

Entwurf und Realisierung eines computergesteuerten Stromkonstanters

Martin Clausen

7.2.2004

Zusammenfassung

Dieser Artikel beschreibt eine Stromversorgung und ihren Einsatz im Experiment. Beim Entwurf des Gerätes wurde besonders auf hohe Langzeitkonstanz und Genauigkeit der Stromeinstellung geachtet. Das Gerät kann einen stabilisierten Strom im Bereich von 0,000 bis zu 6,5536 Ampere liefern. Der Strom ist in 100 μ A Schritten einstellbar. Das Gerät ist via Drehenkoder und Tasten sowie RS232 steuerbar. Das Mikrocontroller-Programm ist auch für andere Steuerungsaufgaben verwendbar.

Der Prototyp wird in einem Experiment am Lehrstuhl Maret (Universität Konstanz) von Peter Keim zur Untersuchung von Phasenübergängen an zweidimensionalen Kolloid-Systemen verwendet. Diese Systeme erlauben Einblicke in die Physik, wie sie bei realen Festkörpern nicht oder nur sehr schwierig zu erlangen sind.

Inhaltsverzeichnis

1	Beschreibung des Stromkonstanters	1
1.1	Features	1
1.2	Beschreibung der Schaltung	2
1.3	Beschreibung der Software	3
1.4	Stabilitätsanalyse	4
1.5	Berechnung der Save Operating Area	5
1.5.1	Allgemeine Berechnungen	5
1.5.2	Berechnung der Werte	5
2	Driftanalyse	5
3	Rauschanalyse	6
4	Charakterisierung des Gerätes	7
A	Bauteileliste	8
A.1	Halbleiter	8
A.2	Kondensatoren	8
A.3	Widerstände	8
A.4	Weiteres	8
B	Kommunikationsprotokoll	8

1 Beschreibung des Stromkonstanters

Die Natur eines Phasenüberganges macht es nötig, die zugehörige Größe exakt kontrollieren zu können. In Anbetracht der langen Relaxationszeiten der hier zu studierenden Kolloidsysteme ergeben sich die Anforderungen an die Magnetfelderzeugung:

- Einfache Integration in das bestehende Setup, d.h. steuerbar über RS232
- Bedienelemente am Gerät
- Hohe Langzeitkonstanz
- Hohe Genauigkeit
- Mindestens zwei unabhängige Ausgänge, die je mindestens vier Ampere in Spulen mit einem Widerstand von einigen Ohm liefern können.

Weitere Informationen zur Erzeugung eines Konstantstromes finden sich in [1] als auch in [2].

1.1 Features

- Standalone-Betrieb oder in Verbindung mit einem Computer

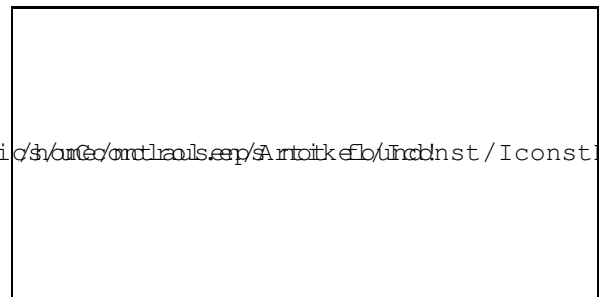


Abbildung 1: Schaltplan Teil 1, Mikrocontroller, Schnittstellenbaustein und Display reichen zur Steuerung aus.

- bis zu 255 Geräte kaskadierbar
- bis zu 8 Ausgänge pro Gerät, galvanisch getrennt
- Strom von 0 bis 6,5536 A in 100 μ A-Schritten einstellbar
- Anzeige durch beleuchtetes LCD
- Bedienung über 6 Tasten und einen Drehgeber
- Konstante Schrittweite bei Steuerung mittels Drehgeber
- Taster für das Zurücksetzen des Wertes
- Durchschleifen aller Befehle mit einer Verzögerung von 29 μ s, wenn keine Taste gedrückt wird
- 128 Bytes Puffer
- RS232 Interface, 8 Datenbits, keine Parität, ein Stopbit
- Unterstützte Baudraten: 115,2; 57,6; 38,4; 19,2; 9,6; 4,8; 2,4 und 1,2 kbps
- Zeichen zum Abschluß der Befehle: CR; andere möglich
- Vorbereitet für Serial (Programm Versions Informations System)

1.2 Beschreibung der Schaltung

Das Gerät wird von einem Mikrocontroller der 8051-Serie gesteuert (siehe Abb. 1). Dabei fiel die Wahl auf den AT89C52 von Atmel, da dieser über einen

Abbildung 2: Schaltplan Teil 2, der DAC LTC1655 gibt das Sollsignal auf einen LT1006, dieser vergleicht den Sollwert mit dem Istwert, der vom Shunt abgegriffen wird und regelt das Stellglied (MOSFET) entsprechend nach.

wiederprogrammierbaren Programmspeicher (FLASH) und 256 Bytes RAM verfügt. Weitere Informationen zum 8051 und zur Programmierung desselben finden sich in den Datenblättern der Hersteller und z. B. in [3, 4].

Der Operationsverstärker (OP) bildet mit dem MOSFET und dem 0,05 Ohm-Widerstand eine Regelschleife (siehe Abb. 2). Geeignet ist hier z.B. der LT1006 von Linear Technology. Die Schaltung laut Schaltplan ist für 0 bis 6,5536 A dimensioniert. Die Genauigkeit der Schaltung ist für große Ströme beim Einsatz des LT1006 weitgehend vom Temperaturkoeffizienten des 0,05 Ohm-Widerstandes abhängig. Gut geeignet sind z.B. die Präzisionswiderstände in Vier-Leiter-Technik der PBV Serie (bei Conrad oder Bürklin) oder besser der A-H Serie (bei Bürklin), beide von Isabellenhütte. Für den Aufbau ist eine sternförmige Masseführung unerlässlich.

Der Sollwert wird vom Mikrocontroller über die Optokoppler an die Digital-Analog-Konverter (DAC) übergeben. Als DAC wird ein LTC 1655 der Firma Linear Technology eingesetzt. Er verfügt zusätzlich zum 16 Bit breiten Wandler über eine eingebaute Referenzspannungsquelle, einen Degitcher und einen Ausgangsverstärker. Das Ausgangssignal ist unipolar, daher reicht zur Versorgung eine einfache 5 Volt-Spannungsquelle aus. Diese wurde mit einem TL317 der Firma Texas Instruments realisiert, da dieser durch Anschluß eines kleinen Elektrolytkondensators am Adj-Eingang eine deutlich verbesserte Unterdrückung des Netzbrummens leistet. Dies ist wichtig, da sich beim LTC 1655 Betriebsspannungsschwankungen relativ stark am Aus-

gang widerspiegeln.

In Abhängigkeit vom erwarteten Spannungsabfall über Shunt und MOSFET ist der Kühlkörper zu dimensionieren. Dabei darf der Spannungsabfall über den MOSFET auch nicht zu gering gewählt werden, damit der Regelbereich der Schaltung nicht verlassen wird. Im allgemeinen sollte 1 Volt Reserve für den höchsten zu erwartenden Lastwiderstand ausreichen.

Wird der unten angegebene 450 VA / 4*15 V-Transformator benutzt, so beträgt der minimale Lastwiderstand bei Benutzung von zwei Wicklungen in Reihenschaltung 5 Ohm, damit die Verlustleistung pro MOSFET nicht 80 Watt übersteigen kann. Daher ist ggf. eine Umschaltmöglichkeit zwischen den Wicklungen vorzusehen. Mit nur einer Wicklung sind dagegen beliebig niedrige Lastwiderstände möglich.

Kann der Benutzer die Last von der Stromquelle trennen, so ist in der Stromquelle eine Mindestlast vorzusehen (z.B. ein 10 k Ω -Widerstand), damit wird verhindert, daß die Ausgangsspannung unkontrolliert ansteigt. Man beachte den dadurch entstehenden Fehler in der Stromstärke. Vor dem Trennen von Last und Stromquelle sollte die Stromstärke auf Null gestellt werden, sonst versucht die Stromquelle durch den offenen Ausgang den eingestellten Strom zu treiben. Damit würde der MOSFET voll durchgeschaltet. Bei Anschluß einer anderen Last wird dann für kurze Zeit die volle Betriebsspannung ohne Strombegrenzung an der Last anliegen, bis die Regelschleife reagiert. Dabei können in Abhängigkeit vom Widerstand der Last sehr hohe Ströme fließen.

Für zwei Kanäle können die Leuchtdioden in den 6N137 für Clk- und Data-Leitung jeweils in Reihe geschaltet werden, dann wird nur noch ein Widerstand pro Leitung benötigt. Sollen mehr Kanäle genutzt werden, so müssen die Ausgänge z.B durch 74HC541 gepuffert werden, da sonst die Ausgänge des Mikrocontrollers für Clk und Data überlastet werden.

Im Schaltplan sind die Netzteile für die Hilfsspannungen nicht eingezeichnet. Weiterhin fehlen die Entstörkondensatoren für die Optokoppler. Die Bauteilebeschriftung ist wie folgt zu lesen: Bauteiltyp + Wert in exponential Form + Gehäusebezeichnung + Unternummer der Funktionseinheit; zum Beispiel: C1040805,1 ist ein Kondensator, 100nF, Gehäuse SMD 0805, erste Funktionseinheit im Gehäuse

1.3 Beschreibung der Software

Die Geschwindigkeit des Mikrocontroller reicht aus um bei 22,184 MHz einen Datenstrom von maximal 340 kbps zu verarbeiten. Dies entspricht einer Dauer von 54 Zyklen pro Byte. Damit ergibt sich eine Durchlaufverzögerung von 29 μ s zuzüglich der Sendedauer eines Zeichens, wenn keine Tasten betätigt werden. Der Puffer ist 128 Bytes groß. Somit kann der Datenstrom bei 115,2 kbps für ca. 10 ms zwischen gespeichert werden.

Beim Einschalten der Stromversorgung wird das ALE Signal abgeschaltet, um die unnötige Aussendung von hochfrequenter Störstrahlung zu vermindern. Des weiteren wird der Stackpointer versetzt. Dann wird Timer 1 entsprechend der Jumperstellung der Baudrate initialisiert. Die zu den Jumperstellungen gehörigen Reloadwerte sind in einer Tabelle gespeichert. Schließlich wird das gesamte RAM mit dem Wert Null beschrieben. Dann wird das LCD initialisiert und die Startwerte werden ausgegeben. Zum Schluß wird noch der Interrupt für die serielle Schnittstelle freigegeben.

Die Hauptroutine der Software reagiert auf einen Tastendruck und führt die entsprechende Änderung des Wertes des aktuellen Kanals durch. Ein Überlauf von einer Stelle zur darüber oder darunter liegenden Stelle wird durch eine rekursive Abarbeitung der Stellen realisiert. Nun wird der neue Wert auf seine Zulässigkeit geprüft. Ist der Wert zulässig, so wird er an den zugehörigen Ausgang gesendet. Bevor dies geschieht, muß ein Umsetzen aus dem Dezimalsystem in das Binärsystem erfolgen. Dabei ist eine Multiplikation mit 16 Bit nötig, die durch Zerlegung in Bytes gelöst wurde. Die entstehenden vier Byte-Multiplikationen kann der 8051 in Hardware durchführen. Dann wird zunächst das höherwertige Byte in den Akkumulator geladen und durch Rotation in das Carrybit per Bitbanging über die Port-Pins ausgegeben. Danach wird das Display aufgefrischt. Es wird nur auf den nächsten Tastendruck gewartet, wenn die vorige Taste nicht mehr gedrückt wird. So wird auch das Prellen der Tasten und des Drehenkoders verarbeitet.

Der über die serielle Schnittstelle einlaufende Datenstrom wird durch eine Interruptroutine verarbeitet. Die eingehenden Daten werden in einen Ringpuffer geschrieben. Dort wird auch geprüft, welche Adresse ein Befehl trägt. Ist das Befehlspaket komplett empfangen worden und stimmt die Adresse mit der des Mikrocontrollers überein, so folgt eine Überprüfung auf Zulässigkeit der empfangenen Daten. Sollte das Datenpaket

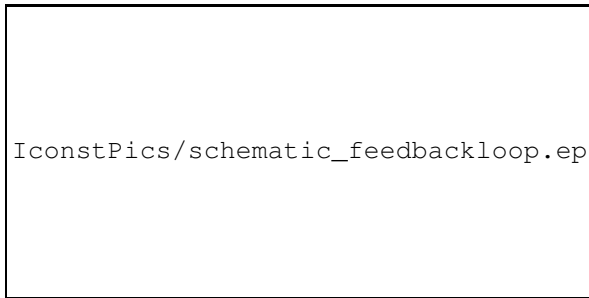


Abbildung 3: Schematische Darstellung einer Regelschleife, Abb. aus [5].

zulässig sein, wird der Kanal dekodiert und die Daten in den zugehörigem Datenbereich gespeichert. Dann werden die Daten umgesetzt und ausgegeben, eben so, als sei ein Tastendruck erfolgt. Weiterhin wird auch der Status des Lese- und des Schreibzeigers überprüft, damit kein Pufferüberlauf unbemerkt auftritt. Sollte ein Überlauf auftreten, so wird der Mikrocontroller angehalten und eine Meldung auf dem Display ausgegeben. Das Senden der eingegangenen Daten wird durch periodischen Aufruf einer Routine im Hauptprogramm erledigt. Dabei muß der Aufruf ausreichend häufig erfolgen, damit kein Pufferüberlauf erfolgt. Die Abstimmung der beiden Routinen erfolgt über eine Art "handshake" und die Zeiger auf dem Ringpuffer.

1.4 Stabilitätsanalyse

Eine Regelschleife (siehe Abb. 3) muß eine Rückführung des Ausgangssignal auf den invertierenden Eingang besitzen. Unabhängig von der konkreten Realisierung der Regelschleife ergibt sich somit ein inhärentes Stabilitätsproblem. Denn sobald die Phasendrehung beim Durchgang durch die Regelschleife bei einer Verstärkung größer oder gleich eins π erreicht, beginnt die Schaltung zu schwingen.

Im allgemeinen besitzen die in einer Regelschleife eingesetzten OP und Stellglieder eine frequenzabhängige Verstärkung (siehe Abb. 4). Um ein Schwingen der Schaltung zu verhindern, muß also die Verstärkung unter eins gedrückt werden, bevor die Phasendrehung π überschreitet. Dazu werden frequenzabhängige Bauteile eingesetzt, also Kondensatoren und bei hohen Frequenzen auch Spulen. Bei den im Stromkonstanter auftretenden niedrigen Frequenzen werden nur Kondensatoren verwendet. Der kritische Punkt ist hier

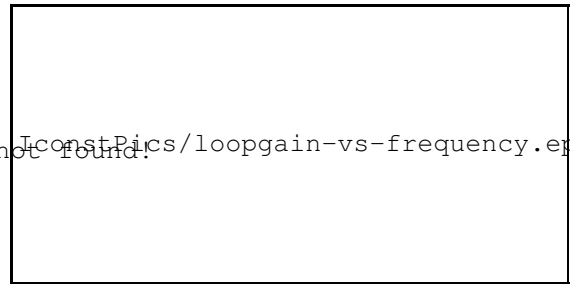


Abbildung 4: Verstärkung eines Operationsverstärkers gegen die Signalfrequenz aufgetragen, Abb. aus [5].

die Ansteuerung des Stellgliedes. Da der MOSFET eine Gatekapazität von einigen Nanofarad besitzt, kann der ihn ansteuernde OP bei direkter Ansteuerung leicht zum Schwingen angeregt werden. Der zwischen diesen Bauteilen eingesetzte Widerstand verhindert, daß der OP die Gatekapazität des MOSFET "sieht". Dabei wird jedoch zwingender weise ein Tiefpaß in den Signalweg eingebaut. Dieser hat bei der angegebenen Dimensionierung eine Grenzfrequenz (-3 dB Punkt) von 40 kHz. Da der OP bei dieser Frequenz eine Verstärkung von deutlich über Eins hat, wird seine Grenzfrequenz durch die Beschaltung mit einem 47 nF Kondensator auf 3,4 kHz abgesenkt. Die große Sicherheitsmarge ist notwendig, da die anzusteuern Spulen aufgrund ihrer Induktivität stark reaktiv wirken.

Da die Bandbreite der Regelschleife nun schon auf wenige Kilohertz begrenzt ist, ist es sinnvoll auch den Ausgang des DAC entsprechend zu filtern. Dadurch kann das Rauschen im oberen Frequenzbereich verringert werden. Durch die Bandbreitenbegrenzung tritt noch ein weiterer Effekt auf: Ändert sich das Ist-Signalsprungartig (siehe Abb. 5), so kann der OP nicht beliebig schnell nachregeln. Es ergibt sich eine exponentielle Annäherung an den Sollwert. Unter Umständen kann auch ein Overshot auftreten. Das kann mit einer PID-Regelung verbessert werden, diese müßte jedoch auf jede Last neu eingestellt werden, so daß von dieser Möglichkeit Abstand genommen wurde. Die zur Verfügung stehende Bandbreite reicht zur Ansteuerung der Spulen auf jeden Fall aus. Zur Vertiefung ist das Buch von W. Friauf empfohlen [5].

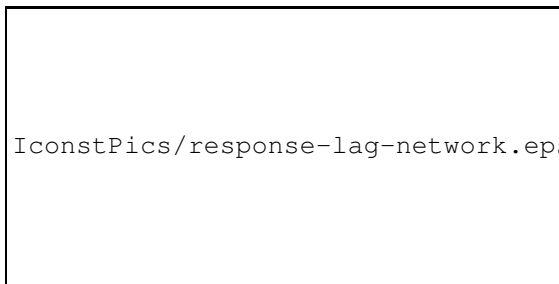


Abbildung 5: Sprungantwort eines einfachen Zeitgliedes, Abb. aus [5].

1.5 Berechnung der Safe Operating Area

Für jedes Gerät müssen die Bedingungen angegeben werden, in dem die Gerätespezifikationen gelten sollen. Bei einer Stromquelle ohne Schaltregelung wird der Einsatzbereich vor allen Dingen durch die maximale Verlustleistung des Stellgliedes (hier ein MOSFET) sowie dessen Kühlleistung begrenzt.

1.5.1 Allgemeine Berechnungen

Die Sperrschichttemperatur eines Halbleiters ist gegeben durch:

$$T_{junction} = R_{thermal} P_{tot} + T_{device}$$

mit

$$R_{thermal} = R_{junction-case} + R_{case-cooler} + R_{cooler}$$

Am Stellglied im Stromkonstanter (MOSFET, Transistor) fällt die thermische Leistung wie folgt an:

$$P_{tot} = (U_b - IR_{load})I$$

Aufgrund des Linear Derating Factors ergibt sich die maximale Verlustleistung zu:

$$P_{totmax} = P_{totmax}(25^\circ\text{C}) - \alpha_{derat}(T_{junction} - 25^\circ\text{C})$$

Nun kann der minimale Lastwiderstand berechnet werden:

$$R_{minload} = \frac{U_b}{I} - \frac{P_{totmax}(25^\circ\text{C}) - \alpha_{derat}(T_{device} - 25^\circ\text{C})}{I^2(1 + \alpha_{derat}R_{thermal})}$$

1.5.2 Berechnung der Werte

Es gelten die folgenden technischen Daten des hier als Stellglied verwendeten IRF260N von International Rectifier:

$$\begin{aligned} P_{totmax}(25^\circ\text{C}) &= 300\text{W} \\ \alpha_{derat} &= 2,0\text{W/K} \\ R_{junction-case} &= 0,5\text{K/W} \\ R_{case-cooler} &\approx 0,3\text{K/W} \\ R_{cooler} \cdot 2 &= 0,58\text{K/W} \\ T_{device} &= 30^\circ\text{C} \end{aligned}$$

T_{device} kann so niedrig gewählt werden, da der Lüfter permanent eingeschaltet ist und das Gerät nicht höheren Temperaturen ausgesetzt ist. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers muß verdoppelt werden, da zwei Stellglieder ihre Wärme abgeben. Damit ergibt sich $R_{thermal} \approx 1,4\text{K/W}$. Nun kann R_{min} als Funktion des Stromes geplottet werden (siehe Abb. 6 und Abb. 7). Die Safe Operating Area (SOA) ergibt sich dann als die Fläche zwischen den Kurven von R_{max} , gegeben durch die Betriebsspannung, und R_{min} , gegeben durch die maximale Verlustleistung des Stellgliedes.

2 Driftanalyse

Der Drift setzt sich aus verschiedenen Anteilen zusammen:

- Drift des DAC:
LTC1655: Offset $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ bei FS = 4,096 V entsprechen ca. 0,8 ppm/ $^\circ\text{C}$, Verstärkungsfehler 0,5 ppm/ $^\circ\text{C}$, Referenzspannungsdrift: 5 ppm, Versorgungsspannungsdurchgriff: 1/330 zum Vergleich: Genauigkeit 16 Bit entsprechen 15 ppm per Schritt
- Drift des Spannungsteilers aus 0,1% Metallfilmwiderständen (25 ppm/ $^\circ\text{C}$)
- Drift der Eingangsoffsetspannung des OP:
LT1006: max. $1,8 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ bei einer Spannung von 0,05 Ohm mal Strom ergibt ca. 10 ppm/ $^\circ\text{C}$ für 4 A oder 100 ppm/ $^\circ\text{C}$ für 400 mA
- Drift des Strommeßwiderstandes Typ A-H, Isabellenhütte (10 ppm/ $^\circ\text{C}$)

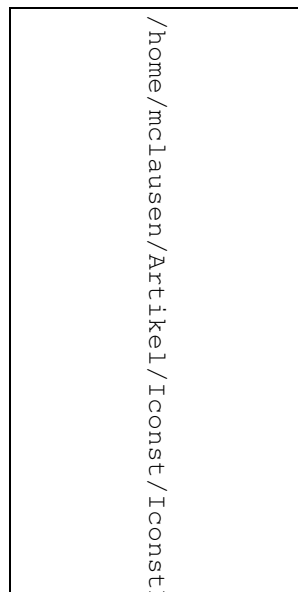


Abbildung 6: Plot des minimalen Lastwiderstandes für eine Betriebsspannung von 41 V; auch wenn die Kurve bei höheren Strömen wieder abfällt, muß bei Strömen die über dem Maximum von R_{min} liegen, das Maximum von R_{min} als Richtwert genommen werden.

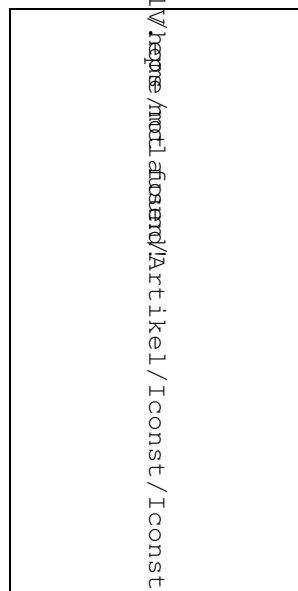


Abbildung 7: Plot des minimalen Lastwiderstandes für eine Betriebsspannung von 20 V

- Typ. Verlustleistung / Temperaturanstieg
Für Chips im DIP 8 nur bedeutsam, wenn das thermische Gleichgewicht während des Betriebs gestört wird (z.B. Änderung der Außentemperatur, der Belüftung des Gerätes):
LTC1655: 3 mW = 0,3 K
LT1006: 6 mW = 0,6 K
Strommeßwiderstand (auf Kühlkörper 12 K/W):
800 mW (bei 4 A) = 9,6 K; 2,1 W (bei 6,5 A) = 25 K; führt zu einer exponentiellen Annäherung des Stromflusses an einen temperaturabhängigen Endwert.

Da die Verlustleistung im Strommeßwiderstand bei maximalem Strom um ca. 2 Größenordnungen die Verlustleistung in den anderen Bauteilen übersteigt, muß hier zu einem besseren Bauelement gewechselt werden, wenn die Stabilität bei großen Strömen verbessert werden soll. Sind dagegen kleine Ströme von großer Bedeutung, so sollte der OP gewechselt und/oder der Strommeßwiderstand vergrößert werden. Alternativ können der Strommeßwiderstand sowie die Schaltung auch mit einem Thermostat geheizt werden, so daß die Temperatur konstant über der Umgebungstemperatur gehalten wird.

3 Rauschanalyse

Das Rauschen setzt sich aus verschiedenen Anteilen zusammen (alles RMS, garantierte Specs, $f_{low} = 0,1$ Hz, $f_{high} = 3,4$ KHz):

- Rauschen des DAC:
LTC1655: typ. 80 nV/sqrt(Hz), mit $f_{corner} = 4$ Hz (Schätzung) ergibt sich 16,5 μ V, (durch 12,5 zu teilen = 1,3 μ V)
- Rauschen der Widerstände:
1 K Ohm: 0,24 μ V
10 K Ohm: 0,75 μ V
- Eingangsspannungsrauschen des OP:
LT1006: 32 nV/sqrt(Hz) bei 10 Hz; 25 nV/sqrt(Hz) bei 1 kHz; typ. $f_{corner} = 2$ Hz
- Eingangsstromrauschen des OP:
LT1006: typ. 0.08 pA/sqrt(Hz) bei 10 Hz; typ. $f_{corner} = 120$ Hz (Schätzung)

$$N_{RMS}^2 = N_0^2 \left(f_{corner} \cdot \ln \frac{f_{high}}{f_{low}} + f_{high} - f_{low} \right)$$

$$N_{RMS,R}^2 = 4k_B T R (f_{high} - f_{low})$$

$$N_{RMS,tot@in}^2 = N_{RMS,Vt}^2 + N_{RMS,Rfb}^2 + (N_{RMS,Ir_{fb}})^2 + (N_{RMS,Ir_s})^2$$

$$N_{pp,noise} = 6 \cdot N_{RMS,noise}$$

Mit $R_s = r_s = 1 \text{ k}\Omega$ und $R_{fb} = r_{fb} = 1 \text{ k}\Omega$ ergibt sich für ein typisches $f_{corner} = 10 \text{ Hz}$ bei einem LT1006:

$$\sqrt{1,8 \mu\text{V}^2 + 0,24 \mu\text{V}^2 + 0,005 \mu\text{V}^2 + 0,005 \mu\text{V}^2} = 1,8 \mu\text{V}$$

Wird für das Stellglied eine Verstärkung von 20 A/V angesetzt, so ergibt sich das Stromrauschen typischerweise zu 6 μA (RMS). Ein LT1028A würde hier eine Verbesserung bringen, doch würde auch eine zusätzliche negative Betriebsspannung benötigt. Davon wurde abgesehen, da die Anforderungen des Experimentes an die Stromkonstanz bei weitem vom Gerät erfüllt werden.

Weitere Informationen über Rauschanalyse sind in [6] zu finden.

4 Charakterisierung des Gerätes

Zur Messung wurde der Stromkonstanter mit der Last, einer Luftspule mit 0,5 H und 7,3 Ohm, verbunden und für 20 Minuten nach dem Einschalten bei $I = 0$ betrieben (siehe Abb. 8). Dann wurde der Strom auf ein Ampere eingestellt. Der exponentielle Verlauf scheint auf einen thermischen Effekt hinzudeuten. Nach ca. 15 Minuten stabilisiert sich der Strom. Messungen ohne Spule ergaben, daß das Rauschen offensichtlich von außen in der Spule induziert wird. Die Kurzzeitstabilität ist dann besser als die Auflösung des Strommeßgerätes von 10 μA .

Literatur

- [1] <http://optics.ph.unimelb.edu.au/atomopt/electronics/>, A current source for laser diodes, atom optics group, University of Melbourne

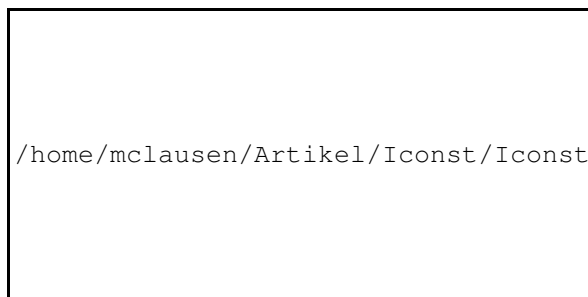


Abbildung 8: Langzeitmessung der Stromkonstanz bei 1 A über mehr als eine Stunde, nach dem Einschalten trat ein relativ starker Drift auf, im weiteren Verlauf der Messung stabilisiert sich der Strom jedoch auf wenige ppm. Das Rauschen wird durch Ströme verursacht, die in der Last (einer Spule) durch Störfelder induziert werden.

- [2] C. Varga, EDN July 16, **110** (1998)
- [3] K.-H. Dietsche, M. Ohsmann, *Mikrocontroller Handbuch*, Elektor-Verlag, Aachen (1994)
- [4] A. Roth, *Das MIKROCONTROLLER-APPLIKATIONS-Kochbuch*, Thomson Publishing, Bonn (1996)
- [5] W. Friauf, *Feedback Loop Stability Analysis*, McGraw-Hill New York (1998)
- [6] H. Wupper, *Professionelle Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern*, Franzis, Poing (1994)

A Bauteileliste

A.1 Halbleiter

1* AT89C52, 24 MHz
 2* LT1006
 2* LTC1655
 3* 78L05
 2* 78L15
 2* TL317
 1* MAX232
 6* 6N137
 2* IRFP260N
 2* 1N4001
 2* BYW29-100
 2* B80C800
 2* KBU8B

A.2 Kondensatoren

2* 33 pF, keramisch
 2* 4,7 nF, MKT
 2* 47 nF, MKT
 23* 100 nF, keramisch
 1* 1 μ F / 25 V
 2* 10 μ F / 25 V, Tantal, bei Bedarf (niedrigeres Rauschen, niedrigere Geschwindigkeit) parallel zu 4,7 nF
 11* 10 μ F / 25 V
 10* 22 μ F / 25 V
 2* 470 μ F / 25 V
 1* 1.000 μ F / 25 V
 2* 15.000 μ F / 50 V

A.3 Widerstände

1* 10 k *8, SIL Array
 2* 1 k, 0,1%
 2* 12 k, 0,1%
 2* 100, Trimmer, niedriger TK
 2* 0,05, 0,5%, Isabellenhütte Typ PBV (Conrad 44 73 82-22) +/- 30 ppm oder Typ A-H +/- 10 ppm (Bürklin)
 4* 270
 2* 330
 4* 1 k
 6* 2,2 k
 2* 4,7 k
 6* 10 k
 1* 10 k, Trimmer

A.4 Weiteres

1* 22,118 MHz Quarz
 1* 16*2 LCD
 1* Drehencoder Bourns ECW1JB24AC24 oder 2 weitere Taster (für encR and encL)
 6* Taster
 1* Platine
 2* Isoliermaterial TO-218
 2* Kühlkörper, 12 K/W (0,05 Ohm Widerstände)
 1* Kühlkörper, 0,29 K/W (Conrad 16 61 11-22)
 1* Lüfter
 1* Lüftergitter
 1* 3,3 VA / 2*15 V (je eine Windung pro Analogteil)
 1* 3,3 VA / 9 V (Mikrocontroller und LCD)
 1* 450 VA / 4*15 V (Versorgung der Last)

B Kommunikationsprotokoll

Jedes Byte wird vom Mikrocontroller wieder an den PC zurückgesendet. Das Zeichen, welches das Ende des Datenpaketes anzeigt, darf an keiner anderen Position im Datenpaket verwendet werden. Werden an einer Position, wo Zahlen zu erwarten sind, andere Zeichen gesendet, so wird das Datenpaket verworfen. Wird der zulässige Wertebereich zu höheren Werten verlassen, so wird der höchstmögliche Wert verwendet. Kommandos mit mehr als 128 Bytes führen zu einem Überlauf des Puffers. Die Länge von an andere Geräte adressierten Datenpaketen ist unbeschränkt.

Zu Beginn eines Datenpaketes sendet der PC die Adresse des Mikrocontrollers. Dann wird die Nummer des Kanals gesendet (Bereich 1 bis 8, als ASCII Code). Nun folgen die Digits, beginnend mit dem MSB. Auch die Digits werden im ASCII Code übertragen. Das Datenpaket wird mit einem "CR"-Zeichen abgeschlossen.