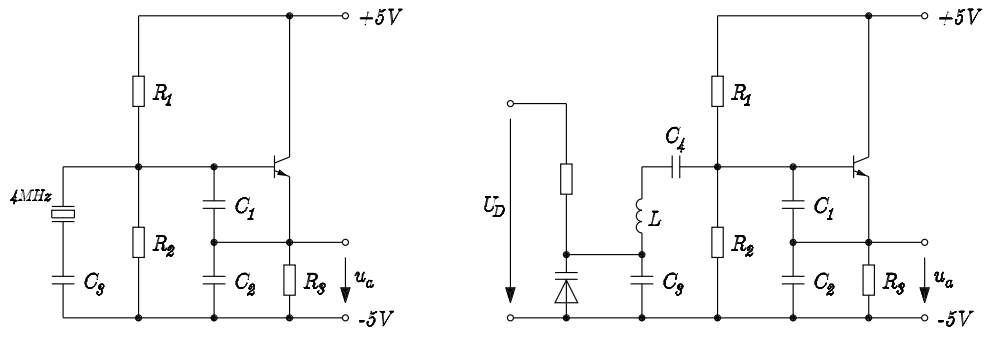


Abbildung 3.1: Colpitts-Oszillator. a 4 MHz-Oszillator. b VCO

ausgelegt werden. Als Grundschaltung kam dazu der Colpitts-Oszillator mit einem Bipolartransistor in Kollektorschaltung zum Einsatz.

4 MHz**-Oszillator** Die Dimensionierung der Oszillatorschaltung wurde nach [Matthys, 1992, Kapitel 5.3] durchgeführt. Die Schaltung ist Abb. 3.1a zu entnehmen. Der Oszillator schwingt mit der Grundfrequenz des verwendeten 4 MHz-Quarzes. Die Amplitude der Schwingung wurde über das Verhältnis $C_1 : C_2$ auf 2,52 Vpp eingestellt.

Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) Der VCO ist ebenfalls als Colpitts-Oszillator ausgeführt (Abb. 3.1b). Die Schwingfrequenz wird über die Induktivität L und die Kapazität C bestimmt. C ist die Zusammenschaltung aus den Kapazitäten C_1, C_2, C_3, C_4 sowie der Kapazität C_D der Kapazitätsdiode, also

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3 + C_D} + \frac{1}{C_4}. \tag{3.1}$$

Über die Gleichspannung U_D kann damit die Frequenz gewählt werden. Abbildung 3.2 zeigt die Schwingfrequenz in Abhängigkeit von U_D (gemessen). Allerdings unterliegt der Zusammenhang zwischen Oszillatorfrequenz und der

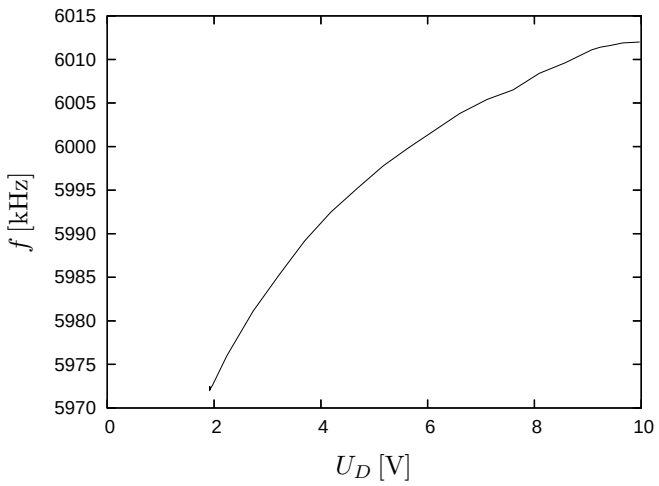


Abbildung 3.2: VCO Kennlinie. Zusammenhang zwischen der angelegten Spannung U_D und der resultierenden Frequenz. Die tatsächliche Frequenz kann aufgrund der Temperaturdrift bis zu einigen 100 Hz von der hier angegebenen abweichen.

an die Diode angelegten Spannung einer langsamen Temperaturdrift in der Größenordnung von 100 Hz/min. Dies spielt insofern keine Rolle, da diese Änderung der Frequenz durch den Regelvorgang im μC ausgeglichen wird, es muß bei der Dimensionierung des Oszillators jedoch darauf geachtet werden, daß die Resonanzfrequenz des TSM Resonators in jedem Fall erreicht werden kann. U_D wird über einen DAC vom μC vorgegeben. Dazu ist noch eine zusätzliche Operationsverstärkerstufe notwendig (V12 auf Seite 70), die den Ausgangsspannungsbereich des DAC von $0 \ldots 5$ V auf $-5 \ldots +5$ V umsetzt. Der Zusammenhang zwischen dem 12 bit-Wert x des DAC und U_D ist in Abb. 3.3 dargestellt. Es zeigt sich, daß aufgrund des begrenzten Ausgangsspannungsbereichs des OPV für $0 \leq x \leq 500$ die Spannung U_D und somit die Frequenz des OPV gleich bleibt. Darauf ist bei der Auswertung der Meßergebnisse Rücksicht zu nehmen.

Laut Gl. (2.22) hat die Amplitude des VCO (1,87 Vpp bei der aufgebau-

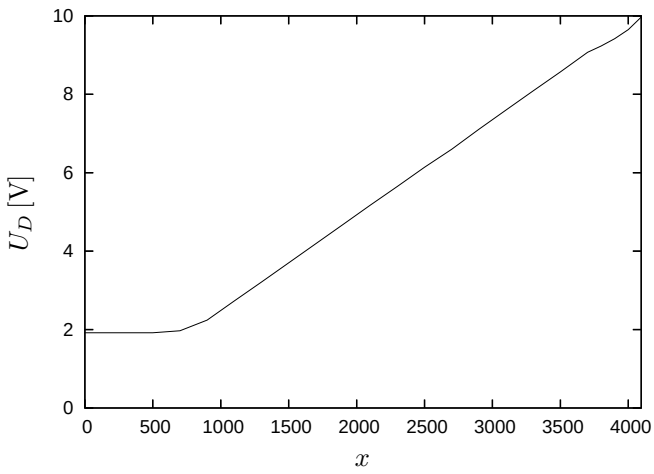


Abbildung 3.3: Zusammenhang zwischen DAC-Wert und U_D aufgrund der Schaltung auf Seite 70, A3 bis B4, mit dem OPV V12

ten Schaltung) Einfluß auf das Meßergebnis U_A. Es muß also sichergestellt sein, daß diese ausreichend konstant bleibt. In den durchgeführten Messungen zeigten sich mit der gewählten Schaltung keine Probleme, es wäre jedoch denkbar, die Oszillatoramplitude über eine zusätzliche Gleichrichterschaltung zu messen.

Um die Belastung der Oszillatorausgänge zu verringern, wurde jeweils ein Emitterfolger nachgeschaltet. Zum Betrieb des Quarzes werden die beiden Ausgangsspannungen mittels eines Summierverstärkers addiert (Seite 68, A1).

Für die vollständige Schaltung beider Oszillatoren siehe Seite 70.

3.2 Spannungsgesteuerte Verstärker

Die beiden spannungsgesteuerten Verstärker (VCA), die wie in Abschnitt 2.3 beschrieben zur Kompensation der Parallelkapazitäten und -leitwerte des Sensors benötigt werden, werden durch den Multiplizierer-IC AD835

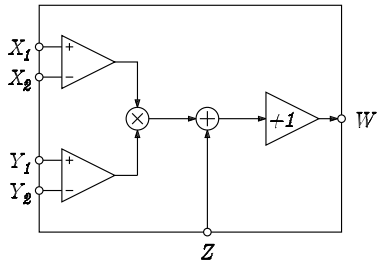


Abbildung 3.4: Blockschaltbild des Vierquadrantenmultiplizierers AD835

von Analog Devices realisiert (Abb. 3.4). Dieser Baustein verfügt über fünf Eingänge sowie einen Ausgang, seine Grundfunktion wird durch

$$W = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{1\,\mathrm{V}} + Z \tag{3.2}$$

beschrieben, wobei die Eingangsspannungen im Bereich $-1\,\mathrm{V}$ und $+1\,\mathrm{V}$ liegen müssen.

Zur Verwendung als VCA wird der Eingang $Z = 0\,\mathrm{V}$ gesetzt, an den Eingang X wird die Ausgangsspannung des Summierverstärkers gelegt, an Y eine Gleichspannung, über deren Höhe nun die Verstärkung eingestellt werden kann. Die Ausgangsspannung der VCAs wird an eine Kapazität bzw. einen Widerstand gelegt, die sich einstellenden Ströme werden zur Kompensation mit dem Strom, der sich durch den Sensor einstellt, addiert.

Es ist jedoch zu beachten, daß die Ausgangsspannung des Summierverstärkers im Bereich $\pm 2\,\mathrm{V}$ liegt, während die Eingangsspannung des VCA zwischen -1 und $+1\,\mathrm{V}$ liegen muß. Es wird deshalb ein Spannungsteiler mit dem Übersetzungsverhältnis 0,5 vorgeschaltet (R6, R7 auf Seite 68). Dadurch wird auch der Strom durch C_{komp} bzw. R_{komp} um die Hälfte reduziert, was jedoch durch einen doppelt so großen Wert von C_{komp} (C15) bzw. einen halb so großen Wert von R_{komp} (R9) wieder ausgeglichen werden kann. Mit einem Wert von $R_{komp} = 10\,\mathrm{k\Omega}$ lassen sich somit Parallelwiderstände $R_0 > 20\,\mathrm{k\Omega}$ kompensieren, mit $C_{komp} = 15\,\mathrm{pF}$ Parallelkapazitäten $C_0 < 7{,}5\,\mathrm{pF}$.

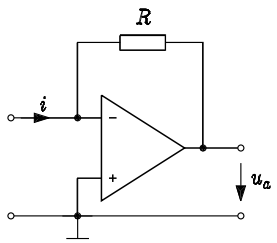


Abbildung 3.5: Transimpedanzverstärker

Weiters verfügt die Schaltung über ein Relais K2, mit dem sich die Ausgänge der VCA sowie der Ausgang des 4 MHz-Oszillators und damit die gesamte Kompensationsschaltung für R_0 und C_0 vom Rest der Schaltung trennen lassen. Das Relais kann über einen Ausgang des μC geschaltet werden.

3.3 Transimpedanzverstärker

Um den Strom durch den Quarz zu messen, wird ein Transimpedanzverstärker (Abb. 3.5) verwendet. Dessen Ausgangsspannung ist mit dem Faktor $-R$ proportional zum Strom am Eingang,

$$u_a(t) = -R \cdot i(t). \tag{3.3}$$

Einfluß der Leitungskapazität Der Einfluß der Eingangskapazität eines OPV wird in Graeme [1994] sowie speziell für den Transimpedanzverstärker ausführlich in Pease [2001] erläutert. Da der Transimpedanzverstärker zusammen mit dem am Eingang liegenden TSM-Resonator einen invertierenden Verstärker bildet, der in Abhängigkeit von der Beladung des Resonators mit einer Flüssigkeit seine Verstärkung ändert, wird im folgenden das Problem anhand eines invertierenden Verstärkers beschrieben. Sämtliche Bezeichnungen beziehen sich auf Abb. 3.6a. Die Eingangskapazität C_{in} des OPV

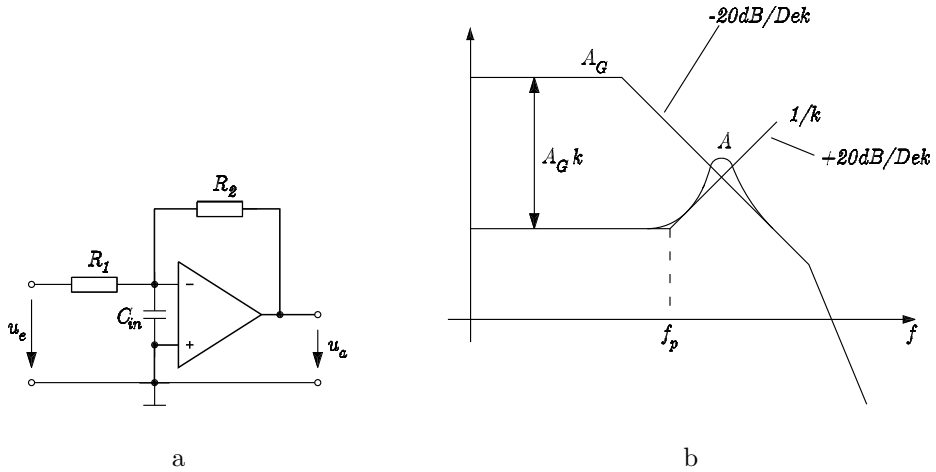
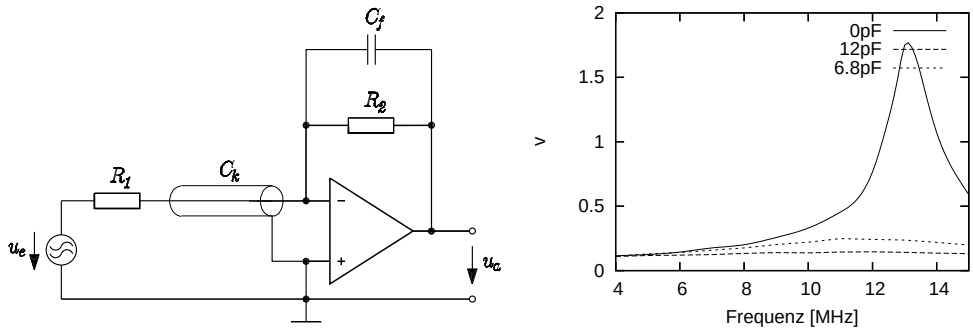


Abbildung 3.6: Einfluß der Eingangskapazität des Operationsverstärkers. a invertierender Verstärker. b Bode-Diagramm.

verursacht zusammen mit den Rückkopplungswiderständen R_1 und R_2 eine Polstelle der Schleifenübertragungsfunktion $A_G k$ (A_G ist die Differenzverstärkung des OPV, k das Übersetzungsverhältnis des Rückkoppelnetzwerkes) des invertierenden Verstärkers bei

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_1||R_2)C_{in}}. \tag{3.4}$$

Wie Abb. 3.6b zeigt, führt diese zusätzliche Polstelle zu einem Abfall der Schleifenübertragungsfunktion von $-40\,\mathrm{dB}$/Dekade und zu einer Resonanzüberhöhung der Übertragungsfunktion A des Verstärkers. Für den hier verwendeten OPV MAX477 liegt C_{in} bei $\approx 1\,\mathrm{pF}$. Allerdings ist zu beachten, daß der Sensor am Eingang des Transimpedanzverstärkers über ein Koaxialkabel angeschlossen wird, dessen längenbezogene Kapazität typischerweise im Bereich $100\,\mathrm{pF/m}$ liegt. Diese Kapazität liegt parallel zur Eingangskapazität des OPV und wirkt somit wie eine solche. Für ein Kabel von $1\,\mathrm{m}$ Länge und $R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $R_2 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ ergibt sich f_p nach Gl. (3.4) zu 1,75 MHz und liegt somit innerhalb des für die Meßschaltung interessanten Frequenzbereichs. Die



a b

Abbildung 3.7: Kompensation der Kabelkapazität am Transimpedanzverstärker. a Schaltung des Transimpedanzverstärkers mit Koaxialkabel und Kompensationskapazität C_f. b Amplitudenfrequenzgang $v = |\underline{U}_a/\underline{U}_e|$ der Schaltung ohne C_f sowie mit den Werten $C_f = 6{,}8\,\mathrm{pF}$ und $12\,\mathrm{pF}$.

Amplitudenübertragungsfunktion einer solchen Anordnung mit $R_1 = 10\,\mathrm{k\Omega}$, $R_2 = 1\,\mathrm{k\Omega}$ sowie einer Kabellänge von $l = 1\,\mathrm{m}$ (Abb. 3.7a) wurde meßtechnisch bestimmt, das Ergebnis ist als Kurve $C_f = 0$ in Abb. 3.7b dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die Resonanzüberhöhung bei etwa 13 MHz.

Aufgrund der Funktionsweise der Colpitts-Oszillatoren [Matthys, 1992, Kapitel 5.3] weisen die Spektren ihrer Ausgangsspannungen nennenswerte dritte Harmonische auf, was jedoch für das Funktionieren der Meßschaltung an sich irrelevant wäre. Für die Ausgangsspannung des 4 MHz Oszillators liegt diese bei 12 MHz und wird somit wesentlich mehr verstärkt als die zugehörige Grundschwingung, was sich für die Meßschaltung als störend herausstellte.

Aus diesem Grund wurde eine Kompensation der Übertragungsfunktion durch eine Kapazität C_f vorgenommen [Graeme, 1994, Fig. 1], wobei sich ein Wert von $C_f = 12\,\mathrm{pF}$ als günstig erwies. Die Messung mit einer solchen Kapazität ist ebenfalls in Abb. 3.7b dargestellt, die Kurve verläuft nun

ausreichend flach.

Meßbereichsumschaltung Um eine höhere Auflösung der Messung zu erreichen, wurde für den Transimpedanzverstärker eine Meßbereichsumschaltung durch ein Relais (K1) vorgesehen, das über den μC angesteuert werden kann. Da die Meßbereichsumschaltung den Wert des Widerstandes R_2 in Abb. 3.7a ändert, muß auch für C_f ein anderer (größerer) Wert verwendet werden. Die Gesamtschaltung ist auf Seite 68, C1-C2, dargestellt.

Anpassung der Meßbereiche Aufgrund späterer Messungen wurden die Meßbereiche (Verstärkungsfaktoren des Transimpedanzverstärkers) an die tatsächlichen Anwendungsbereiche angepaßt. Dabei ergaben sich die Werte von R2 = 4,7 kΩ und C16 = 3,7 pF = 2,7 pF + 1 pF für den Meßbereich *Normal* sowie R1 = 300 Ω und C75 = 0 (null, durch den kleinen Widerstand R1 wird f_p so groß, daß keine Kompensation mehr notwendig ist) für niedrigviskose Flüssigkeiten.

3.4 Aktiver Gleichrichter

Im ausgeregelten Fall (vgl. Abschnitt 2.3), in dem R_0 und C_0 vollständig kompensiert sind und die Frequenz des VCO der Resonanzfrequenz des Quarzes entspricht, ist die Amplitude des Stromes durch den Sensor und damit die der Ausgangsspannung des Transimpedanzverstärkers proportional zum Leitwert $1/(R_1 + R_2)$ des Quarzes (Abb. 1.7). Dieser ist über Gl. (1.5) abhängig von der Viskosität der Flüssigkeit. Um diese Amplitude einer Messung durch den ADC des μC zugänglich zu machen, wird ein aktiver Gleichrichter (Abb. 3.8a) verwendet [Horowitz und Hill, 1989, Abschnitt 4.18]. Dieser besteht aus einem invertierenden Verstärker mit zwei Rückkopplungspfaden, von denen

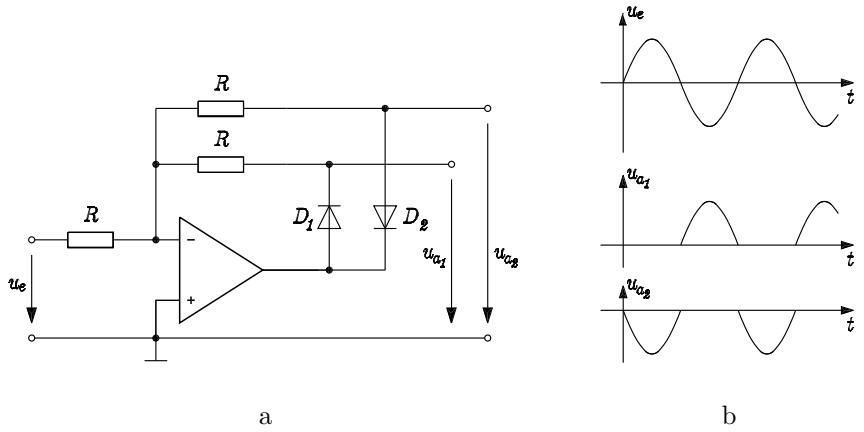


Abbildung 3.8: Aktiver Gleichrichter

der eine bei negativer Eingangsspannung, der andere bei positiver Eingangsspannung leitet. Die Ausgangsspannungen $u_{a_{1,2}}(t)$ können damit durch

$$u_{a_1}(t) = \begin{cases} -u_e(t) & \text{für} \quad u_e(t) < 0 \\ 0 & \text{für} \quad u_e(t) > 0 \end{cases} \qquad \text{bzw.} \tag{3.5}$$

$$u_{a_2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{für} \quad u_e(t) < 0 \\ -u_e(t) & \text{für} \quad u_e(t) > 0 \end{cases} \tag{3.6}$$

(Abb. 3.8b) angegeben werden. Für die Messung mit dem ADC des μC wird nur der Ausgang u_{a_2} verwendet und mit einem anschließenden Tiefpaß der Mittelwert $\overline{u}_{a_2}$ gebildet.

Die Gesamtschaltung ist auf Seite 68, C3-D3, dargestellt. Der aktive Gleichrichter wurde mit dem OPV MAX477 (U4) und zwei Dioden (V1, V21) vom Typ 1N6263 aufgebaut, um über die notwendige Bandbreite bzw. Schaltzeiten zu verfügen. Der Tiefpaß wurde als aktiver Tiefpaß aufgebaut, durch die Wahl von R110 = 10 kΩ und R115 = 100 kΩ wird eine zusätzliche Verstärkung erreicht, um den Eingangsspannungsbereich des ADC von $0 - 5\,\text{V}$ besser ausnützen zu können. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses wird

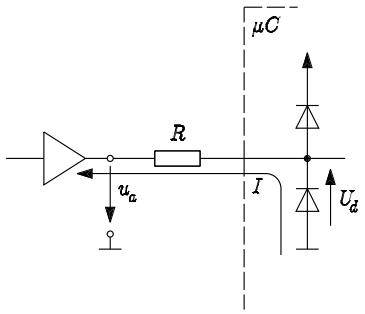


Abbildung 3.9: Begrenzung des Stromes durch die Schutzdioden des μC bei $u_a = -4\,\mathrm{V}$.

mit

$$f_{TP} = \frac{1}{2\pi \cdot \mathrm{R115} \cdot \mathrm{C7}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\,\mathrm{k\Omega} \cdot 12\,\mathrm{pF}} = 132{,}63\,\mathrm{kHz} \tag{3.7}$$

gewählt. Seine Zeitkonstante beträgt damit

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_{TP}} = \mathrm{R115} \cdot \mathrm{C7} = 1{,}2\,\mu\mathrm{s}. \tag{3.8}$$

Nach Anlegen einer neuen Spannung U_D an den VCO muß somit eine Einschwingzeit von etwa 5τ, also $6\,\mu$s, abgewartet werden, bevor der Meßwert aufgenommen werden kann.

Der Widerstand R116 (4,7 kΩ) dient zur Begrenzung des Eingangsstromes der μC-Pins: Aufgrund der Versorgung des aktiven Tiefpasses (V20) mit $\pm 5\,\mathrm{V}$ ist eine Ausgangsspannung im Bereich von etwa $\pm 4\,\mathrm{V}$ möglich. Der μC besitzt an jedem Eingang jeweils eine Schutzdiode nach $+5\,\mathrm{V}$ und GND zur Vermeidung von Überspannungen (siehe Abb. 3.9). R116 begrenzt nun den Eingangsstrom bei einer Tiefpaß-Ausgangsspannung von $-4\,\mathrm{V}$ auf

$$I_{\max} = \frac{4\,\mathrm{V} - U_d}{4{,}7\,\mathrm{k\Omega}} == \frac{4\,\mathrm{V} - 0{,}7\,\mathrm{V}}{4{,}7\,\mathrm{k\Omega}} = 1{,}22\,\mathrm{mA}. \tag{3.9}$$

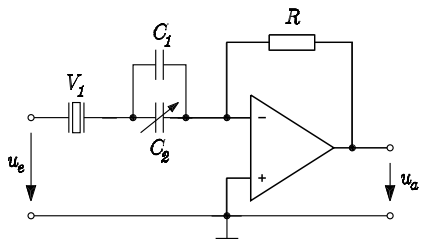


Abbildung 3.10: 4 MHz-Bandpaß

3.5 4 MHz-Bandpaß

Der Bandpaß, der zwischen Transimpedanzverstärker und Synchrongleichrichter geschaltet wird, läßt sich recht einfach mit einem 4 MHz-Quarz wie in Abb. 3.10 realisieren. Mit Hilfe des Trimmkondensators läßt sich der Quarz durch Ziehen genau auf die Frequenz des 4 MHz-Oszillators abstimmen. Die Bauteilwerte wurden zu $R = 220\,\Omega$, $C_1 = 22\,\mathrm{pF}$ gewählt, der Drehkondensator C_2 läßt sich im Bereich 6 bis 14 pF abstimmen. Die empfohlene Vorgehensweise zum Abgleich wird in Abschnitt 3.10 beschrieben.

Die hohe Güte des Filters durch die Verwendung eines Schwingquarzes führt jedoch zu großen Einschwingzeiten bei Änderungen des Eingangssignals. Zu deren Bestimmung wurde an das Filter mittels eines Funktionsgenerators ein Sinussignal von 4 MHz angelegt, das mit einem Rechtecksignal (10 Hz) amplitudenmoduliert wird. Aus der Hüllkurve der Ausgangsspannung konnte dann die Einschwingzeitkonstante des Filters gemessen werden, sie liegt in der Größenordnung von 10 ms und macht sich damit vor allem bei der Dimensionierung des Kompensationsreglers als dominierende Zeitkonstante bemerkbar.

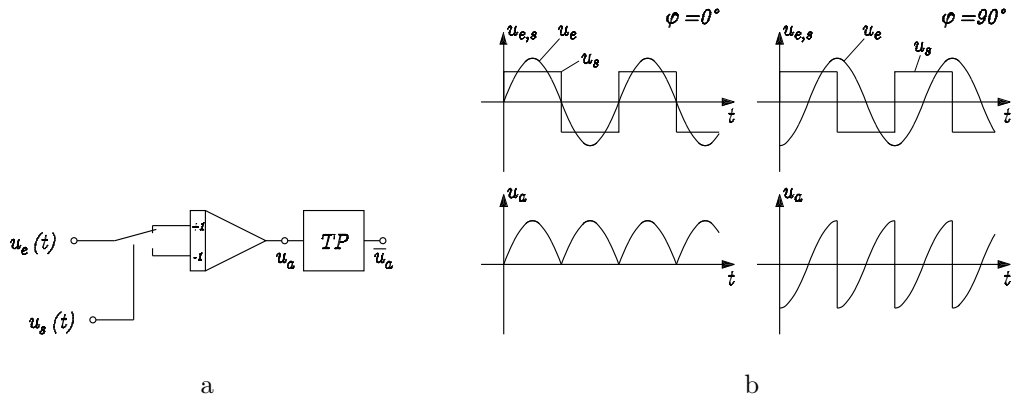


Abbildung 3.11: Funktionsweise des Synchrongleichrichters

3.6 Synchrongleichrichter

In Abb. 3.11a ist der Aufbau eines Sychrongleichrichters dargestellt [Tietze und Schenk, 1993, Abschnitt 25.3.4]. Durch ein Steuersignal u_s mit der Frequenz f_s wird zwischen invertierendem und nichtinvertierendem Verhalten des Verstärkers umgeschaltet,

$$u_a(t) = \begin{cases} u_e(t) & \text{für} \quad u_s(t) > 0 \\ -u_e(t) & \text{für} \quad u_s(t) < 0 \end{cases} . \tag{3.10}$$

Durch Fourierreihenentwicklung ergibt sich für eine Eingangsspannung

$$u_e(t) = \hat{u}_e \cos(2\pi f_e t + \varphi) \tag{3.11}$$

mit der Frequenz $f_e = m \cdot f_s$ und der Phasenverschiebung φ zur Steuerspannung der Mittelwert der Ausgangsspannung als

$$\overline{u}_a = \begin{cases} \frac{2}{\pi m} \hat{u}_e \cos\varphi & \text{für} \quad m = 2n+1 \\ 0 & \text{für} \quad m \neq 2n+1 \end{cases} . \tag{3.12}$$

Die linke Seite von Abb. 3.11b zeigt das Ausgangssignal u_a für zwei Signale u_e und u_s für $n = 0$ und $\varphi = 0$, also bei gleicher Frequenz und Phasenlage der Signale. Durch Mittelwertbildung von u_a erhält man die maximale Ausgangsspannung $\overline{u}_a(t)$. Im Gegensatz dazu wird dieser Mittelwert für eine zu

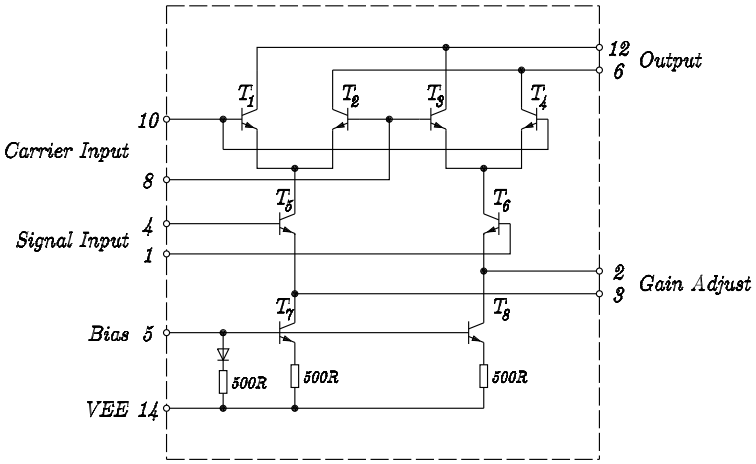


Abbildung 3.12: MC1496, innerer Aufbau

u_s um $\varphi = 90°$ verschobene Eingangsspannung u_e genau null (Abb. 3.11b, rechts), was sich auch aus Gl. (3.12) wegen $\cos 90° = 0$ ergibt. Der Sychrongleichrichter liefert damit den zur Steuerspannung in Phase liegenden Anteil der Eingangsspannung.

Für die Kompensationsregelung des verwendeten Meßverfahrens werden zwei Synchrongleichrichter benötigt. Sie wurden mit dem integrierten Schaltkreis MC1496 aufgebaut (Abb. 3.12), der einen Vierquadrantenmultiplizierer beinhaltet. Die Transistoren T_5 und T_6 bilden einen Differenzverstärker für die Spannung am Signal Input. Werden die oberen 4 Transistoren T_1, T_2, T_3 und T_4 durch Übersteuerung mit einer entsprechend hohen Amplitude der Spannung am Carrier-Eingang als Schalter betrieben, kann über die Polarität dieser Spannung zwischen invertierendem und nichtinvertierendem Betrieb des Differenzverstärkers umgeschaltet werden. Man erhält damit das Verhalten des Verstärkers in Abb. 3.11a.

Die gesamte Beschaltung des MC1496 wird anhand der Schaltung auf Seite 69, B1-2, C1-2, erklärt. Sie stellt den Synchrongleichrichter für die Kompensation eines parallelen Widerstandes zum Sensor dar. Als Eingangs-

signale dienen das Ausgangssignal des Bandpaß (U7) sowie die 4 MHz-Ausgangsspannung des Colpitts-Oszillators aus Abschnitt 3.1, SIN_COMP. Zur Arbeitspunkteinstellung dient das Widerstandsnetzwerk aus R28, R39 sowie R47. Die Spannungen werden damit gemäß den Angaben im Datenblatt des MC1496 für den Signal Input (Pin 1 und 4) auf -1 V, für den Carrier Input (Pin 8 und 10) auf 1,73 V eingestellt. Die Kondensatoren C25 und C28 dienen der Gleichspannungsentkoppelung. Zusätzlich ist über R46 ein Offsetabgleich möglich. Über R44 wird der Betriebsstrom des Differenzverstärkers auf $\approx$ 1 mA eingestellt und durch R37 und R38 die Spannungsverstärkung der Schaltung auf ≈ 6.

Der nachgeschaltete Kondensator C26 sowie der Subtrahierverstärker (V3) bilden den Mittelwert der Ausgangsspannung des MC1496, wodurch sich die gewünschte Funktion eines Synchrongleichrichters ergibt.

Für den zweiten Synchrongleichrichter zur Kompensation einer parallelen Kapazität des TSM-Resonators ist die Ausgangsspannung des 4 MHz-Oszillators, allerdings um 90° phasenverschoben, notwendig (siehe Blockschaltbild in Abb. 2.5). Dies wird mit Hilfe des Tiefpaß auf Seite 69, A3, erreicht, der so dimensioniert wird, daß er bei 4 MHz integrierendes Verhalten und somit eine Phasenverschiebung von 90° aufweist.

3.7 Kompensationsregelung

Die Ausgangsspannungen der Synchrongleichrichter repräsentieren den Einfluß der Parallelkapazität C_0 des Quarzes bzw. den eines Parallelwiderstandes R_0 einer leitfähigen Flüssigkeit. Die Aufgabe des Kompensationreglers ist es nun, die Verstärkung der VCA (Abschnitt 3.2) so einzustellen, daß C_0 und R_0 genau kompensiert werden, die Ausgänge der Synchrongleichrichter müssen

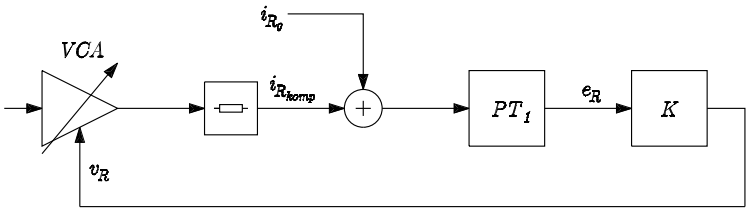


Abbildung 3.13: Geschlossener Regelkreis für die Kompensation von R_0

also auf 0 ausgeregelt werden.

Der geschlossene Regelkreis für die Kompensation von R_0 ist in Abb. 3.13 dargestellt. Dabei stellt der zu kompensierende Strom durch R_0 (i_{R_0}) eine Störgröße des Regelkreises dar. Die Kombination aus Transimpedanzverstärker, Bandpaß und Synchrongleichrichter kann durch ein PT_1-Glied angenähert werden. Der Regler K überwacht den Ausgang des Synchrongleichrichters (die Reglerabweichung) e_R. Die Verstärkung v_R des VCA, über die der Strom durch den Kompensationswiderstand, $i_{R_{komp}}$, eingestellt werden kann, stellt die Stellgröße des Regelkreises dar.

Die zu regelnde Strecke wurde durch Messung der Sprungantwort identifiziert, indem die Reaktion des Streckenausgangs e_R auf einen Sprung der Stellgröße v_R gemessen wurde. Dazu wurden die Jumper J5 und J6 (Seite 68) geöffnet. Der Eingang eines VCA wurde auf 0 V gelegt, der des anderen an eine Rechteckspannung (1 Vpp, 10 Hz) angelegt und am Ausgang des zugehörigen Synchrongleichrichters (MP5, Seite 69) die Sprungantwort gemessen. Die Sprungantwort zeigte PT_1-Verhalten (Abb. 3.14)und wurde daraus zu

$$\underline{G}(s) = \frac{\underline{e}_R(s)}{\underline{v}_R(s)} = \frac{2{,}2}{10{,}6 \cdot 10^{-3}s + 1} \tag{3.13}$$

bestimmt. Als Regler wurde dazu mittels pole-placement zunächst ein Integrator gewählt, was zu Ausregelzeiten im Bereich von 100 ms führte. Eine wesentliche Verbesserung mit nur gering höherem Bauteilaufwand bot der

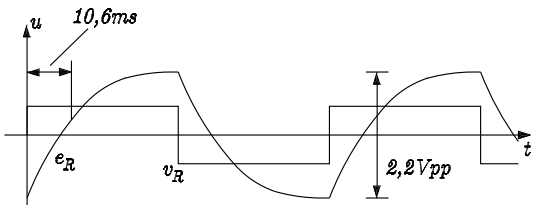


Abbildung 3.14: Sprungantwort der Regelstrecke. Sprung v_R mit 1 Vpp, 10 Hz, Antwort e_R mit 2,2 Vpp, Zeitkonstante 10,6 ms.

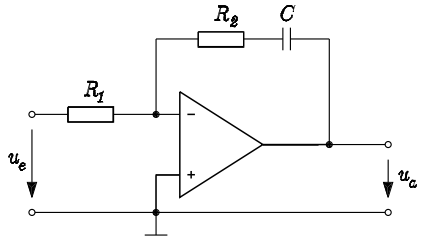


Abbildung 3.15: PI-Regler

PI-Regler

$$\underline{K}(s) = 0{,}0666 + \frac{66{,}6}{s} = \frac{0{,}01s + 1}{15 \cdot 10^{-3}s}. \tag{3.14}$$

Durch Koeffizientenvergleich der Übertragungsfunktion der PI-Regler-Schaltung in Abb. 3.15

$$\underline{K}(s) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1} = -\frac{sCR_2 + 1}{sCR_1} \tag{3.15}$$

mit Gl. (3.15) erhält man aus

$$CR_2 = 0{,}01 \quad \text{und} \tag{3.16}$$

$$CR_1 = 15 \cdot 10^{-3} \tag{3.17}$$

die Bauteilwerte $R_1 = 220\,\mathrm{k\Omega}$, $R_2 = 147\,\mathrm{k\Omega}$ und $C = 68\,\mathrm{nF}$. Eine Messung der Antwort von e_C auf einen Sprung an v_C zur Identifikation der Regelstrecke für die Kompensation von C_0 ergab ein ähnliches Resultat wie in Abb. 3.14, der entsprechende Regler wurde deshalb mit denselben Bauteilwerten aufgebaut.

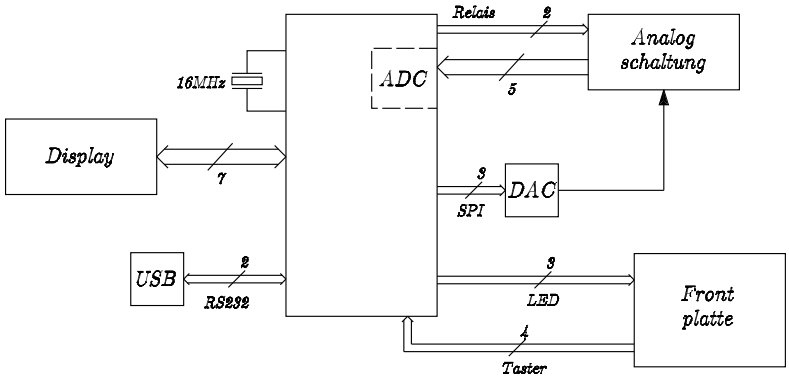


Abbildung 3.16: Blockschaltbild der Microcontroller-Schaltung

Die Gesamtschaltung der Regler für die Kompensation von R_0 und C_0 ist auf Seite 69, D1 bzw. D3, dargestellt.

3.8 Microcontroller

Zur Steuerung des Ablaufs der Messung, Aufnahme von Meßkurven und Übermittlung derselben an einen angeschlossenen PC wird in der Schaltung ein Microcontroller eingesetzt. Verwendet wird der 8-bit-Controller ATMega32 von Atmel. Der Controller verfügt über 8 A/D-Konverter-Eingänge, eine ausreichende Zahl von I/O-Pins und serielle Schnittstellen. Er kann durch Einsetzen in ein Programmiergerät, aber auch über eine ICSP-Schnittstelle[1] oder ein JTAG-Interface programmiert werden. Die JTAG-Schnittstelle bietet auch Debugging-Möglichkeiten.

Abbildung 3.16 zeigt ein Blockschaltbild des μC mit den verbundenen Schaltungsteilen. Die gesamte Beschaltung des ATMega32 ist auf Seite 72 dargestellt. Im folgenden werden einige Schaltungsteile genauer erläutert.

[1] ICSP ... In-Circuit Serial Programming

Ansteuerung des Displays Das verwendete LCD-Display-Modul[2] verfügt über einen Display-Controller KS0070B von Samsung. Die Kommunikation mit diesem Controller geschieht wahlweise über einen 4- oder 8-bit Bus. Zusätzlich sind 3 Steuerleitungen notwendig. Um mit den verfügbaren I/O-Ports des ATMega32 auszukommen, wurde der 4-bit-Kommunikation der Vorzug gegeben. Die Pinbelegung von X2 zum Anschluß des Displays ist in Tab. C.2 auf Seite 81 angegeben. Der Kontrast des Displays kann über R4 eingestellt werden.

Taster und LEDs Das für diese Arbeit aufgebaute Viskositätsmeßgerät verfügt über 4 Tasten und 3 LEDs an der Frontplatte. Sie werden über die Stiftleiste X5 (Seite 72, C4, Pinbelegung Tab. C.4 auf Seite 82) angeschlossen. Zur Beschaltung ist anzumerken, daß für die Tastereingänge des μC PC0, PC1, PC6 und PC7 die internen Pull-up-Widerstände im μC-Programm aktiviert werden müssen.

Analog/Digital-Konverter (ADC) Der μC verfügt über einen internen 10-bit ADC, an den über einen Multiplexer die Spannungen an den 8 Eingängen PA0 bis PA7 angelegt werden können. In der vorliegenden Schaltung wurden davon lediglich PA3 bis PA7 verwendet, sie dienen zur Messung von Signalen, die im wesentlichen den Synchrongleichrichterausgängen e_R und e_C, den Reglerausgängen v_R und v_C sowie dem Gleichrichterausgang U_A in Abb. 2.5 entsprechen. Als Referenzspannung wird die Analog-Spannungsversorgung am Pin AVCC des μC verwendet (+5 V). Zur Entstörung dieser Spannung dient der Kondensator C30 am Pin AREF. Damit ist der Eingangsspannungsbereich der ADC-Kanäle 0 ... 5 V. Um dennoch den vollen Spannungsbereich der Synchrongleichrichter- und Reglerausgänge

[2] TRI MOD 1535 von Trident Displays, `http://www.tridentdisplays.co.uk`

($-5 \ldots +5\,\mathrm{V}$) aufnehmen zu können, werden sie bereits im Analogschaltungsteil mit Operationsverstärkern (V19 auf Seite 71) in den richtigen Spannungsbereich umgesetzt.

Digital/Analog-Konverter Zur Ansteuerung des VCO durch den μC (siehe U_D in Abb. 2.5 auf Seite 17) wird ein externer DAC benötigt. Die Wahl fiel dabei auf den 12-bit DAC AD5322 (Analog Devices) aufgrund der passenden Auflösung, Versorgungsspannung sowie der vorhandenen SPI-Schnittstelle, die auch vom verwendeten μC ATMega32 unterstützt wird. Für die Beschaltung des DAC siehe Seite 72.

USB-Schnittstelle Zur Übertragung von Meßwerten an einen PC ist auf der Digital-Platine des Gerätes ein USB-RS232-Schnittstellenkonverter mit dem FT232BM[3] vorgesehen (siehe Seite 73). Wird die USB-Schnittstelle des Viskositätsmeßgerätes mit einem PC verbunden und der passende Treiber installiert, so kann eine entsprechende Software (z. B. Hyperterminal unter Windows XP) auf die serielle RS232-Schnittstelle des FT232 zugreifen. Diese Schnittstelle wurde in der Schaltung über Optokoppler, die der galvanischen Trennung der Signale dienen, mit den entsprechenden Pins des ATMega32 verbunden, wodurch die Kommunikation mit dem μC möglich wird.

Die Programmierung des μC und die erstellte Firmware wird in Kapitel 4 beschrieben.

[3] FTDI, Inc., `http://www.ftdichip.com`

	+5 V	−5 V
Analogschaltung	≈ 150 mA	≈ 150 mA
μC	≈ 100 mA	-
Relais	≈ 100 mA	-
Summe	350 mA	150 mA

Tabelle 3.1: Abschätzung der benötigten Stromversorgung

3.9 Stromversorgung

Aufgrund der benötigten Betriebsspannungen für den Multiplizierer AD835 und den Operationsverstärker MAX477 von ±5 V sowie auch des Digitalschaltungsteils (+5 V) wurden auch die restlichen Schaltungsteile für diese Versorgungsspannungen dimensioniert. Die benötigten Ströme wurden in Tab. 3.1 auf der Basis von Messungen bei Versuchsaufbauten sowie Datenblattangaben abgeschätzt. Ein einfaches Netzteil zur Erzeugung der Versorgungsspannungen wurde für einen Strom jeweils 400 mA für +5 und −5 V ausgelegt. Die Schaltung des Netzteils ist auf Seite 74 zu sehen.

3.10 Abgleich der Schaltung

Die aufgebaute Auswertelektronik bietet 3 Einstellmöglichkeiten zum Abgleich der Schaltung. Für eine korrekte Funktionweise sind folgende Schritte notwendig:

Abgleich des Bandpasses Zur Abstimmung des Bandpasses (Abschnitt 3.5) auf die Frequenz des 4 MHz-Quarzoszillators wird der Jumper J2 geöffnet, alle anderen geschlossen und mit einem Oszilloskop an den Messpunkten MP2 und MP7 gemessen (siehe Seite 70, D3, Seite 68, C2, und Seite 69, A2). Schließlich wird das Filter mittels C27 so abgeglichen, daß die Eingangsspan-

nung an MP2 und die Ausgangsspannung an MP7 in Phase liegen.

Offsetabgleich der Synchrongleichrichter Zum Offsetabgleich der Synchrongleichrichter wird nur Jumper J2 geöffnet, alle anderen werden geschlossen. Damit wird die Schaltung nur mit der Ausgangsspannung des 4 MHz-Oszillators betrieben. Der Bandpaß muß bereits abgeglichen sein. Bei angeschlossenem TSM-Resonator wird mit einem Oszilloskop der Ausgang des Transimpedanzverstärkers MP2 beobachtet. Bei korrekter Funktionsweise der Kompensationsregelung sollte hier kein Ausgangssignal zu messen sein, es kann nun mit den Potentiometern R46 und R67 auf null abgeglichen werden. Hier ist es von Vorteil, mit dem zweiten Kanal des Oszilloskopes das 4 MHz-Eingangssignal (MP11) darzustellen. Liegt das an MP2 vorhandene Signal nun in Phase oder um 180° phasenverschoben zu MP11, ist ein Abgleich der Widerstandskompensation notwendig (R46), liegt das Signal um 90 oder 270° verschoben, muß die Kapazitätskompensation eingestellt werden (R67). Nach erfolgtem Abgleich werden alle Jumper geschlossen, die Schaltung steht für Messungen bereit.

Kapitel 4

μC Firmware

Der verwendete μC ATMega32 und seine Beschaltung wurden schon kurz in Abschnitt 3.8 auf Seite 36 beschrieben. Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die erstellte Firmware und das Benutzerinterface des entwickelten Viskositätsmeßgeräts.

4.1 Programmierung des ATMega32

Auf der Webseite der Herstellerfirma Atmel[1] ist das *AVR Studio* in der aktuellen Version 4 kostenlos erhältlich. Dieses Paket enthält eine komplette IDE für alle Controller der AVR-Familie mit Editor, Assembler, Emulator und Debugger. Ein Compiler für eine Hochsprache steht allerdings nicht zur Verfügung, aufgrund der zu erwartenden Komplexität der erstellten Firmware wurde deshalb die Verwendung einer anderen Entwicklungsumgebung bevorzugt.

Das Open-Source-Projekt *avrgcc*[2] beschäftigt sich mit der Portierung des

[1] `http://www.atmel.com`

[2] avrgcc Projekt, `http://www.avrfreaks.net/AVRGCC`

GNU C-Compilers für die AVR-Familie, dazu ebenfalls verfügbar sind eine C-Library (*avrlib*) sowie eine entsprechende Version des Debuggers *gdb*. Das Paket *WinAVR*[3] ermöglicht eine komfortable Installation dieser Programme und ergänzt die Sammlung mit dem Editor *Programmer's Notepad*. Die Installation von *WinAVR* sowie das Erstellen eines ersten Programmes wird sehr gut in O'Flynn [2004] beschrieben.

Der ATMega32 verfügt über 32 kB Flash-Programm-Speicher, die mit einem Programmiergerät mit einem 40-poligen DIL-Sockel, über die ICSP- sowie die JTAG-Schnittstelle des Controllers programmiert werden können. Für die ersten beiden Programmierarten kam der *T51prog* der Firma Elnec[4] zum Einsatz, vorwiegend über die ICSP-Schnittstelle (X1 auf Seite 72). Die Programmierung über die JTAG-Schnittstelle wurde durch den *AVR-USB-JTAG* der Firma Olimex[5] ermöglicht, der auch das Debuggen des erstellten Programmcodes mit den Programmen *gdb* und *avarice* unterstützt, die im *WinAVR*-Paket enthalten sind.

Sind die beschriebenen Tools (das *WinAVR-Paket*) sowie die Software zum T51Prog-Programmiergerät (es wird empfohlen, eine aktuelle Version von der Webseite der Firma Elnec herunterzuladen) installiert, läßt sich das Projekt `viskositaet.pnproj`[6] in Programmer's Notepad laden. Über das beigefügte Makefile läßt sich das Programm compilieren: Makefile öffnen, in Programmer's Notepad den Menüpunkt Tools/make all wählen. Die fertig übersetzte Firmware befindet sich dann in der Datei `main.hex`. Diese Datei läßt sich mit der Elnec-Programmiersoftware *pg4uw* laden (Datei/Laden, `main.hex` auswählen). Als Bauteil wird `ATMega32 (ISP)` ausgewählt, weiter

[3] WinAVR, `http://winavr.sourceforge.net/`

[4] Elnec spol. s r. o., Presov, Slowakei, `http://www.elnec.sk`

[5] Olimex Ltd., Plovdiv, Bulgarien, `http://www.olimex.com`

[6] Verzeichnis `/avr/viskositaet` auf der beigelegten CD-ROM

muß bei den Bauteiloptionen eine Betriebsspannung von 5000 mV sowie eine Oszillatorfrequenz von 16000000 Hz eingestellt werden. Aktiviert werden muß das Programmieren des Flash-Speichers (Programmspeicher). Zum Programmieren wird man dann aufgefordert, das Kabel des Programmiergerätes mit X1 auf der Digitalplatine (Seite 72) zu verbinden und den Netzschalter des Viskositätsmeßgeräts einzuschalten.

4.2 Beschreibung der Firmware

Mit Hilfe der in Abschnitt 4.1 auf Seite 41 genannten Werkzeuge wurde die Firmware des Viskositätsmeßgerätes erstellt. Der gesamte Quellcode ist auf der beigelegten CD im Verzeichnis *avr/viskositaet* abgelegt. Die Anforderungen an das Programm können wie folgt zusammengefaßt werden:

- Kommunikation mit dem Benutzer über das LCD-Display, die LEDs auf der Frontplatte und die Taster,
- Ansteuerung des DAC (und damit des VCO, Abschnitt 3.1 auf Seite 19) über ein serielles Interface (SPI),
- Einlesen der Meßwerte über den integrierten 8-Kanal 10-bit ADC des μC ,
- Skalierung und Anzeige der Meßwerte,
- Meßbereichsumschaltung und Aktivieren/Deaktivieren der Kompensationsregelung,
- Automatische Messung (Regelung der VCO-Frequenz auf die Resonanzfrequenz des TSM-Resonators),

adc.c	Routinen zur Ansteuerung des 10-bit ADC
auto.c	Automatische Messung (Regelung des VCO)
comp.c	Überwachung der Kompensation und des Meßbereichs
dac.c	Ansteuerung des 12-bit DAC über den SPI-Bus
display.c	Implementation des 4-bit Busprotokolls für das LCD-Display
key.c	Auswertung der Taster
led.c	Frontplatten-LEDs
main.c	Hauptprogramm
menu.c	Menüführung, Anzeige der Meßwerte
relais.c	Meßbereichsumschaltung, Deaktivieren der Kompensation
remote.c	Aufnahme der gesamten Resonanzkurve, Fernsteuerung vom PC
rs232.c	Kommunikation mit dem PC über den integrierten USART
state.c	Verwaltung des Programmmodus
timersig.c	Timerinterrupt-Routinen
values.c	Konvertierung und Skalierung der Meßwerte für die Anzeige

Tabelle 4.1: Auflistung und Beschreibung der Firmwaremodule

– Aufnahme der Resonanzkurzve des Sensors und Übermittlung der Daten an einen angeschlossenen PC über den USB-RS232-Adapter.

Der Programmcode ist aus Gründen der Übersichtlichkeit auf eine Reihe von Modulen aufgeteilt, die in Tabelle 4.1 aufgelistet sind. Im folgenden werden einige Programmteile genauer beschrieben.

4.2.1 Automatische Messung

Das in Kapitel 2.3 auf Seite 15 beschriebene Meßverfahren verlangt vom μC die Ermittlung des Maximalwertes der Resonanzkurve des TSM-Resonators. Unter der Voraussetzung, daß die im Ersatzschaltbild parallel liegende Kapazität C_0 und der Widerstand R_0 (siehe Abb. 2.3) fehlerfrei kompensiert werden, d. h. e_R und e_C in Abb. 2.5 gleich 0 sind, kann der Zusammenhang

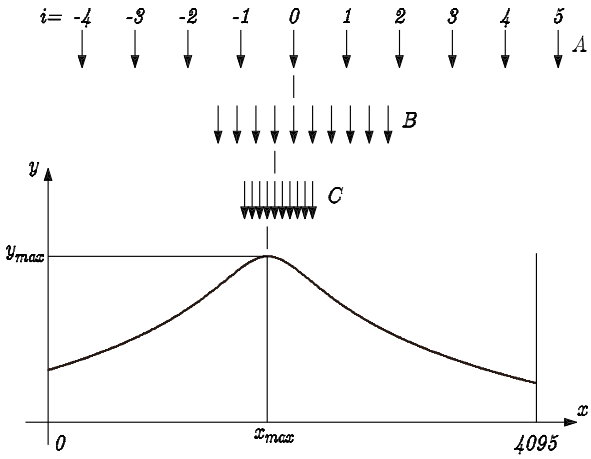


Abbildung 4.1: Algorithmus zur Bestimmung des Maximums der Resonanzkurve

zwischen der Frequenz f_1 des VCO und dem Meßwert U_A am Eingang *PA5* des μC durch

$$U_A(f_1) = \frac{K_1}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + \left[2\pi f_1(L_1 + L_2) - \frac{1}{2\pi f_1 C_1}\right]^2}} \tag{4.1}$$

beschrieben werden. Die Frequenz des VCO wiederum wird über die Ausgangsspannung des verwendeten DAC, U_D, eingestellt, die Funktion $f_1(U_D)$ wurde gemessen und in Abb. 3.2 auf Seite 21 dargestellt.

Aus der Sicht des μC werden die VCO-Frequenzen durch ganzzahlige Werte x zwischen 0 und 4095 (12 bit DAC) repräsentiert, gemessen wird

$$y = K_2 \cdot U_A \tag{4.2}$$

im Bereich $0 < y < 1023$ (10 bit). Ein Beispiel für eine solche Funktion $y(x)$ ist in Abb. 4.1 dargestellt, das zu ermittelnde Maximum wird mit $y_{\max}$ bezeichnet, die zugehörige Frequenz als $x_{\max}$.

Zur Ermittlung des Maximums von $y(x)$ wird folgender Algorithmus eingesetzt (Abb. 4.1): Die Messung beginnt mit einer Mittenfrequenz $x_0 = 2048$,

um die herum im Abstand $s = s_A = 500$ an insgesamt 10 Punkten

$$x_i = x_0 + i \cdot s \quad \{i | i \in \mathbb{Z} \wedge -4 \leq i \leq 5\} \tag{4.3}$$

Messungen durchgeführt werden. Man erhält die Meßwerte $y_i(x_i)$. Innerhalb dieser Meßwerte wird das Maximum

$$y_m = \max_i y_i \tag{4.4}$$

bestimmt. Die zugehörige Frequenz x_m wird dann als neue Mittenfrequenz $x_0 = x_m$ verwendet und die eben beschriebene Messung iterativ mit immer feineren Abständen $s_{B,C,\ldots} = 150, 75, 40, 10, 5$ durchgeführt. Auf diese Art nähert sich die Mittenfrequenz x_0 immer mehr an $x_{\max}$ an. Das mit $s_F = 5$ gemessene Wertepaar (x_m, y_m) wird schließlich am Display angezeigt und die erfolgreiche Messung durch eine LED (2 in Abb. 4.4) signalisiert. Ein solcher Ablauf ist in Abb. 4.1 skizziert. Der gesamte Meßvorgang dauert etwa 4 Sekunden, da zwischen dem Anlegen eines neuen Spannungwertes an den VCO und der Aufnahme eines neuen Meßwertes eine Wartezeit von etwa 40 ms vorgesehen ist. Um eine fortlaufende Aktualisierung der Anzeige zu erreichen, wird die Messung im *AUTO*-Modus des Viskositätsmeßgerätes immer wieder neu gestartet.

Verschiebt sich das Maximum der Resonanzkurve während einer laufenden Messung, z. B. durch thermische Drift des VCOs, würde ein ungültiger Wert angezeigt werden. Auf der linken Seite von Abb. 4.2 ist so ein Fall dargestellt. Während der Messungen mit den Schrittweiten s_A und s_B wurde die durchgehend gezeichnete Kurve gemessen. Danach verschob sich die Resonanzkurve, ab der Schrittweite s_C wurde nun die strichliert gezeichnete Kurve gemessen. Durch Fortsetzung des oben beschriebenen Meßverfahrens ist es nun unter Umständen nicht mehr möglich, das tatsächliche Maximum der Kurve zu erreichen. Deshalb wird nach jedem Schritt $A, B, C, \ldots$ der

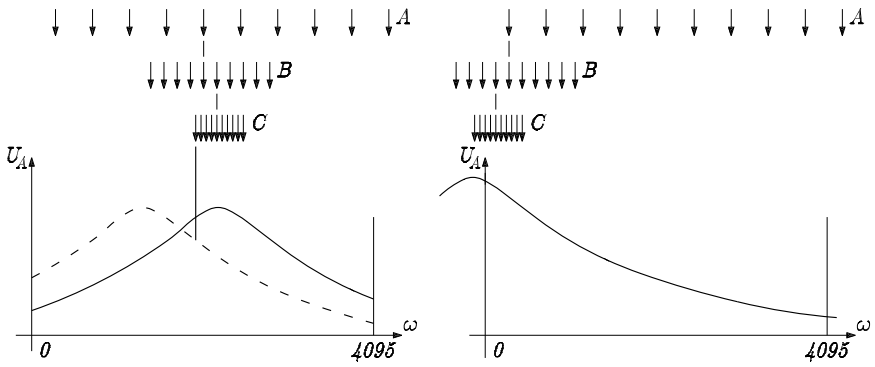


Abbildung 4.2: Gründe für den Abbruch der Messung

Messung eine Überprüfung durchgeführt. Konkret wird abgefragt, ob das gemessene Maximum $y_m > y_{-4}$ und $y_m > y_5$ ist, also das Maximum innerhalb des Meßintervalls liegt. Ist dies nicht der Fall, wird die Messung abgebrochen und mit s_A neu gestartet. Das genannte Problem kann auch leicht durch ein Meßrauschen der Schaltung verursacht werden, eventuell sind hier Optimierungen der verwendeten Schrittweiten vorzunehmen.

Liegt das Maximum von $y(x)$ außerhalb des Frequenzbereichs des VCO, würde die Messung zu einem ungültigen Ergebnis führen. Ein solcher Fall ist auf der rechten Seite von Abb. 4.2 dargestellt. In solchem Fall würde die Frequenz, bei der das Maximum gemessen wird, x_m, gegen einen der Randwerte 0 oder 4095 konvergieren. Es wird also auch laufend abgefragt, ob sich x_m innerhalb des zulässigen Bereichs bewegt, und gegebenenfalls die Messung abgebrochen und neu gestartet. Der Abbruch einer Messung wird durch das Erlöschen der grünen LED (2 in Abb. 4.4) angezeigt.

Die automatische Messung wird aktiviert, indem im Menüsystem des Viskositätsmeßgerätes der `Modus` auf `AUTO` umgestellt wird.

Baudrate	9600 Baud
Parität	keine
Stopbit	1
Flußsteuerung	keine

Tabelle 4.2: Schnittstellenparameter für die Kommunikation mit dem PC

4.2.2 Messung der Resonanzkurve

Der *REMOTE*-Modus des Gerätes ermöglicht es, die Resonanzkurve bzw. den Zusammenhang $y(x)$ aus Gln. (4.1) und (4.2) aufzunehmen und an einen angeschlossenen PC zu übertragen. Dazu muß das Viskositätsmeßgerät über ein USB-Kabel mit dem PC verbunden werden. Der eingebaute USB-RS232-Konverter meldet sich am PC als zusätzliche serielle Schnittstelle (RS232) an, ein Treiber für verschiedene Versionen von Microsoft Windows findet sich auf der beigelegten CD-ROM im Verzeichnis */usb*. Für Linux sind die notwendigen Treiber in aktuellen Distributionen enthalten. Die Kommunikation ist mit einem Terminalprogramm (z. B. *Hyperterminal* unter Windows) möglich, die einzustellenden Parameter sind in Tab. 4.2 angegeben. Nachdem die Verbindung hergestellt ist, muß das Viskositätsmeßgerät im Menüsystem auf den Modus `REMOTE` umgeschaltet werden. Es erwartet nun die Eingabe eines Befehls. Die verfügbaren Befehle bestehen aus jeweils nur einem Zeichen (character): `I`, `S` und `B`. Das Meßgerät antwortet darauf mit einem Bindestrich, einer zweistelligen Zahl und einem Kommentar, z. B. `-03 break`, und im Falle des Befehls `S` mit Datensätzen.

Befehl `I` Info. Gibt die Firmwareversion des Geräts sowie die Skalierungsfaktoren für die ADC- und DAC-Werte aus.

```
-04 ok
```

`1`	Versionsnummer
`0,819`	N_Y, E_Y für U_D
`424,322`	N_Y, E_Y für v_R
`424,322`	N_Y, E_Y für v_C
`0,205`	N_Y, E_Y für U_A
`424,322`	N_Y, E_Y für e_R
`424,322`	N_Y, E_Y für e_C

```
-05 end of info
```

Die ausgegebenen Werte sind 16 bit unsigned integer Zahlen. Die verwendeten Bezeichnungen beziehen sich auf Abb. 4.3 sowie die Erklärung der Skalierung weiter unten.

Befehl `S` Start. Startet die Messung, als Antwort wird `-00 ok - Sending Data` ausgegeben, danach die aufgenommenen Meßpunkte, gefolgt von `-02 stop`.

```
-00 ok - Sending Data
  3520,   450,   468,    26,   423,   423
  3530,   451,   467,    28,   423,   423
  3540,   451,   467,    25,   423,   423
  3550,   451,   468,    25,   423,   423
  3560,   451,   467,    26,   423,   423
-02 stop
```

Wird das Gerät vom Benutzer während der Messung vom *REMOTE*- in den *AUTO*- oder *MANUAL*-Modus geschaltet, wird die Antwort `-03 break` übermittelt.

```
-00 ok - Sending Data
```

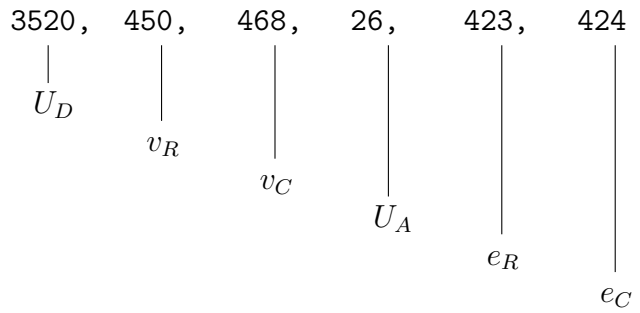


Abbildung 4.3: Aufbau der Datensätze

```
  3520,   450,   468,    26,   423,   423
  3530,   451,   467,    28,   423,   423
-03 break
```

Befehl `B` Break. Bricht eine laufende Messung ab. Antwort: `-S03 break`.

Die übermittelten Datensätze bestehen jeweils aus 6 Dezimalzahlen (unsigned integer, 16 bit), deren Bedeutung in Abb. 4.3 erklärt ist. Der Datensatz enthält damit die Frequenz (eigentlich die Spannung U_D, die an den VCO angelegt wurde), bei der die Werte gemessen wurden, als 12-bit Zahl, die Verstärkungen v_R und v_C der VCA der Kompensation, die Kompensationsfehler (Ausgangsspannungen der Synchrongleichrichter) e_R und e_C sowie den tatsächlichen Meßwert U_A jeweils als 10-bit-Werte.

Die Datensätze können beispielsweise in *Hyperterminal* mit der Funktion *Text aufzeichnen* in eine Datei geschrieben und danach mit anderen Programmen weiterverarbeitet werden.

Um die Meßwerte in die tatsächlichen Spannungswert umrechnen zu können, werden die vom Befehl `I` ausgegebenen Parameter benötigt. Zu einem Meßwert Y gibt es zwei Parameter E_Y (E für eins) und N_Y (N für NULL)

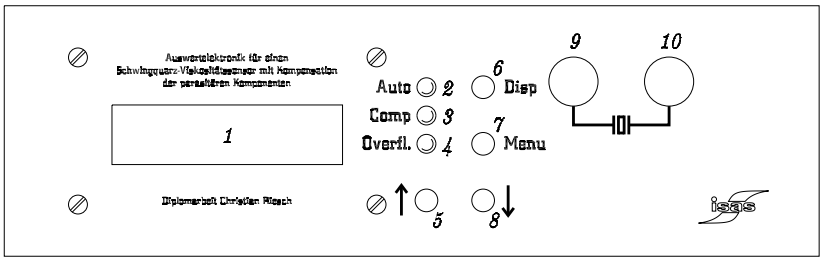


Abbildung 4.4: Frontplatte des Viskositätsmeßgerätes.

1	LCD-Display
2, 3, 4	LEDs
5, 6, 7, 8	Taster
9, 10	BNC Buchsen zum Anschluß des Sensors

(im C-Quellcode als `one` und `zero` bezeichnet). $Y = E_Y$ entspricht einem Spannungswert von $U_Y = 1\,\mathrm{V}$, $Y = N_Y$ einer Spannung von $U_Y = 0\,\mathrm{V}$. Für die Umrechnung ergibt sich damit die Gleichung

$$U_Y = \frac{Y - N_Y}{E_Y - N_Y}. \tag{4.5}$$

4.3 Bedienungsanleitung

Das entwickelte Viskositätsmeßgerät wird mit einem Netzkabel mit Kaltgerätestecker an eine Spannung von 230 V, 50 Hz, angeschlossen. Nach dem Einschalten wird auf dem LCD-Display (1 in Abb. 4.4) folgender Inhalt dargestellt:

```
 0.000 ER: 0.000
Modus: Man
```

Links oben wird der Wert U_A, das eigentliche Meßergebnis, dargestellt. Der rechte obere Wert hingegen zeigt wahlweise einen der ADC-Eingänge v_R (`GR`),

v_C (`GC`), e_R (`ER`), e_C (`EC`) oder den Wert des DAC-Ausgangs (`f`), der der Kapazitätsdiodenspannung U_D, die an den VCO angelegt wird, also der VCO-Frequenz, entspricht (Die Bezeichnungen beziehen sich dabei auf das Blockschaltbild Abb. 2.5 auf Seite 17). Welcher Wert rechts oben angezeigt wird, kann durch Drücken der Taste *Disp* (für *Display*, 6 in Abb. 4.4) gewählt werden.

In der zweiten Zeile wird das Menü dargestellt, Drücken der Taste *Menu* (7 in Abb. 4.4) bewirkt ein Weiterschalten zum nächsten Menüpunkt. Mit Hilfe der Tasten ↑ und ↓ (5 und 8) kann zwischen den verfügbaren Optionen gewählt werden. Es folgt eine Beschreibung der einzelnen Menüpunkte:

Menüpunkt `Modus`:
Optionen: `Man`, `Auto`, `Remote`
Wahl der Grundfunktion. `Man`: manueller Betrieb, die VCO-Frequenz kann im Menü selbst gewählt werden. `Auto`: automatische Messung (siehe Abschnitt 4.2.1 auf Seite 44). `Remote`: Fernsteuerung durch den PC.

Menüpunkt `Messber` (Meßbereich):
Optionen: `Normal`, `Low Visc`
Meßbereichsumschaltung. `Low Visc`: Meßbereich für niedrigviskose Flüssigkeiten.

Menüpunkt `Komp`:
Optionen: `Ein`, `Aus`
Kompensation ein- und ausschalten. Die Kompensation der Parallelkapazitäten und -leitwerte sowie der dazu notwendige 4 MHz-Oszillator werden abgeschaltet, der Meßwert repräsentiert den Strom durch den Schwingquarz samt der parasitären Komponenten.

Menüpunkt `VCO Freq`

Manuelle Wahl der VCO-Frequenz. Nur im manuellen Betrieb verfügbar.

Menüpunkt `Skaliert`

Optionen: `Ein`, `Aus`

`Ein`: Meßwerte werden für die Anzeige auf die entsprechenden Spannungswerte skaliert. `Aus`: Anzeige der unskalierten ADC- bzw. DAC-Werte.

Über die LEDs an der Frontplatte (2, 3, 4) kann der Zustand des Gerätes abgelesen werden. *Comp* (3, gelb) zeigt eine Fehlfunktion der Kompensationsregelung an, beispielsweise einen nicht kompensierbaren weil zu großen Leitwert der Flüssigkeit. Dazu werden die Meßwerte e_R und e_C auf Überschreiten eines im Programm definierten Grenzwertes überwacht. Die LED *Overfl.* (4, gelb) leuchtet bei Überschreiten des Meßbereiches (Überschreiten der maximalen Ausgangsspannung des Transimpedanzverstärkers), gegebenenfalls ist ein Umschalten auf den Meßbereich für niedrigviskose Flüssigkeiten notwendig (Option `Low Visc` im Menüpunkt `Meßber`). Die Bedeutung der LED *Auto* (2, grün) wird bei der automatischen Messung weiter unten erklärt.

Der TSM-Resonator wird über die beiden BNC-Buchsen (9 und 10) an das Gerät angeschlossen und in die zu messende Flüssigkeit getaucht. Es sind nun folgende Betriebsarten möglich:

Manuelle Messung Die Manuelle Messung wird durch Auswahl von `Man` im Menüpunkt `Modus` gewählt, sie ist der nach dem Einschalten aktive Modus. Sie dient in erster Linie zu Testzwecken. Der obere linke Wert im Display stellt den Meßwert U_A dar. Über den Menüpunkt `VCO Freq` kann die Spannung U_D eingestellt werden, die die Frequenz bestimmt. Weiters kann die

Kompensation ab- und der Meßbereich (Verstärkung des Transimpedanzverstärkers) umgeschaltet werden.

Automatische Messung Das Umschalten auf den Modus `Auto` bewirkt einen sofortigen Start der automatischen Messung, wie sie in Abschnitt 4.2.1 beschrieben wurde. Wird das Maximum der Resonanzkurve gefunden, wird der zugehörige Wert von U_A im Display links oben dargestellt, und die LED *Auto* (2) leuchtet auf. Wird mit der Taste *Disp* auch auf die Anzeige der Spannung U_D (`f`) umgeschaltet, erhält man hier auch den zum Maximum gehörenden Wert von U_D.

Der Meßvorgang wird laufend neu gestartet, so daß etwa alle 4 Sekunden ein neuer Meßwert dargestellt wird. Während der Messung werden jedoch auch einige Prüfungen durchgeführt, die sicherstellen, daß nur gültige Meßwerte zurückgeliefert werden. Kommt es dadurch zum Abbruch einer Messung, wird dies durch das Erlöschen der LED *Auto* angezeigt, der Meßwert am Display wird in diesem Fall nicht aktualisiert.

Die automatische Messung führt keine Überprüfung der Kompensation sowie der Meßbereichsüberschreitung durch. Der Benutzer muß selbst darauf achten, daß während der Messung die LEDs *Comp* und *Overfl.* nicht aufleuchten, und gegebenenfalls durch Umschalten des Meßbereichs darauf reagieren.

Aufnahme der Resonanzkurve und Übertragung der Daten an den PC Zur Aufnahme einer Resonanzkurve muß das Viskositätsmeßgerät über ein USB-Kabel (USB 1.1, Type A Stecker auf Computerseite, Type B auf Geräteseite) mit einem PC verbunden werden. Unabhängig davon, ob das Gerät ein- oder ausgeschaltet ist, meldet sich der eingebaute USB-RS232-Konverter (Prolific PL2303) am PC an. Für Windows XP/2000/98 ist ein

Treiber auf der beigelegten CD im Verzeichnis `/usb` enthalten, er muß auf die Aufforderung des Betriebssystems hin installiert werden. Danach verfügt der Rechner über eine zusätzliche serielle Schnittstelle, über die mit dem Viskositätsmeßgerät Kontakt aufgenommen werden kann.

Das Viskositätsmeßgerät muß eingeschaltet und mit dem Menüpunkt `Modus` auf `Remote` umgeschaltet werden.

Das Programm *Serial Port Communicator* von Michael Riesch ermöglicht eine einfache Steuerung der Messung und das Abspeichern der aufgenommenen Meßwerte. Es befindet sich auf der beiliegenden CD-ROM im Verzeichnis `/serial` (`SerialPort.exe`). Zur Ausführung des Programms ist das `.net`-Framework von Microsoft notwendig, es muß für Windows XP heruntergeladen und installiert werden[7]. Nach dem Start des Programms `SerialPort.exe` erscheint das in Abb. 4.5 dargestellte Fenster. Links oben kann die serielle Schnittstelle ausgewählt werden, an die das Viskositätsmeßgerät angeschlossen ist, bzw. als die es sich am Rechner angemeldet hat. Ein Klick auf den Button `Start` startet die Messung der kompletten Resonanzkurve des Schwingquarzes wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben. Dabei werden im oberen Bereich des Fensters die Antworten des Viskositätsmeßgerätes auf die entsprechenden Befehle dargestellt, im unteren Teil die aufgenommen Datensätze. Die Messung kann durch Klicken auf `Break` abgebrochen werden. Mittels `Save` ist ein anschließendes Abspeichern der gemessenen Werte möglich. Dazu wird ein Dialogfenster geöffnet, in dem das zu erstellende Dateiformat gewählt werden kann (Abb. 4.6). Zur Ausgabe als CSV-File (beispielsweise für Microsoft Excel oder Matlab) kann als Trennzeichen für die Daten der Strichpunkt (;), für *Gnuplot* das Tabulatorzeichen gewählt werden.

[7] Microsoft `.net`-Framework, Download von
`http://msdn.microsoft.com/netframework/downloads/framework1_1/`

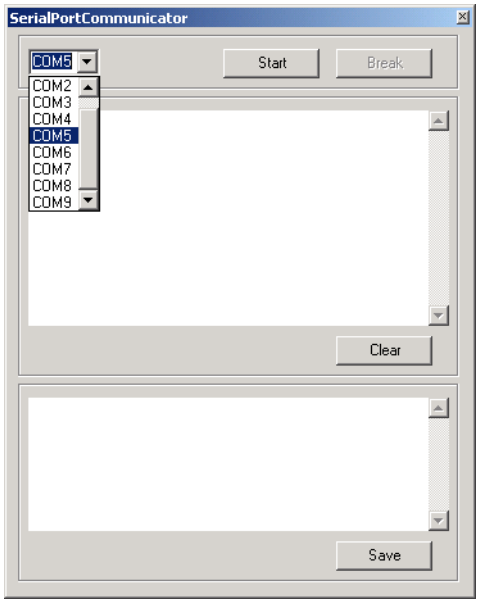


Abbildung 4.5: Programm zur Kommunikation mit dem Viskositätsmeßgerät

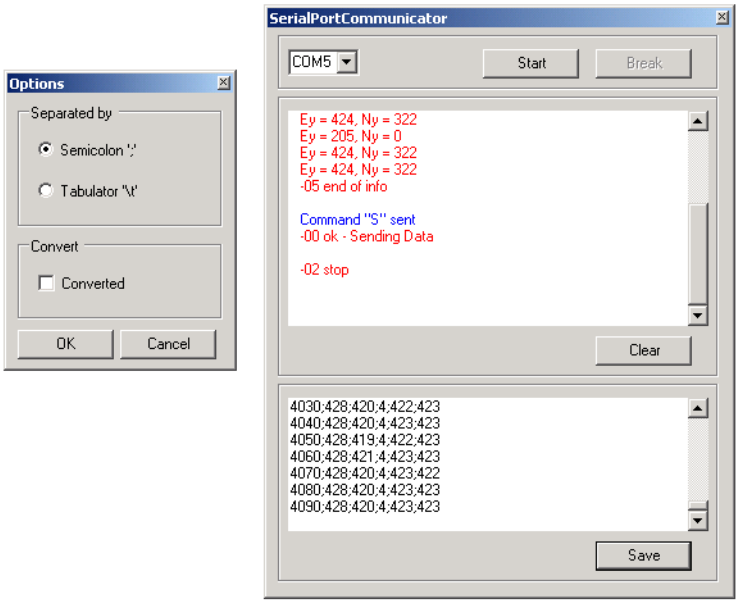


Abbildung 4.6: Speichern der Meßdaten

Weiters kann gewählt werden, ob die Meßwerte direkt als unsigned integer Werte oder als auf Spannungen skalierte Werte (siehe Abschnitt 4.2.2) gespeichert werden sollen. Nach dem Drücken auf `Ok` wird man zur Angabe eines Dateinamens aufgefordert.

Die Datei besteht wiederum aus einem Datensatz pro Zeile, wobei die einzelnen Zeilen wiederum nach Abb. 4.3 aufgebaut sind.

Kapitel 5

Meßergebnisse

Zur Demonstration der Funktionsfähigkeit der entwickelten und aufgebauten Auswertelektronik wurden Messungen an einer Reihe von Flüssigkeitsproben durchgeführt, und die Ergebnisse mit denen eines herkömmlichen Viskositätsmeßgerätes verglichen.

Im folgenden werden 6 verschiedene Proben des Transformatoröls TECHNOL US3000 untersucht, die mit *Probe 1* bis *6* bezeichnet sind. Die Proben 1 und 2 sind Neuöle, stammen aber aus zwei verschiedenen Chargen. Probe 3 bis 6 sind Öle desselben Typs, wurden jedoch im Betrieb unterschiedlich gealtert und weisen daher andere Eigenschaften auf. Als weitere Probe wurde das Silikonöl *AK350* analysiert.

5.1 Vergleich Labormethode – Auswertelektronik

Zur Überprüfung der entwickelten Auswertelektronik wurden die oben erwähnten Ölproben gemessen und die Meßergebnisse mit vorhandenen Daten verglichen. Diese Vergleichsdaten stammen aus Kuntner et al. [2005]. Darin

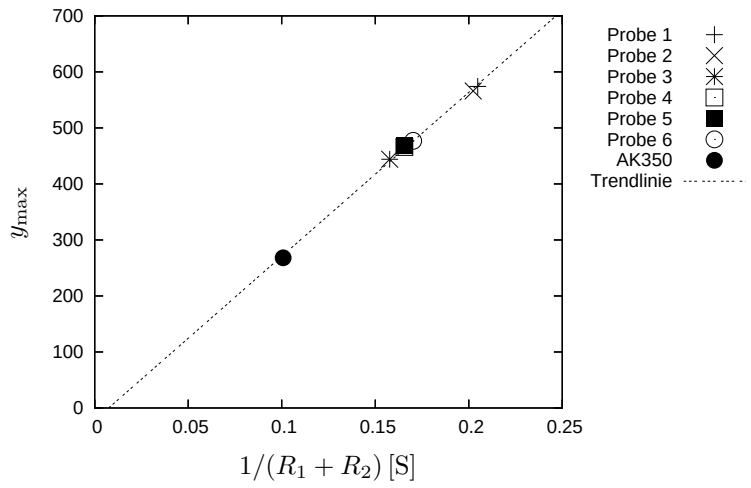


Abbildung 5.1: Messung verschiedener Ölproben. Auf der Abszisse sind die mit einem Network Analyzer ermittelten Leitwerte $1/(R_1 + R_2)$ des TSM Resonators in der entsprechenden Flüssigkeitsprobe aufgetragen, die Ordinate zeigt das Meßergebnis der entwickelten Auswertelektronik.

wurde die Resonanzkurve (Frequenzgang der Admittanz) $\underline{Y}(j\omega)$ des Quarzes für die jeweilige Flüssigkeit mit einem Netzwerkanalysator gemessen und anschließend die Parameter des Ersatzschaltbildes mit Hilfe eines Fitting-Algorithmus extrahiert.

Die Messungen mit dem in dieser Arbeit beschriebenen Viskositätsmeßgerät wurden im `Auto`-Modus (siehe Abschnitt 4.3) bei eingeschalteter Kompensation im Meßbereich `Normal` durchgeführt. Das Resultat ist der unskalierte Wert $y_{\max}$ (siehe Abschnitt 4.2.1 auf Seite 44), der sich proportional zum Leitwert $1/(R_1 + R_2)$ (siehe Abb. 1.7 auf Seite 7) verhält.

In Abb. 5.1 ist für jede der Proben der mit dem Netzwerkanalysator bestimmte Wert $1/(R_1 + R_2)$ sowie der von der Auswertelektronik gemessene Wert $y_{\max}$ aufgetragen. Wie erwartet liegen die Meßpunkte auf einer Geraden, was die zuvor beschriebene Korrelation bestätigt.

Geringfügige Abweichungen von dieser Geraden sind durch die starke

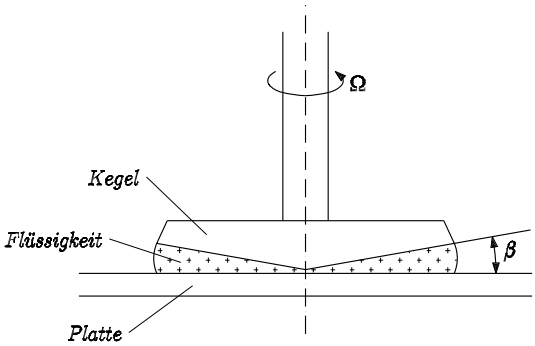


Abbildung 5.2: Kegel-Platte-Rheometer

Temperaturabhängigkeit der Viskosität zu erklären, da Temperaturschwankungen zwischen den verschiedenen Messungen nicht berücksichtigt wurden. Dies wiegt umso schwerer, bedenkt man, daß zwischen den Messungen der einzelnen Proben eine mehrstufige Reinigung des Sensors mit Waschbenzin durchgeführt werden muß, womit sich die Zeitabstände zwischen den Messungen auf einige Minuten erhöhen.

5.2 Vergleich der Messungen mit klassischer Viskositätsmessung

Eine Standardmethode zur Bestimmung der Viskosität von Flüssigkeiten ist der Einsatz eines Kegel-Platte-Rheometers. Die Ölprobe wird in einen Spalt zwischen einer ebenen Platte und einem stumpfen Kegel gebracht (Abb. 5.2). Um den Kegel mit einer konstanten Winkelgeschwindigkeit Ω zu drehen, ist nach Abschnitt 1.1 in Abhängigkeit von der dynamischen Viskosität η der Flüssigkeit ein bestimmtes Drehmoment M erforderlich. Bei bekannter Kegelgeometrie kann durch Messung von M die dynamische Viskosität η bestimmt werden. Zur Durchführung der Messung wurde ein Kegel-Platte(cone/plate)-

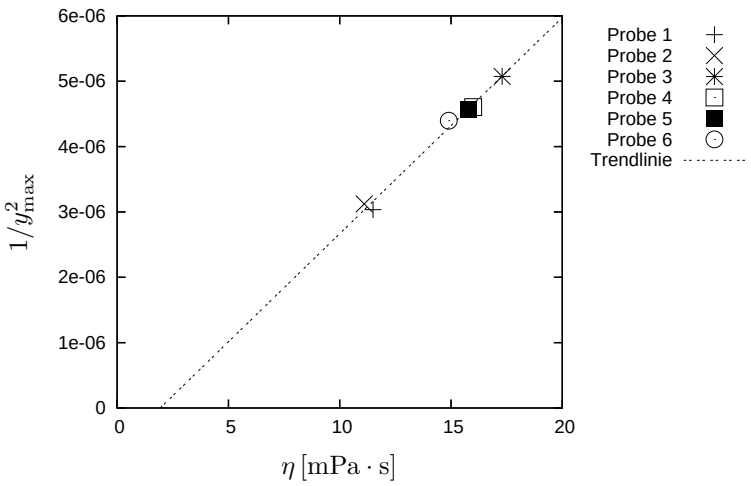


Abbildung 5.3: Vergleich mit klassischer Messung verschiedener Ölproben. Auf der Abszisse sind die mit einem Kegel-Platte-Rheometer ermittelten Werten der dynamischen Viskosität η aufgetragen, auf der Ordinatenachse der Wert $1/y^2_{\max}$, der proportional zum Viskositäts-Dichte-Produkt $\eta\rho$ ist.

Rheometer *Brookfield LVDV-II+CP* mit einem Öffnungswinkel von $\beta = 3°$ und einem Probenvolumen von 2 ml verwendet. Die derart gemessenen Werte sind in Abb. 5.3 auf der Abszisse aufgetragen (siehe wiederum Kuntner et al. [2005]).

Die zuvor in Abschnitt 5.1 mit der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Auswertelektronik gemessenen Werte $y_{\max}$ verhalten sich näherungsweise umgekehrt proportional zur Wurzel des Viskositäts-Dichte-Produktes der gemessenen Flüssigkeit, $y_{max} \sim 1/\sqrt{\eta\rho}$. Auf der Ordinate sind deshalb dieselben Werte wie zuvor gemessen, jedoch auf $1/y^2_{\max} \sim \eta\rho$ umgerechnet, dargestellt.

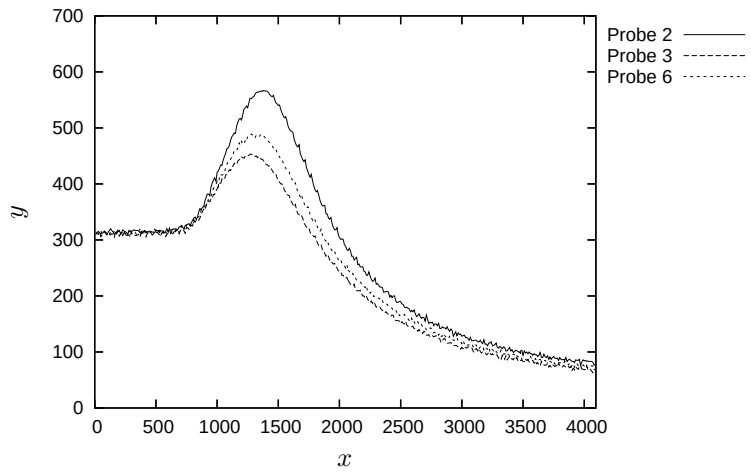


Abbildung 5.4: Messung der Resonanzkurven dreier Proben

5.3 Messung der Resonanzkurven

Eine weitere Messung (Abb. 5.4) zeigt die Resonanzkurven des TSM Resonators in drei verschiedenen Ölproben. Die Messung wurde ebenfalls bei eingeschalteter Kompensation im Meßbereich `Normal` durchgeführt. Das Meßgerät wurde über das USB-Kabel an einen PC angeschlossen und die gemessenen Daten wurden an diesen übermittelt (siehe Abschnitt 4.3 auf Seite 51).

Man erkennt, daß bei viskoseren Flüssigkeiten das Maximum der Kurve $y_{\max}$ wie auch die Resonanzfrequenz abnimmt. Die Abflachung der Kurve unterhalb eines Wertes x von 500 erklärt sich mit der Kennlinie der VCO-Ansteuerschaltung (vgl. Abb. 3.3 auf Seite 22), wo die VCO Frequenz und somit der gemessene Wert in diesem Bereich konstant bleiben.

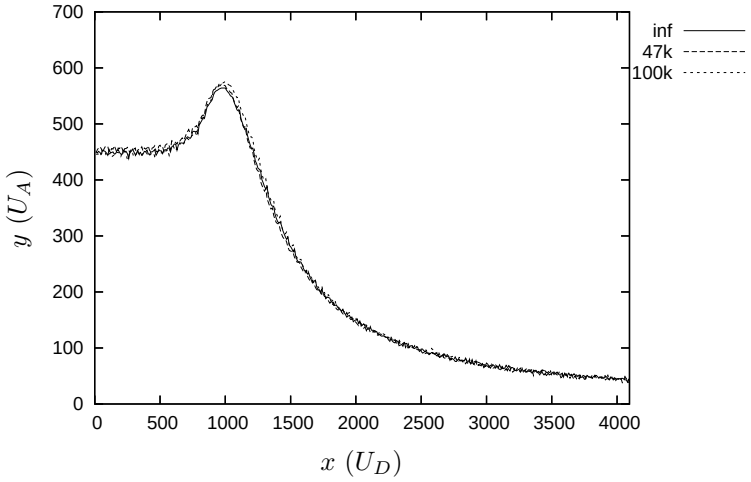


Abbildung 5.5: Messung der Resonanzkurve mit Probe 2 und verschiedenen Parallelwiderständen $R_0 = \infty, 47\,\mathrm{k}\Omega, 100\,\mathrm{k}\Omega$

5.4 Kompensation der parasitären Komponenten

Abschließend wurde mit einer Messung die Funktion der Kompensation eines parasitären Parallelwiderstandes R_0 bzw. einer Parallelkapazität überprüft.

In Abb. 5.5 wurden drei Resonanzkurven des TSM Resonators in derselben Flüssigkeit gemessen, wobei parallel zu diesem jeweils ein anderer Widerstand ($R_0 = \infty$, $47\,\mathrm{k}\Omega$ und $100\,\mathrm{k}\Omega$) geschaltet wurde. Für das Meßgerät stellten sich die drei Messungen also als verschieden leitfähige Flüssigkeiten mit gleicher Viskosität und Dichte dar. Wie erwartet liegen die Kurven der drei Messungen übereinander, da der Parallelwiderstand durch die Kompensationsschaltung ausgeglichen wird. Leichte Unterschiede lassen sich wiederum durch die schon zuvor erwähnten Temperaturschwankungen erklären.

Eine ähnliche Messung wurde für die Kompensation der Parallelkapazitäten durchgeführt. Es werden wieder drei Messungen mit derselben Probe durchgeführt, wobei parallel zum Sensor unterschiedliche Kapazitäten C_0' ge-

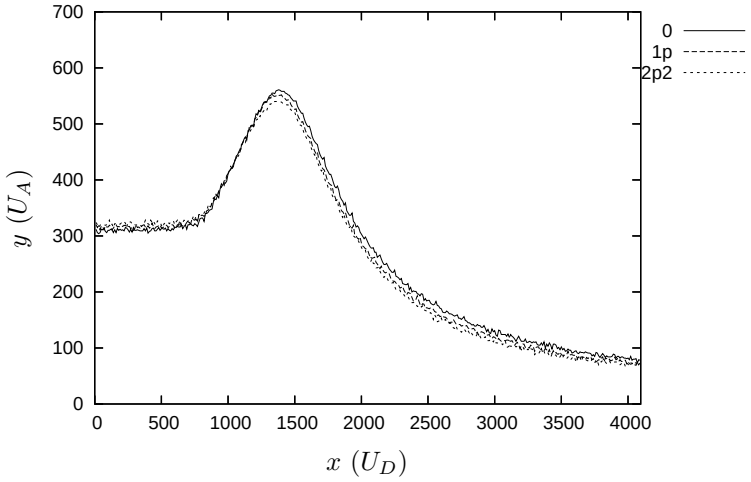


Abbildung 5.6: Messung der Resonanzkurve mit Probe 2 und verschiedenen Parallelkapazitäten $C_0' = 0, 1\,\mathrm{pF}, 2{,}2\,\mathrm{pF}$

schaltet wurden, deren Kapazität sich zu C_0 (siehe Ersatzschaltbild Abb. 1.7 auf Seite 7) addiert. Das Ergebnis ist in Abb. 5.6 dargestellt.

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

Im Verlauf dieser Diplomarbeit wurde ein Prototyp des beschriebenen Viskositätsmeßgerätes aufgebaut. Die einzelnen Schaltungsteile wurden einzeln überprüft, zusammengeschaltet und gegebenenfalls einige Bestückungsänderungen vorgenommen. Zur Steuerung der Schaltung dient ein Microcontroller, für den eine entsprechende Firmware programmiert wurde.

Anschließend wurde die Funktion des Prototyps mit einer Reihe von Messungen überprüft. Es zeigte sich das erwartete Verhalten der Auswertelektronik, als Resultat der Messung wird ein Wert zurückgegeben, der dem Viskositäts-Dichte-Produkt der gemessenen Flüssigkeit entspricht, wobei dieser unabhängig von der elektrischen Leitfähigkeit der Flüssigkeit ist.

Die Meßergebnisse, beispielsweise in Abb. 5.4, zeigten, daß die Maxima der Resonanzkurven des Sensors für die untersuchten Proben am Rand des Frequenzbereichs des verwendeten VCO liegen. Weiters wurden für sehr viskose Flüssigkeiten die gemessenen Resonanzkurven sehr flach, was die Suche des Maximums der Kurve erschwert. Ein erster Schritt zur Fortführung dieser Arbeit müßte somit die Anpassung der Meßbereiche der Auswertelektronik und des VCO auf den gewünschten Anwendungsfall sein. Die aufgebaute

Elektronik nimmt derzeit auch relativ viel Platz ein, durch Verwendung der SMD Technik ließe sich das Meßgerät wesentlich verkleinern.

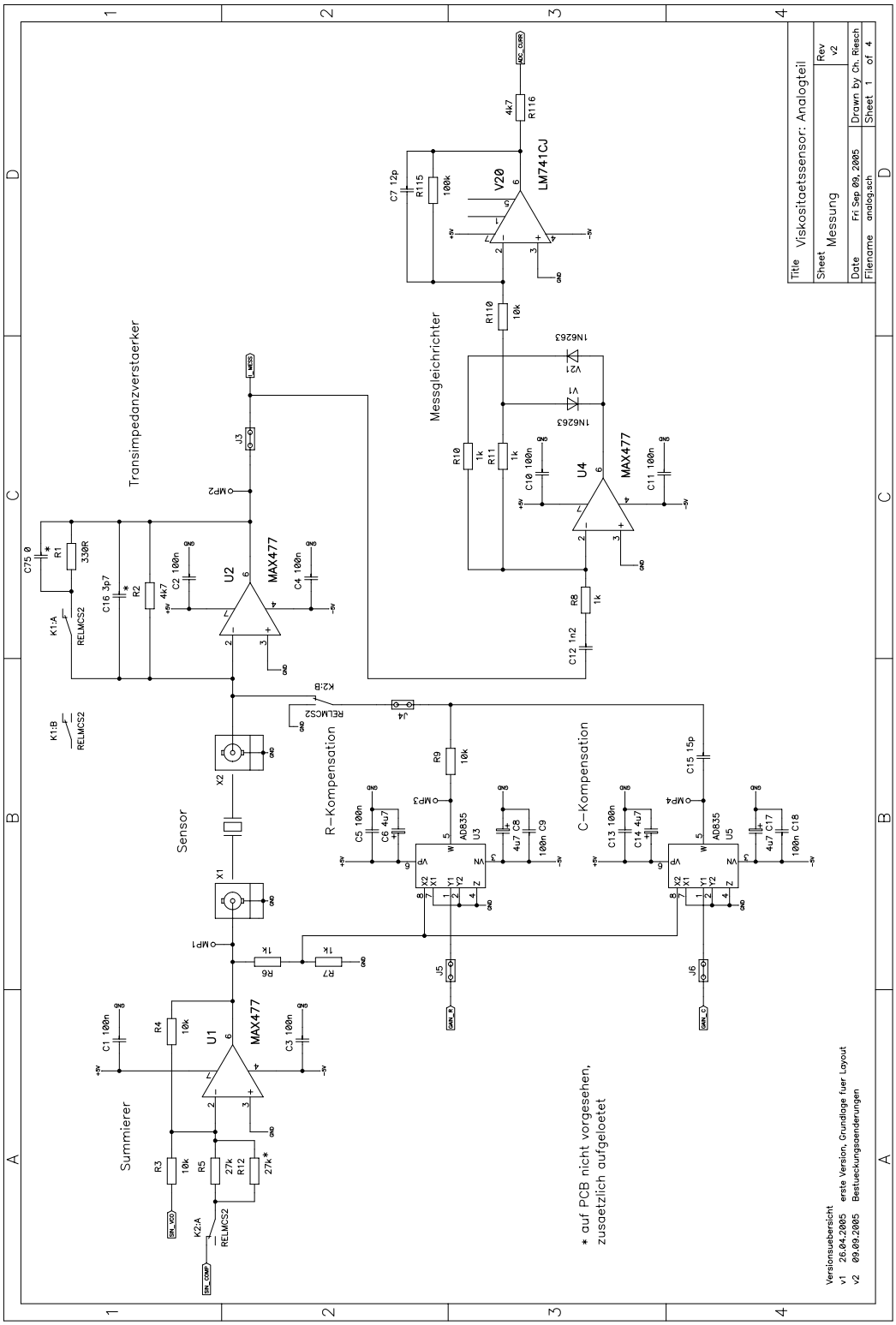
Mit dieser Arbeit wurde somit erfolgreich die Umsetzbarkeit und Funktionsfähigkeit des in Rocha et al. [2004] vorgestellten Meßverfahrens gezeigt, wodurch die Viskositätsmessung mittels TSM Resonatoren auch für elektrisch leitfähige Flüssigkeiten angewendet werden kann.

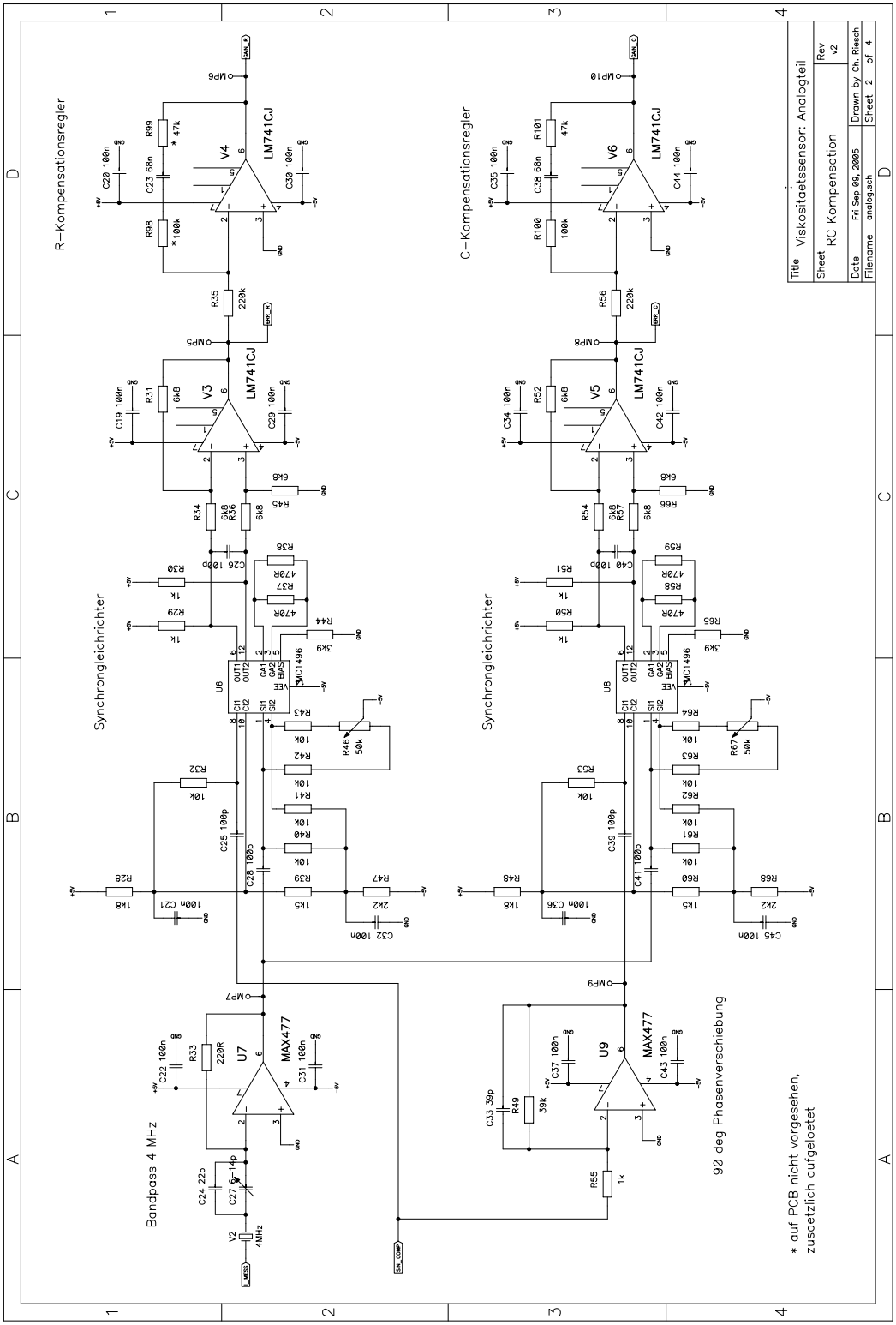
Anhang A

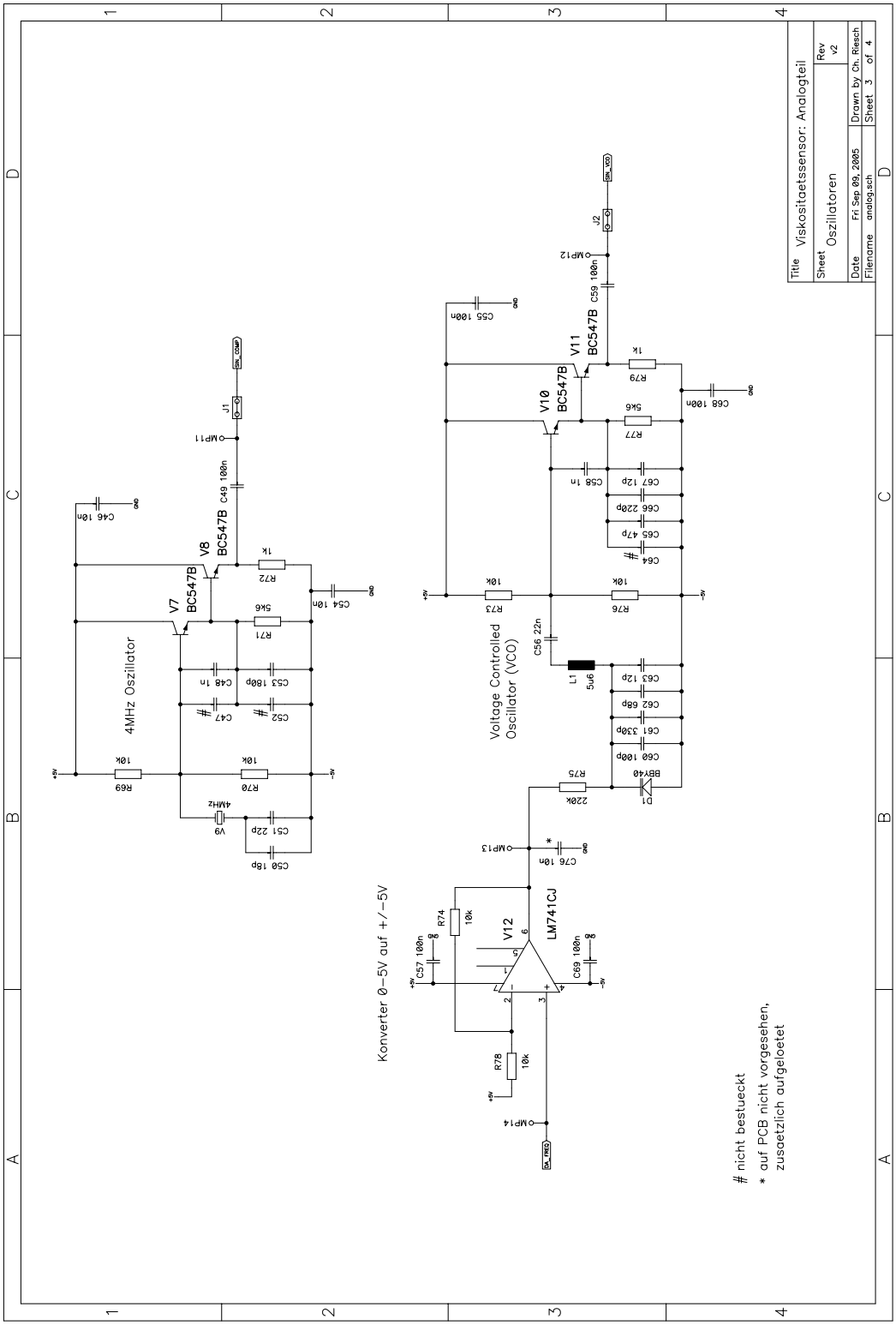
Schaltpläne

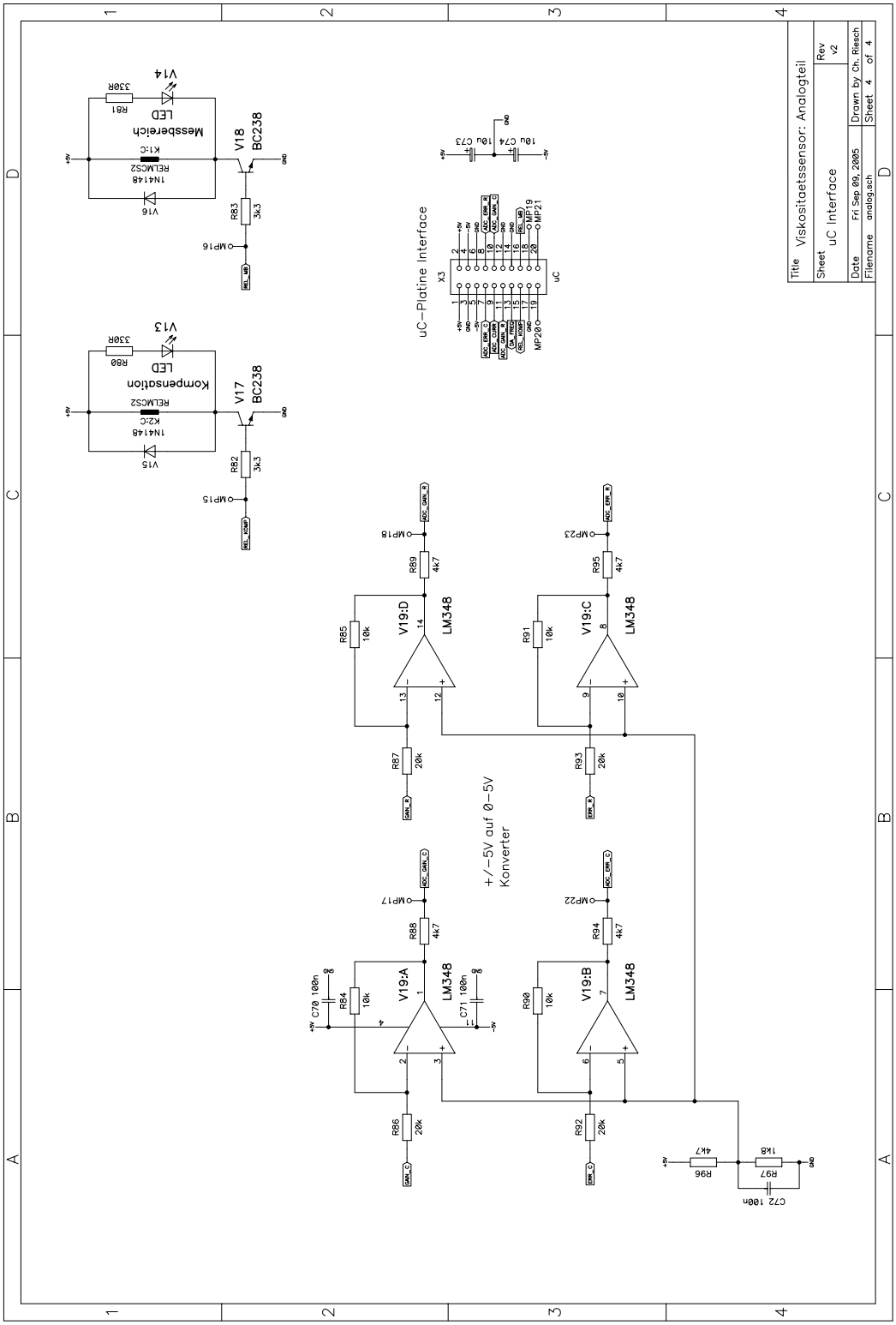
Die folgenden Seiten zeigen die Schaltpläne der entwickelten Auswertelektronik. Um den Aufbau übersichtlich zu halten, wurde die Schaltung auf zwei Leiterplatten aufgeteilt, die im folgenden als Analogboard bzw. als uC- bzw. μC-Platine bezeichnet werden.

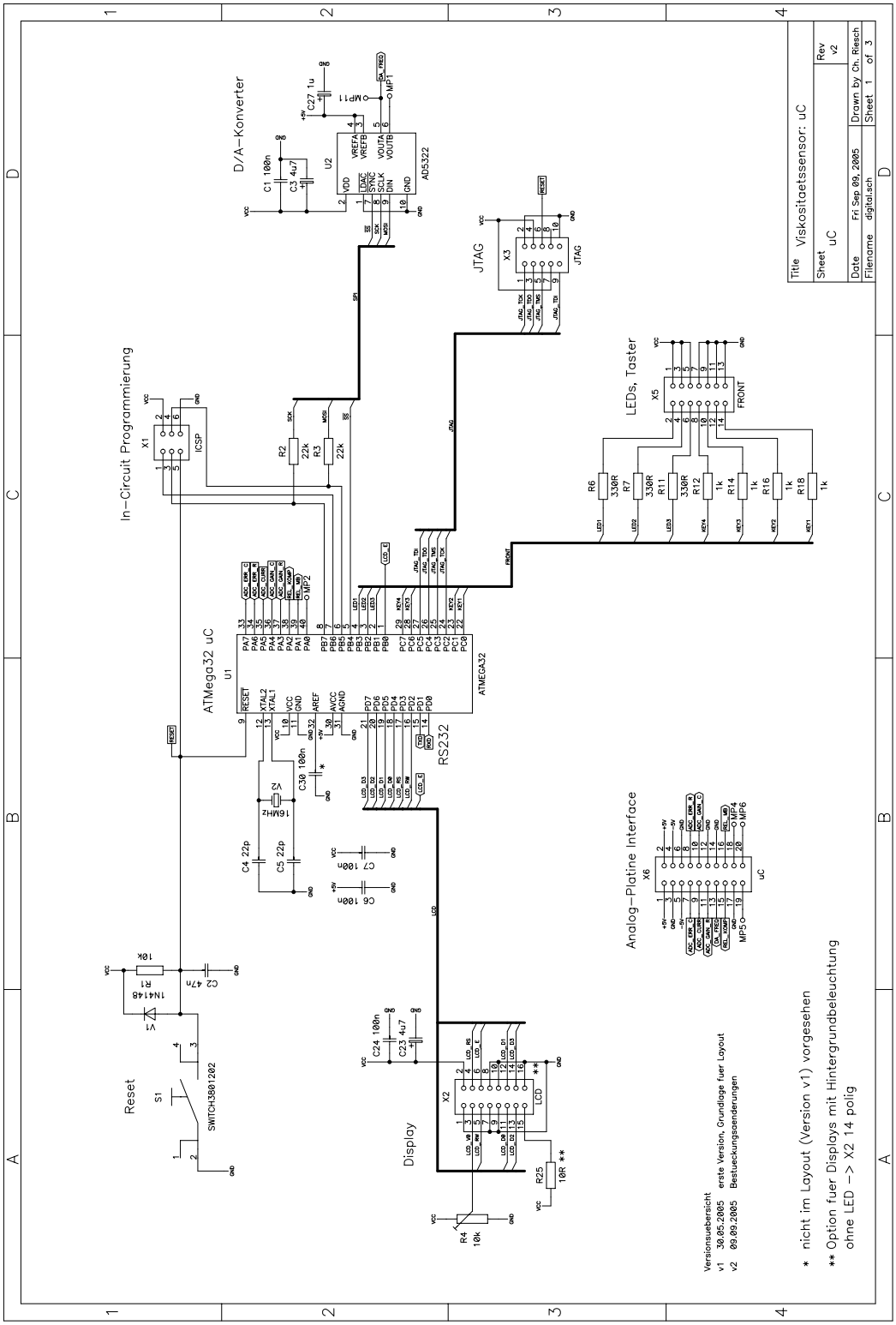
Die Schaltpläne zeigen die Bauteilwerte in der aktuell aufgebauten Version v2. Die zugehörigen Layout- und Bestückungszeichnungen (Anhang B) und die danach gefertigten Leiterplatten basieren jedoch auf der Vorversion v1. Wo aus diesem Grund Bauteile fliegend bestückt werden mußten, wurde dies im Schaltplan vermerkt. Zusätzlich sind beide Versionen der Schaltpläne auf der beigelegten CD-ROM im Verzeichnis `/schematics` verfügbar.

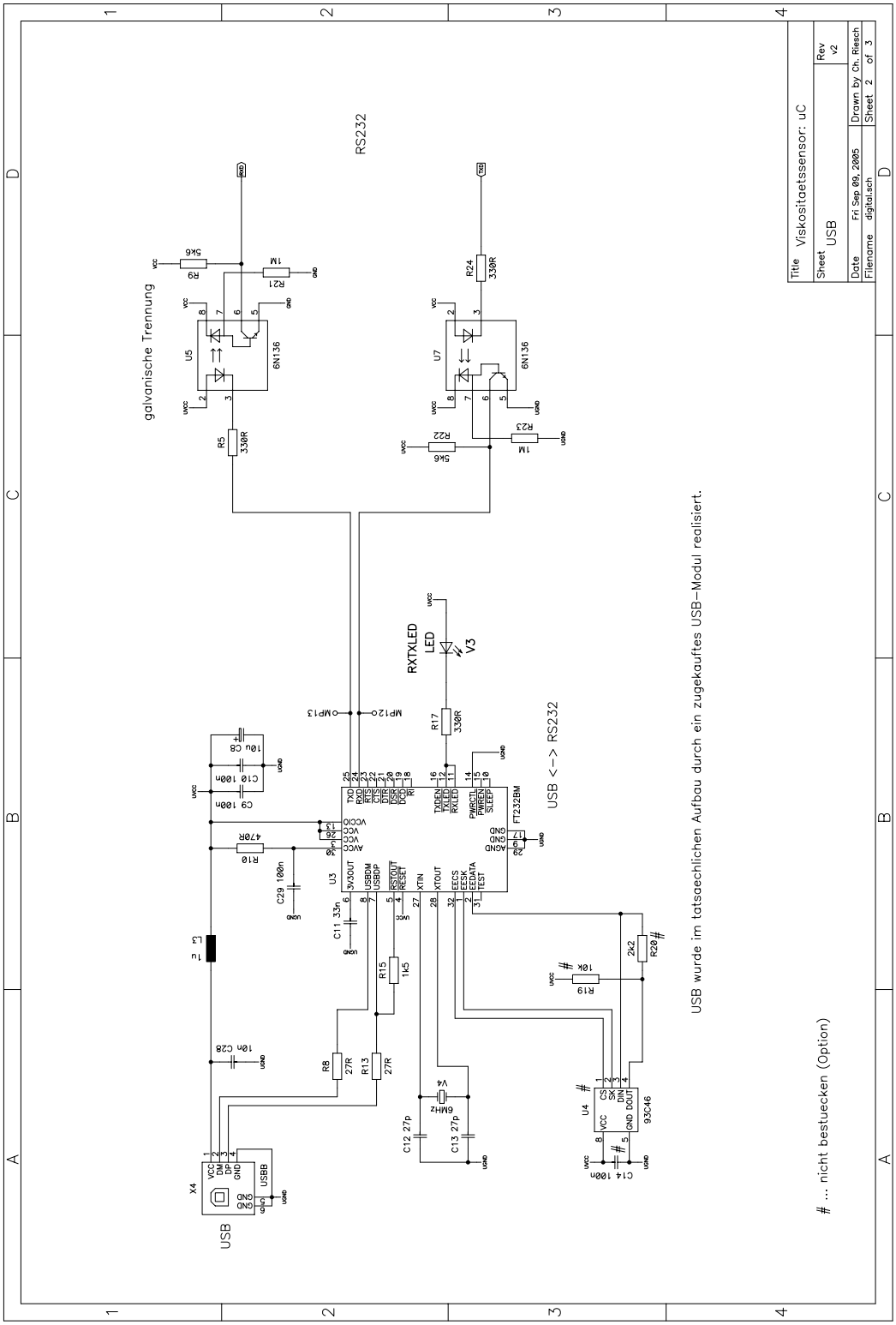

Transimpedanzverstaerker
Messgleichrichter
Sensor
R-Kompensation
C-Kompensation
Summierer
U1
U2
U3
U4
U5
MAX477
AD835
LM741CJ
V20
K1:A
K1:B
K2:A
K2:B
RELMCS2
* auf PCB nicht vorgesehen,
zusaetzlich aufgeloetet
Title Viskositaetssensor: Analogteil
Sheet Messung
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Drawn by Ch. Riesch
Filename analog.sch
Sheet 1 of 4
Versionsuebersicht
v1 26.04.2005 erste Version, Grundlage fuer Layout
v2 09.09.2005 Bestueckungsaenderungen

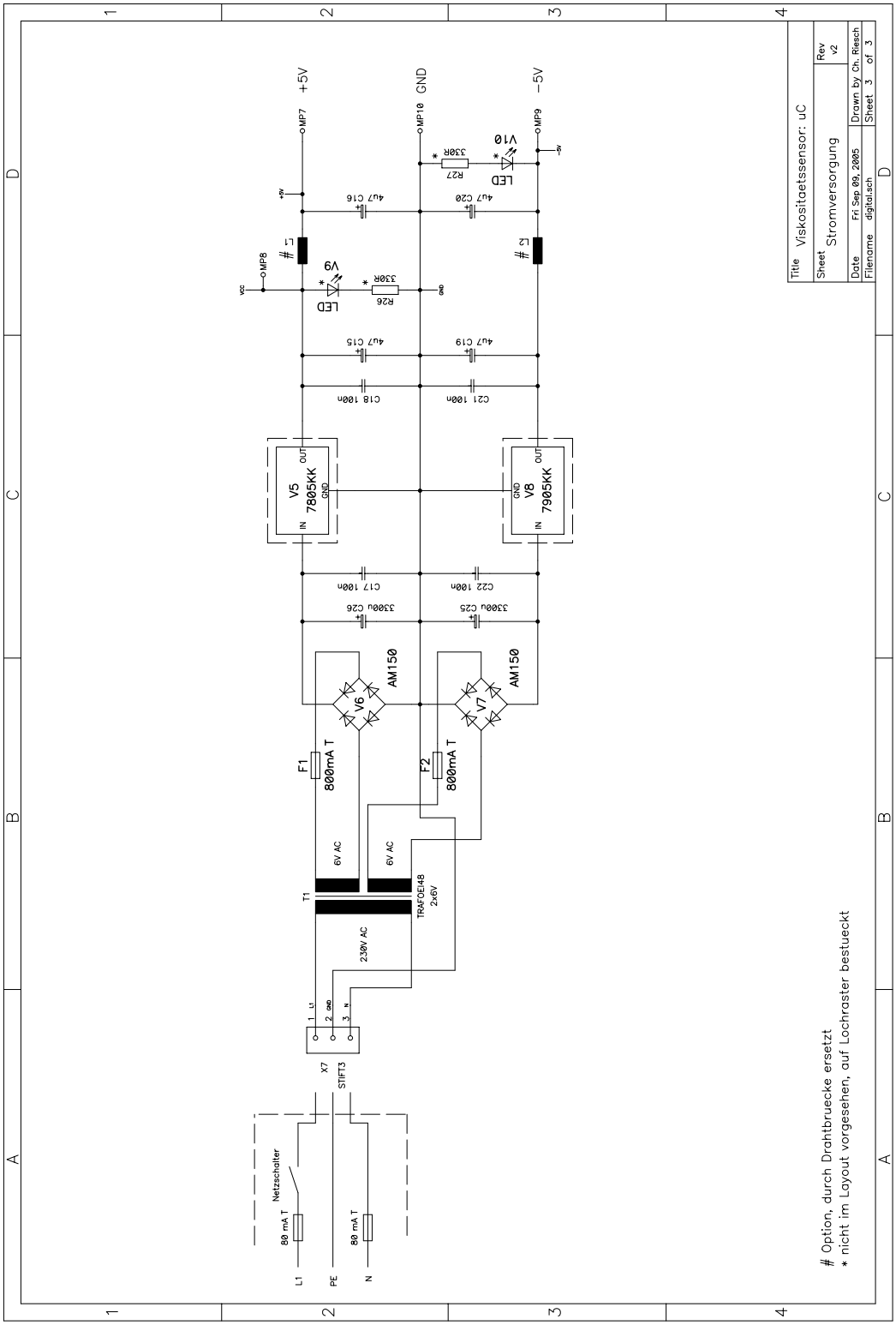

R-Kompensationsregler
C-Kompensationsregler
Synchrongleichrichter
Synchrongleichrichter
Bandpass 4 MHz
90 deg Phasenverschiebung
* auf PCB nicht vorgesehen,
zusaetzlich aufgeloetet
Title Viskositaetssensor: Analogteil
Sheet RC Kompensation
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Drawn by Ch. Riesch
Filename analog.sch
Sheet 2 of 4


Title Viskositaetssensor: Analogteil
Sheet Oszillatoren
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Drawn by Ch. Riesch
Filename analog.sch
Sheet 3 of 4
4MHz Oszillator
Voltage Controlled Oscillator (VCO)
Konverter 0–5V auf +/–5V
V7 BC547B
V8 BC547B
V10 BC547B
V11 BC547B
V12 LM741CJ
D1 BBY40
L1 5u6
V9 4MHz
J1
J2
MP11
MP12
MP13
MP14
SW_CRAW
SW_VCO
SW_FREQ
GND
nicht bestueckt
* auf PCB nicht vorgesehen, zusaetzlich aufgeloetet


Title Viskositaetssensor: Analogteil
Sheet uC Interface
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Drawn by Ch. Riesch
Filename analog.sch
Sheet 4 of 4
uC-Platine Interface
X3
uC
MP20
MP21
MP19
MP18
MP17
MP16
MP15
MP23
MP22
C73 10u
C74 10u
V13
V14
V15
V16
V17
V18
BC238
R80
R81
R82
R83
3k3
330R
LED
Kompensation
Messbereich
1N4148
RELMOS2
K2:C
K1:C
V19:A
V19:B
V19:C
V19:D
LM348
R84
R85
R86
R87
R88
R89
R90
R91
R92
R93
R94
R95
10k
20k
4k7
C70 100n
C71 100n
C72 100n
R96
R97
1k8
+/-5V auf 0-5V
Konverter


Title Viskositaetssensor: uC
Sheet uC
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Filename digital.sch
Drawn by Ch. Riesch
Sheet 1 of 3
D/A-Konverter
In-Circuit Programmierung
ATMega32 uC
JTAG
LEDs, Taster
RS232
Reset
Display
Analog-Platine Interface
Versionsuebersicht
v1 30.05.2005 erste Version, Grundlage fuer Layout
v2 09.09.2005 Bestueckungsaenderungen
* nicht im Layout (Version v1) vorgesehen
** Option fuer Displays mit Hintergrundbeleuchtung
ohne LED -> X2 14 polig


RS232
galvanische Trennung
USB <-> RS232
RXTXLED
USB
USB wurde im tatsaechlichen Aufbau durch ein zugekauftes USB-Modul realisiert.
... nicht bestuecken (Option)
Title Viskositaetssensor: uC
Sheet USB
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Drawn by Ch. Riesch
Filename digital.sch
Sheet 2 of 3

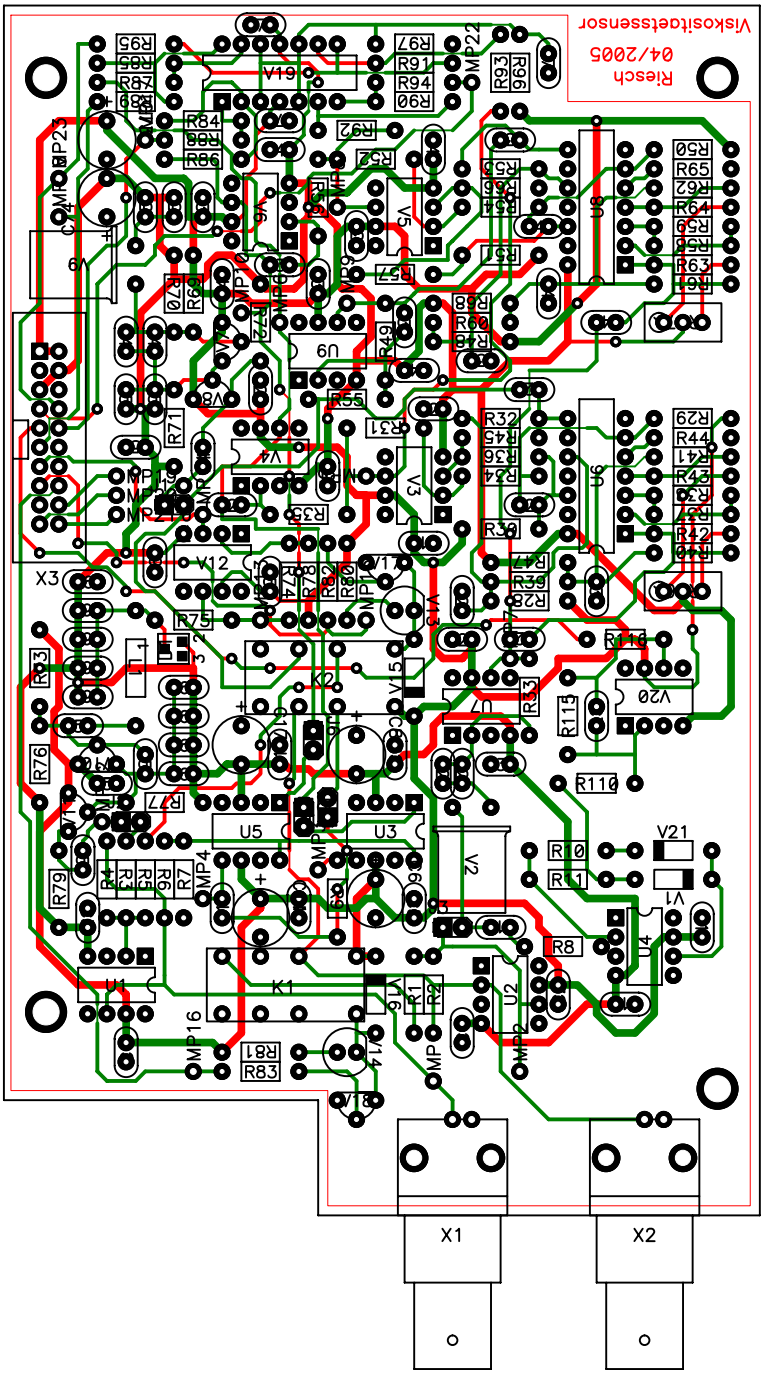

+5V
GND
-5V
MP7
MP10
MP9
V10
LED
R27
330R
4u7 C16
4u7 C20
L1 #
L2 #
MP8
V9
LED
R26
330R
4u7 C15
4u7 C19
C18 100n
C21 100n
V5
7805KK
V8
7905KK
C17 100n
C22 100n
3300u C26
3300u C25
V6
AM150
V7
AM150
F1
800mA T
F2
800mA T
6V AC
6V AC
T1
TRAFOE148
2x6V
230V AC
X7
STIFT3
Netzschalter
80 mA T
80 mA T
L1
PE
N
Title Viskositaetssensor: uC
Sheet Stromversorgung
Rev v2
Date Fri Sep 09, 2005
Drawn by Ch. Riesch
Filename digital.sch
Sheet 3 of 3
Option, durch Drahtbruecke ersetzt
* nicht im Layout vorgesehen, auf Lochraster bestueckt

Anhang B

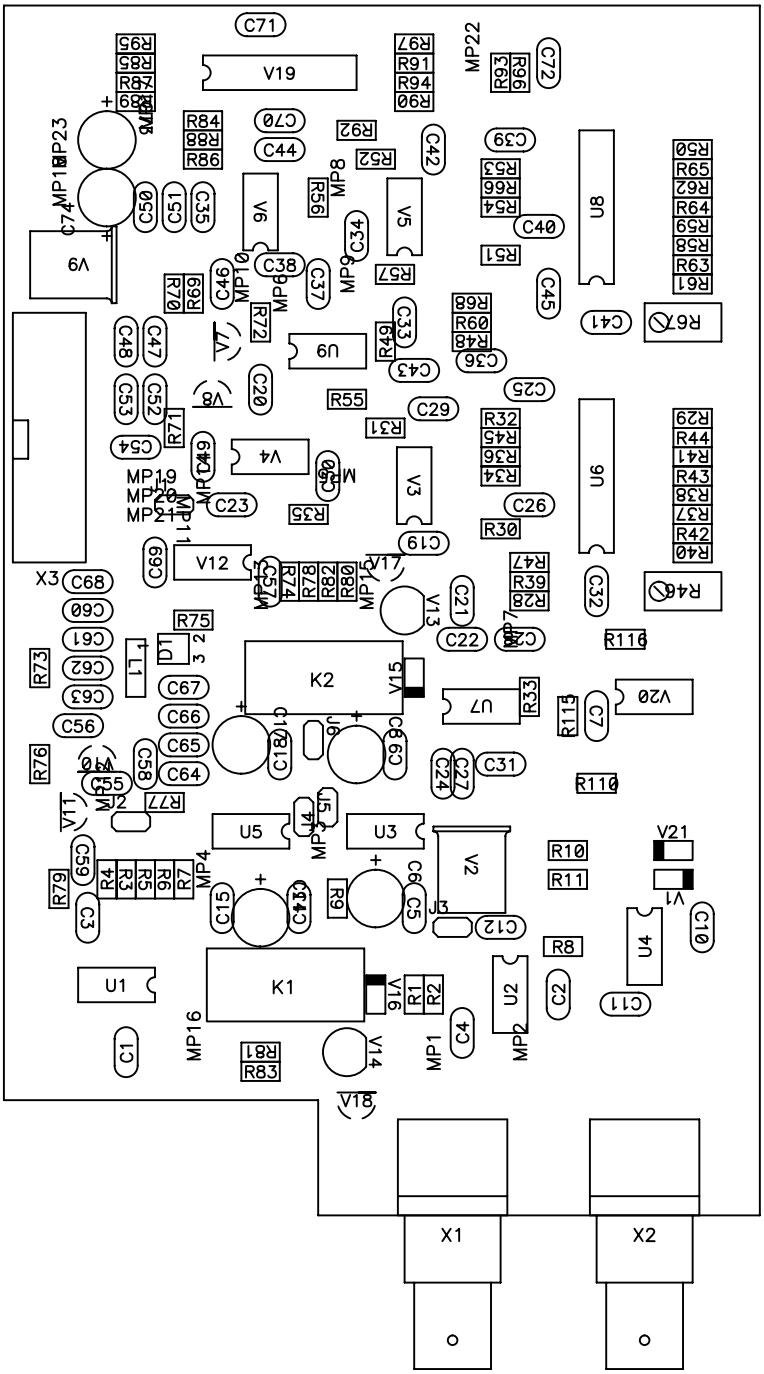
Leiterplattenlayout

Die folgenden Seiten zeigen Layouts der Leiterplatten sowie die Bestückungspläne.

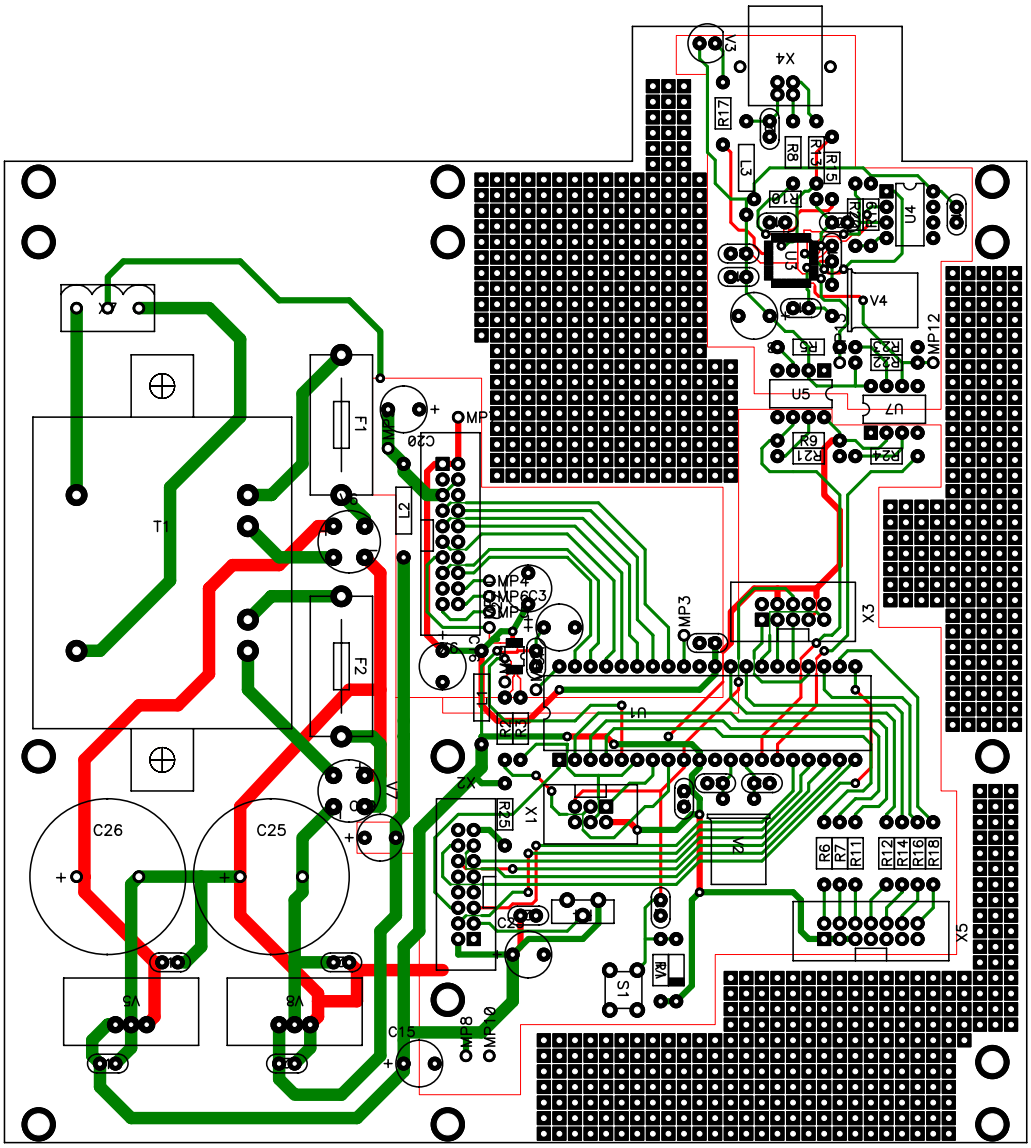
Leiterplattenlayout Analogteil



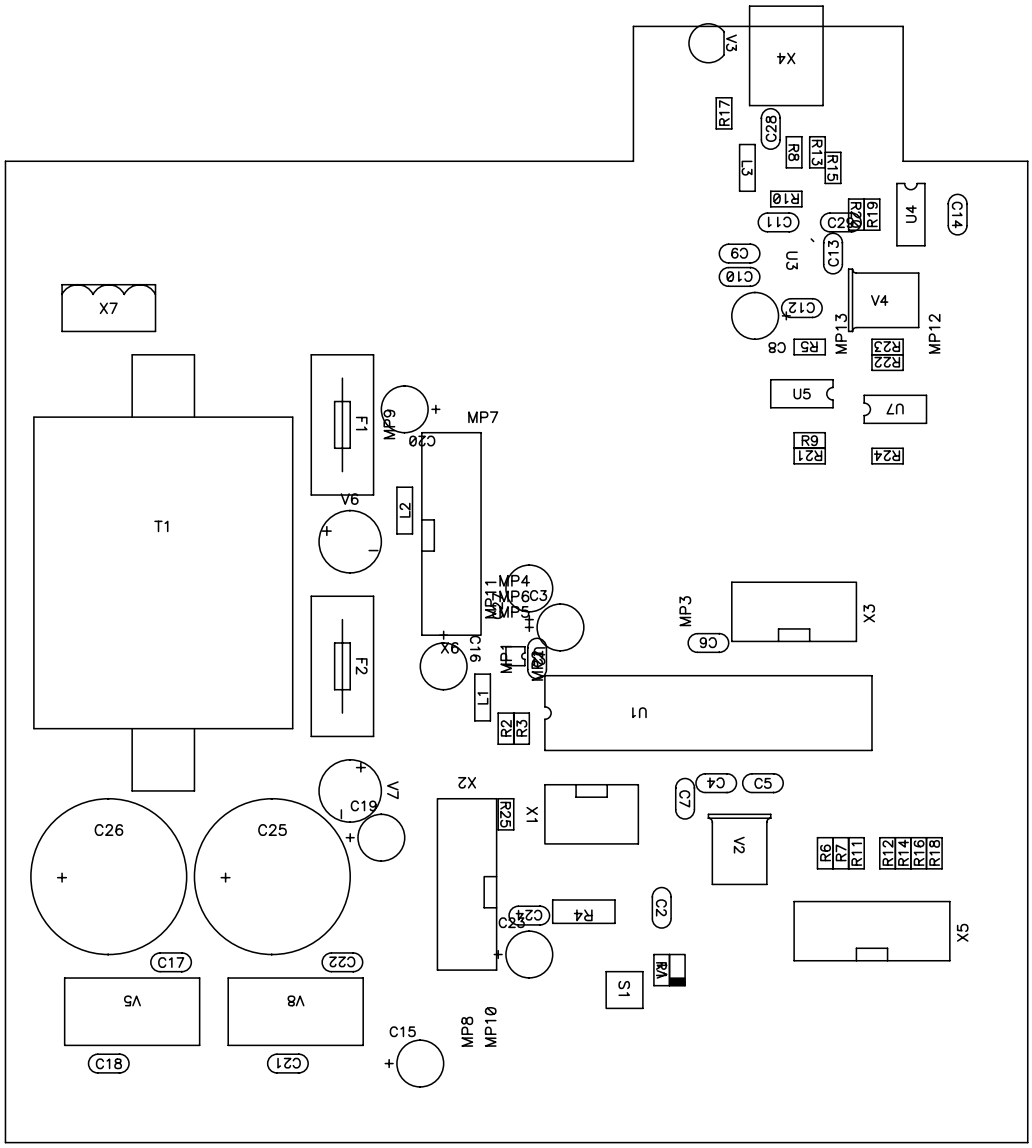
Bestückungsplan Analogteil



Leiterplattenlayout μC-Platine



Bestückungsplan μC-Platine



Anhang C

Pinbelegungen der Steckverbindungen

ICSP: X1 (μC-Platine)		
1	MISO	Master In, Slave Out
2	VCC	Versorgungsspannung
3	SCK	Clock
4	MOSI	Master Out, Slave In
5	$\overline{\text{RESET}}$	Reset
6	GND	Masse

Tabelle C.1: ICSP Schnittstelle für das Elnec T51Prog Programmiergerät

Display: X2 (μC-Platine)		
1	GND	Masse
2	VCC	Versorgungsspannung
3	V0	Kontrastspannung
4	RS	LCD Register Select
5	R/$\overline{\text{W}}$	LCD Read/Write
6	ENABLE	LCD Enable
7	n/c	
8	n/c	
9	n/c	
10	n/c	
11	D0	4 bit Datenbus
12	D1	
13	D2	
14	D3	
15	A	Hintergrundbeleuchtung Anode
16	K	Hintergrundbeleuchtung Kathode

Tabelle C.2: Steckverbindung LCD Display

JTAG: X3 (μC-Platine)		
1	TCK	
2	GND	
3	TDO	
4	VCC	
5	TMS	
6	RESET	
7	VCC	
8	frei	
9	TDI	
10	GND	

Tabelle C.3: Pinbelegung JTAG-Interface

JTAG: X5 (μC-Platine)		
1	LED 1 Anode	LED Overflow (4 in Abb. 4.4)
2	LED 1 Kathode	
3	LED 2 Anode	LED Comp (3)
4	LED 2 Kathode	
5	LED 3 Anode	LED Auto (2)
6	LED 3 Kathode	
7	KEY 1	Taster Menu (7)
8	KEY 1	
9	KEY 2	Taster Display (6)
10	KEY 2	
11	KEY 3	Taster Up (5)
12	KEY 3	
13	KEY 4	Taster Down (8)
14	KEY 4	

Tabelle C.4: Steckverbindung Taster und LEDs auf der Frontplatte, siehe auch Abb. 4.4 auf Seite 51

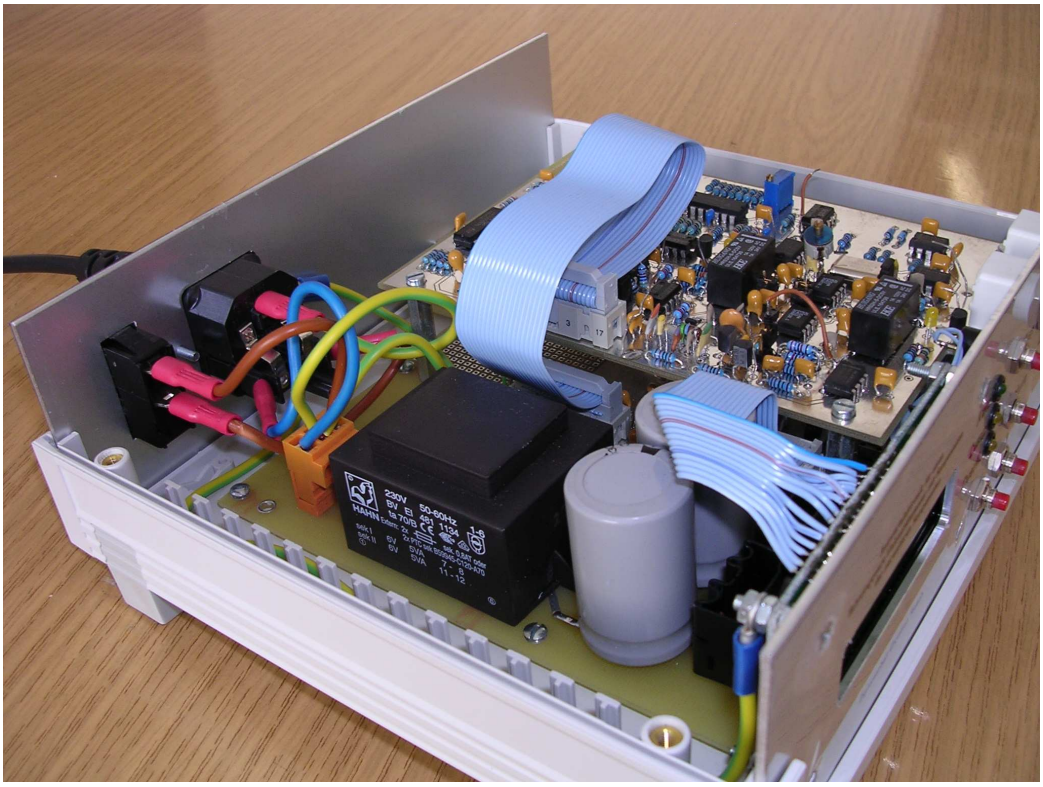
X6 (μC-Platine), X3 (Analogplatine)		
1	+5V	Versorgungsspannung
2	+5V	Versorgungsspannung
3	GND	Masse
4	-5V	Versorgungsspannung
5	-5V	Versorgungsspannung
6	GND	Masse
7	ADC_ERR_C	C-Kompensationsfehler
8	ADC_ERR_R	R-Kompensationsfehler
9	ADC_CURR	Dämpfungsmessung Ausgang
10	ADC_GAIN_C	C-Verstärkung
11	ADC_GAIN_r	R-Verstärkung
12	GND	Masse
13	DA_FREQ	Ausgang DAC
14	GND	Masse
15	REL_KOMP	Relais Kompensation ein/aus
16	REL_MB	Relais Meßbereich
17	GND	Masse
18	reserviert	
19	reserviert	
20	reserviert	

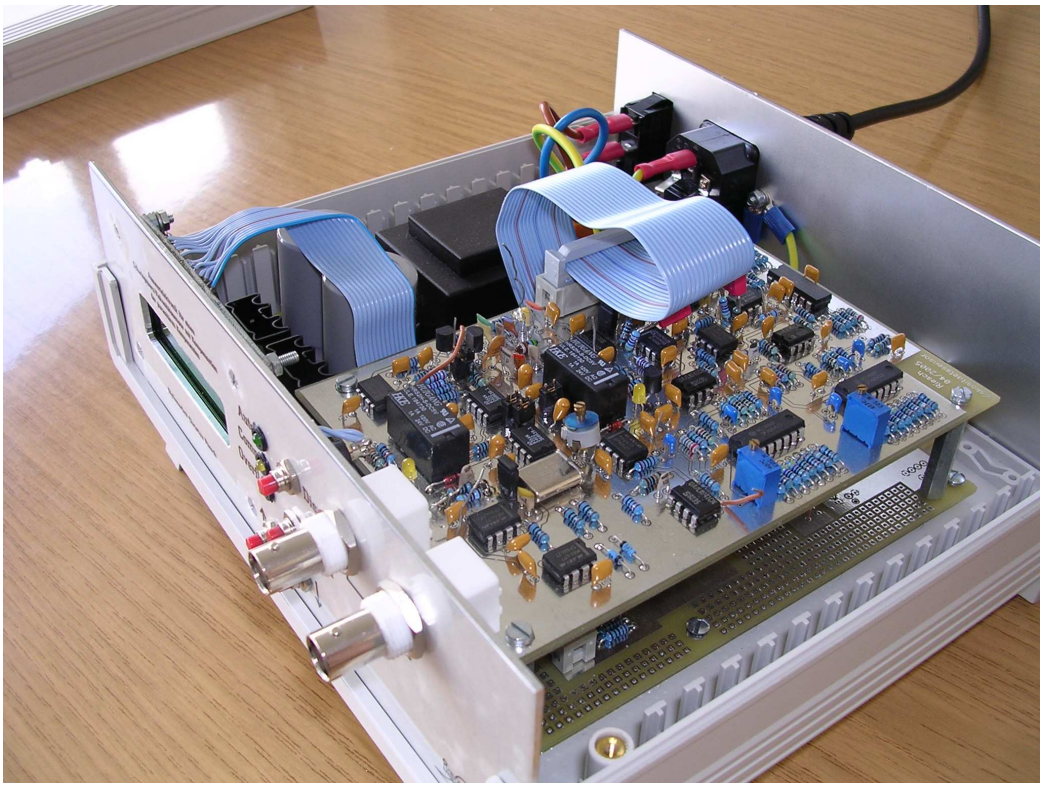
Tabelle C.5: Steckverbindung zwischen Analog- und μC-Platine

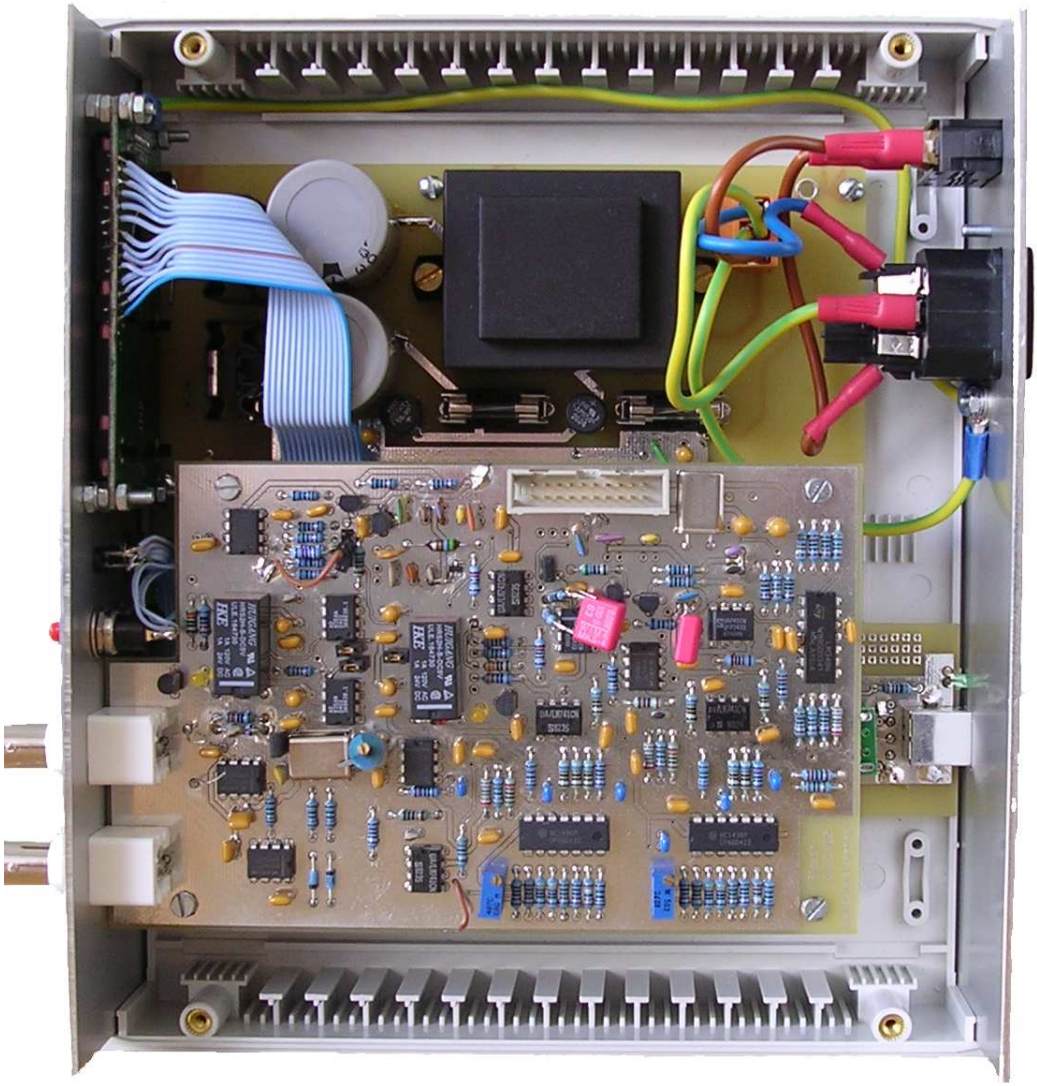
Anhang D

Fotos des Prototyps

Auto
Comp
Overfl.
Menu
Diplomarbeit Christian Rinsch







Anhang E

Inhalt der beiliegenden CD-ROM

`/avr`	Quellcode und HEX-File der μC Firmware
`/serial`	Programm zur Kommunikation mit dem Viskositätsmeßgerät (EXE-Datei und C#-Sourcecode)
`/diplomarbeit`	Diplomarbeit im PDF- und Postscript-Format
`/schematics`	Schaltpläne und Layoutdateien (PCAD)
`/usb`	Treiber für den Prolific USB-Baustein

Literaturverzeichnis

Art, Georg [2003]. *Entwurf und Aufbau einer neuen Auswerteelektronik für den Prototyp eines Viskositätssensors*. Diplomarbeit, Technische Universität Wien.

Duden [2004]. *Die deutsche Rechtschreibung*, Band 1. Bibliographisches Institut, Mannheim, 23. Auflage.

Fasching, Gerhard [1994]. *Werkstoffe für die Elektrotechnik*. Springer Verlag, dritte Auflage.

Ferrari, Vittorio, Daniele Marioli und Andrea Taroni [2003]. *ACC Oscillator for In-Liquid Quartz Microbalance Sensors*. Proceedings of IEEE Sensors, 2:849–854.

Graeme, Jerald [1994]. *Phase compensation counteracts op-amp input capacitance*. EDN, 6. Jänner 1994. Reed Business Information, Waltham, MA, USA.
URL `http://www.edn.com/archives/1994/010694/01df2.htm`

Horowitz, Paul und Winfield Hill [1989]. *The Art Of Electronics*. Cambridge University Press, Cambridge, zweite Auflage.

Jakoby, B., G. Art und J. Bastemeijer [2005]. *Novel Analog Readout Elec-*

tronics for Microacoustic Thickness Shear-Mode Sensors. IEEE Sensors Journal. Accepted for future publication.

Kuntner, J., G. Stangl und B. Jakoby [2005]. *Characterizing the Rheological Behavior of Oil-Based Liquids: Microacoustic Sensors Versus Rotational Viscometers*. IEEE Sensors Journal. Accepted for future publication.

Martin, S. J., G. C. Frye und K. O. Wessendorf [1994]. *Sensing liquid properties with thickness shear-mode resonators*. Sensors and Actuators A, 44:209–281.

Matthys, Robert J. [1992]. *Crystal Oscillator Circuits*. Krieger Publishing Company, Malabar, Florida, zweite Auflage.

Neubig, Bernd und Norbert Briese [1997]. *Das große Quarzkochbuch*. Franzis Verlag, Feldkirchen.
URL `http://www.qsl.net/dk1ag/buch.html`

O'Flynn, Colin [2004]. *Downloading, Installing and Configuring WinAVR*.
URL `http://winavr.sourceforge.net/download/install_config_WinAVR.pdf`

Pease, Bob [2001]. *What's All This Transimpedance Amplifier Stuff, Anyhow? (Part 1)*. ED Online, ID #4346. Penton Media, Inc., Cleveland, OH, USA.
URL `http://elecdesign.com/Articles/ArticleID/4346/4346.html`

Rocha, Daniel, Vittorio Ferrari und Bernhard Jakoby [2004]. *Improved Electronic Readout Circuit for Resonant Acoustic Sensors*. In *CD-Rom Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Sensors*, Seiten 32–35. IEEE Sensors 2004, Wien.

Tietze, Ulrich und Christoph Schenk [1993]. *Halbleiterschaltungstechnik*. Springer Verlag, zehnte Auflage.

Tipler, Paul A. [1995]. *Physik*. Spektrum Akademischer Verlag, Heidelberg, erste Auflage.