

Projekt Lötstation mit Labornetzteil



Ein Projekt des Grundlagenpraktikums ET der
Technischen Universität Harburg
Mit Unterstützung der Hauni Maschinenbau AG

Gruppenmitglieder:

Alpen, Mirco
Hübner, Stefan
Kemper, Johannes
Nortmann, Dennis

Betreuung:

Prof. Dr. Kasper, Dipl.-Ing. Hingst (TU Harburg)
Herr Lüthje (Hauni Maschinenbau AG)

Inhaltsverzeichnis

Hauptteil

1. Vorwort: Motivation für dieses Projekt
2. Anforderungen und Spezifikationen
3. Beschreibung
 - 3.1. Versorgungsteil
 - 3.2. Mikroprozessor und Display
 - 3.3. Regelschaltung Netzgerät
 - 3.4. Signalaufbereitung
 - 3.5. Lötkolben
4. Inbetriebnahme und Prüfung

Anhänge

- A-1: Software
 - A-1.1. Flußdiagramme
 - A-1.2. Quelltexte
- A-2: Schaltung
 - A-2.1. Schaltpläne
 - A-2.2. Stückliste
 - A-2.3. Platinenlayout / Bestückungsplan
 - A-2.4. Massskizzen Front- und Rückseite
- A-3: Datenblätter

Hauptteil

1. Motivation für dieses Projekt:

Im Rahmen des Elektrotechnikstudiums haben die Studierenden im dritten Semester das Grundlagenpraktikum zu absolvieren. Dieses Praktikum besteht aus einer Versuchsreihe von neun Versuchen, die nacheinander durchgeführt werden müssen. Alternativ zu diesen Versuchen besteht die Möglichkeit, an einem Projekt eines Arbeitsbereiches teilzunehmen, um so die Themengebiete der verschiedenen Versuche konkret an einer Projektarbeit zu behandeln.

Mirco Alpen hat vor seinem Studium bei der Hauni Maschinenbau AG eine Ausbildung zum Industrieelektroniker abgeschlossen. Im Rahmen dieser Ausbildung wird dort ein 19-Zoll-Einschub mit diversen Steckkarten gefertigt. Da dieses umfangreiche Projekt aufgrund einer Verlagerung des Ausbildungsschwerpunktes nicht mehr umzusetzen ist, wurde nach einem entsprechenden Ersatz gesucht. So entstand die Idee, das Grundlagenpraktikum und die Überlegungen für ein neues Ausbildungsprojekt miteinander zu verbinden.

Nachdem wir uns in der Gruppe Gedanken über die Realisierung dieser Idee gemacht haben, kamen wir zu dem Entschluss, dass ein Labornetzteil mit integrierter Lötstation ein geeignetes Projekt für die Universität und für die Firma Hauni sein kann. So haben wir bei der TU–Harburg nachgefragt und eine Freigabe für dieses Projekt erhalten.

2. Anforderungen und Spezifikationen

Grundsätzliches:

- Einbau in handelsübliches Gehäuse
- Realisierung mit Standardbauteilen
- Steuerung verschiedener Funktionen durch Microcontroller
- Anzeige sämtlicher Parameter auf zweizeiligem LC-Display

Lötstation:

- Anschluß eines gebräuchlichen LötKolbens mit integriertem Thermoelement per DIN-Steckverbinder
- Erfassung der Temperatur durch Thermoelement, Umsetzung durch A/D-Wandler und Regelung der Temperatur durch Software
- Durch Tasten im Bereich von 150-400°C vorwählbare Löttemperatur
- Anzeige der Soll- bzw. Isttemperatur des LötKolbens, ausserdem Information über den aktuellen Zustand der Temperaturregelung
- Erkennung von Unterbrechung des Thermoelements und Abschaltung zum Schutz des LötKolbens

Labornetzteil:

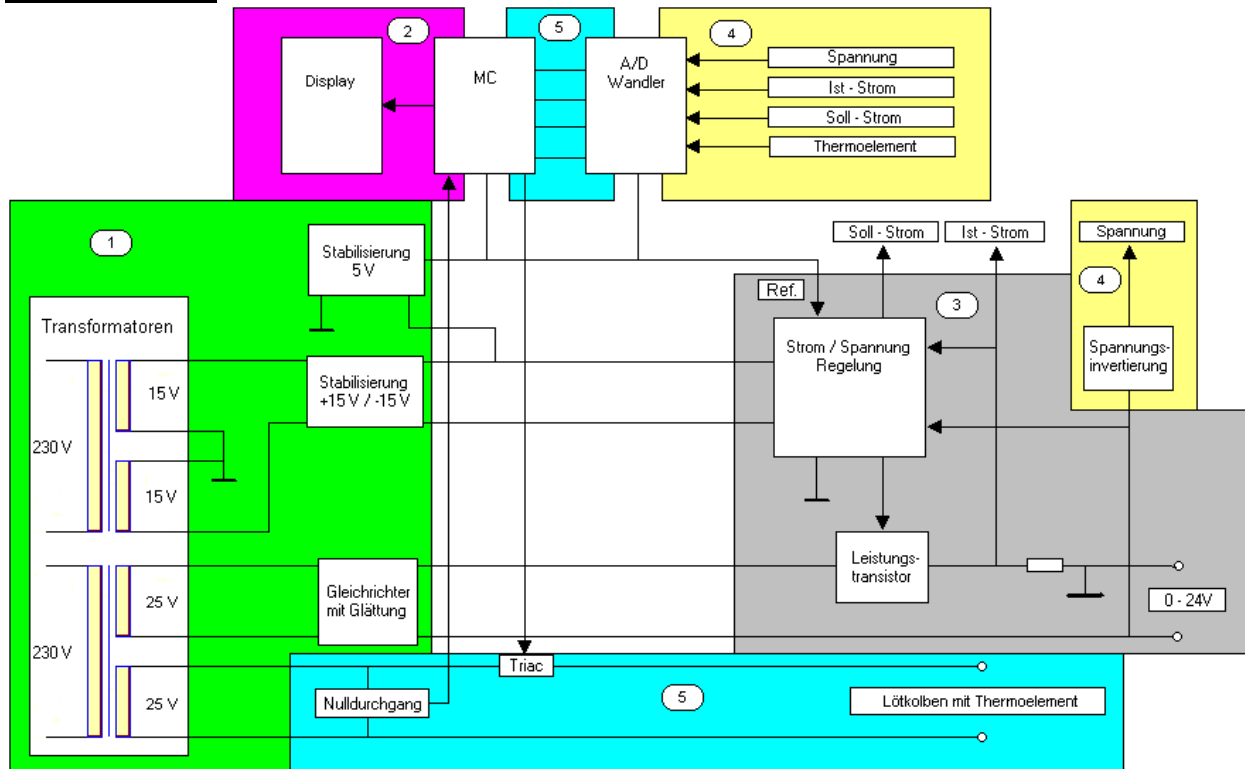
- Eckdaten 0-24V, 0-2A durch Mehrgang-Potentiometer einstellbar und Anzeige mit Auflösung von 100mV bzw. 10mA
- Regelung durch klassische Labornetzgeräte-Schaltung mit 2 OP-Verstärkern

Das Gerät umfaßt ein geregeltes Netzgerät mit Spannungs- und Stromregelung sowie eine Lötstation. Es wird mit 230V Wechselspannung betrieben. Das Netzteil liefert eine Spannung von 0 bis 24V und besitzt eine einstellbare Strombegrenzung von 0 bis 2A. Der LötKolben verfügt über einen separaten Ein-/Aus-Schalter, um das Netzteil auch ohne LötKolben betreiben zu können. Die Temperatur des LötKolbens kann von 150 bis 400°C in 10°C-Schritten mittels eines Wipptasters eingestellt werden. Bei längerem Drücken eines Tasters setzt eine automatische Wiederholfunktion ein, um grössere Temperaturdifferenzen mühelos einstellen zu können. Die Löttemperatur wird über den Microcontroller durch Software geregelt. Das Netzteil besitzt dagegen einen eigenen Regelkreis. Das Einstellen der gewünschten Spannungs- und Stromwerte erfolgt über Zehngang-Potentiometer.

Die Werte des vom Netzteil gelieferten Stromes, der eingestellten Strombegrenzung und der ausgegebenen Spannung werden in der oberen Zeile des Display ausgegeben. Das Display wird vom Microcontroller gesteuert, welcher die entsprechenden Werte von einem 10 Bit-A/D-Umsetzer erhält. In der unteren Zeile des Displays wird der aktuelle Zustand der Lötstation und die Temperatur angezeigt. Solange der LötKolben ausgeschaltet ist, erscheint die Meldung "LötKolben aus", ebenso, wenn die Temperatur nach dem Ausschalten 50°C unterschreitet. Wird der LötKolben eingeschaltet und ist die Temperatur kleiner als 50°C, so erscheint im Display "LötKolben heizt", darüber dann die aktuelle Temperatur. Ist kein LötKolben angeschlossen, so steht im Display "LötKolben fehlt". Während der Temperaturvorwahl wird die Betriebsart durch die Einblendung „Solltemp.“ deutlich gemacht; zwei Sekunden nach dem Loslassen der Tastwippe zeigt die Anzeige wieder den Betriebszustand an. Ausserdem wird in diesem Moment der Sollwert im EEPROM des Microcontrollers abgelegt, so dass nach dem Einschalten die zuletzt gewählte Temperatur unmittelbar zur Verfügung steht.

3. Beschreibung

Blockschaltbild



3.1. Versorgungsspannungen

Dies Netzspannung von 230V wird für die Versorgung des Netzteils und der Lötstation über einen Ringkern-Transformator auf jeweils 25V transformiert. Für das Netzgerät wird über einen Brückengleichrichter gleichgerichtet und mittels eines 4700 μ F-Kondensators geglättet. Der Löt Kolben wird mit Wechselspannung aus der galvanisch getrennten zweiten Sekundärwicklung betrieben. Die Regelung erfolgt durch halbwellenweises Schalten im Nulldurchgang. Aufgrund des von uns angewandten Konzeptes der Strom- und Spannungsregelung ist es vorteilhaft, wenn die positive Ausgangsklemme des Netzgerätes das Bezugspotenzial darstellt. Aus diesem Grund verwenden wir eine zusätzliche Spannungsquelle für die Regelungsschaltung. Hierfür wird ein Printransformator eingesetzt, welcher nach Gleichrichtung, Siebung und Stabilisierung durch integrierte Festspannungsregler (IC1, IC3) die für OPV-Schaltungen üblichen +/-15V bereitstellt. Die zur Speisung des Mikrocontrollers und seiner Peripherie benötigten +5V werden durch einen weiteren Festspannungsregler, einem LM340-T5 (IC2), aus den +15V gewonnen. Durch die Wahl eines präzisen Spannungsreglers war es uns möglich, die 5V-Versorgung auch als Referenz für den A/D-Umsetzer und die Regelkreise des Netzteils zu verwenden. An den Ausgängen der Stabilisierungs-IC's wurden Abblockkondensatoren von 100nF (C2, C3, C5) geschaltet, um Schwingneigungen der Regler zu unterdrücken. Ausserdem wurden an den OP-Verstärkern und insbesondere den Digital-IC's weitere Abblockkondensatoren angeordnet, um bei Schaltvorgängen auftretende Stromspitzen abzufangen und somit für eine saubere Versorgungsspannung zu sorgen. Durch diese Kondensatoren ist es unter Umständen möglich, dass beim Abschalten der Versorgungsspannung eine schädliche Potenzialdifferenz zwischen dem Eingang und dem Ausgang der Stabilisierungs-IC's entsteht. Um dies zu vermeiden, wurden Dioden (D1, D2, D3) in Sperrrichtung zwischen Ein- und Ausgang der IC's geschaltet.

3.2. Microcontroller und Display

Der Microcontroller übernimmt in unserem Gerät drei Aufgaben:

- Er stellt die Werte für die aktuelle Spannung, den derzeit fließenden Strom und den maximal möglichen Strom auf dem Display dar
- Er zeigt die aktuelle Temperatur des Lötkolbens bzw. die eingestellte Solltemperatur oder den Zustand der Lötstation (aus, heizt, Fehler) auf dem Display an
- Er übernimmt die Regelung des Lötkolbens.

Die Regelung des Labornetzteils erfolgt über einen Regelkreis, der weiter unten in dieser Dokumentation beschrieben wird. Somit zeigt das Display lediglich die aktuellen Parameter auf dem Display an. Die Werte übernimmt der Mikrokontroller von einem A/D-Umsetzer. Um Ports des Microcontrollers zu sparen, haben wir uns für ein serielles Modell entschieden. Die Anzeige der Temperatur erfolgt ebenfalls über das Display. Hierfür werden die Werte des Temperaturfühlers verstärkt und anschließend über den A/D-Wandler an den Mikroprozessor weitergegeben, der sie in den BCD- und dann in den ASCII-Code umwandelt und anschließend ebenfalls auf dem Display anzeigt.

Die Temperaturregelung ist der dritte Aufgabenbereich. Zunächst werden hierfür die Werte aus dem AD-Wandler übernommen und mit einem Sollwert verglichen. Dieser wurde zuvor über einen Up- bzw. einen Down-Taster eingestellt. Ein Problem bei der Einstellung des Wertes ist an dieser Stelle die Tastenentprellung. Wenn eine Taste für die Veränderung gedrückt wird, so schwingt diese zunächst für den Bruchteil einer Sekunde zurück. Damit dieses kurze Schwingen nicht als ein mehrfaches Drücken der Taste interpretiert wird, wird eine Routine in das Programm eingebunden, die diesen Zustand erkennt, so daß nur ein Tastendruck anstelle von Vielen gezählt wird. An dieser Stelle wird auch ausgewertet, ob der Benutzer einen schnellen Temperaturvorlauf wünscht.

Beschreibung der einzelnen Blöcke des Programmdiagramms

Initialisierung

1. Der Stackpointer wird auf das Ende des RAM- Bereiches festgelegt
2. Interruptbehandlung vorbereiten
3. Initialisierung des Displays:
Festlegen der Displayparameter (Datenbus (4 Bit breit); Schriftgröße; 1/16 Multiplexbetrieb; kein Cursor; kein blinkender, letzter Buchstabe; Zeichenposition automatisch inkrementieren; kein Scrolling, Zeichenposition auf 0 setzen)

Umwandlung in den BCD Code

Die Daten, die vom AD-Wandler erhalten werden, sind im Binärcode, somit müssen sie zunächst in den BCD Code und anschließend in ASCII umgewandelt werden, damit sie vom Display korrekt angezeigt werden kann.

Interrupt 1

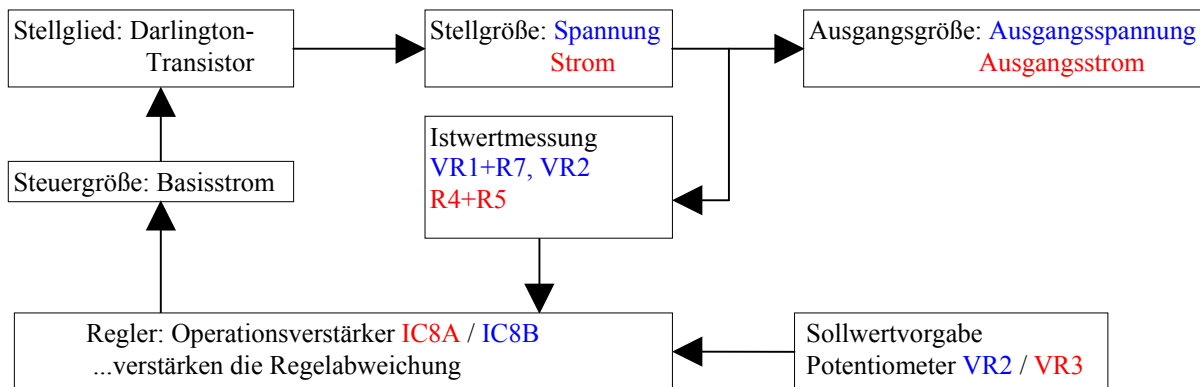
Da der Nulldurchgang eine halbe Millisekunde vor und nach dem eigentlichen Nulldurchgang erkannt wird, sorgt der erste Interrupt für das Starten des Timers für den zweiten Interrupts.

Der erste Interrupt startet nun einen Timer, der 500 µsek läuft. Außerdem wird ein Update-Flag gesetzt. Nach der Abarbeitung dieser Befehle wird in das Hauptprogramm zurückgesprungen. Das Hauptprogramm erkennt nun das gesetzte Update-Flag und verzweigt in die eigentliche Update-Routine, die für die AD-Wandlung, die Anzeige und die Temperaturüberprüfung zuständig ist. Wird in dieser Überprüfung ein Temperaturunterschied erkannt, so wird ein Triac-

Flag gesetzt. Wenn diese Update-Routine beendet wurde, springt das Programm zurück in das Hauptprogramm. Die Umwandlung und die Aktualisierung des Displays dauert aber bei weitem nicht die 10 ms zwischen zwei Nulldurchgängen, so dass das Programm nach dem Rücksprung aus der Update-Routine in das Hauptprogramm wieder auf weitere Befehle wartet. Wenn der Timer 500µsek gewartet hat, löst er den zweiten Interrupt aus. In dieser zweiten Interruptroutine wird überprüft, ob das Triac-Flag von der Update-Routine gesetzt wurde. Wenn dies der Fall ist, wird der Triac im Nulldurchgang gezündet. Nach dieser Überprüfung erfolgt der Rücksprung in das Hauptprogramm, das nach der Abarbeitung seiner Funktionen wieder auf das nächste Setzen des Update-Flags wartet.

Die Hardware um den Microcontroller kann durch die universelle Programmierbarkeit sehr einfach gehalten werden. Der A/D-Umsetzer wird im Modus 2 (siehe Datenblatt im Anhang A-3) betrieben, so dass eine Portleitung eingespart werden kann. Allerdings ist zur Initialisierung kurzzeitig *high*-Pegel am Chip-Select-Anschluss nötig, bevor dieser auf *low* gezogen werden darf. Die Synchronisierung der seriellen Übertragung erfolgt durch die Software (siehe Quelltext des A/D-Wandler-Steuerrouinen, *tlx1543.asm* im Anhang A-1.2.5). Da zum sicheren Betrieb des Microcontrollers ohnehin ein integrierter Reset-Baustein (TL7705A) vorgesehen wurde, wird dieser zugleich zur Erzeugung des *high*-Impulses für den A/D-Umsetzer verwendet. Die Schalter zur Vorwahl der Löttemperatur und zum Einschalten der Lötstation werden über den auch zur *In-System*-Programmierung des Controllers verwendbaren 10-poligen Pfostenstecker gemäss Schaltbild mit dem Controller verbunden. Um Bauteile einzusparen, werden steuerbare Pull-Up-Widerstände im Controller durch die Software aktiviert. Die übrige Beschaltung des Microcontrollers und seiner Peripherie geht aus dem Schaltplan, Seite 2, hervor. An dieser Stelle sei nur noch erwähnt, dass wir uns für diesen Controller-Typ entschieden haben, da er über 2kByte Flash-Speicher verfügt, die bequem in der Schaltung programmiert werden können. Ausserdem ist er so schnell, dass man keine besonders trickreiche Programmierung anwenden muss. Universell verwendbare Timer und vielseitig programmierbare Port-Anschlüsse waren weitere Gründe für unsere Wahl.

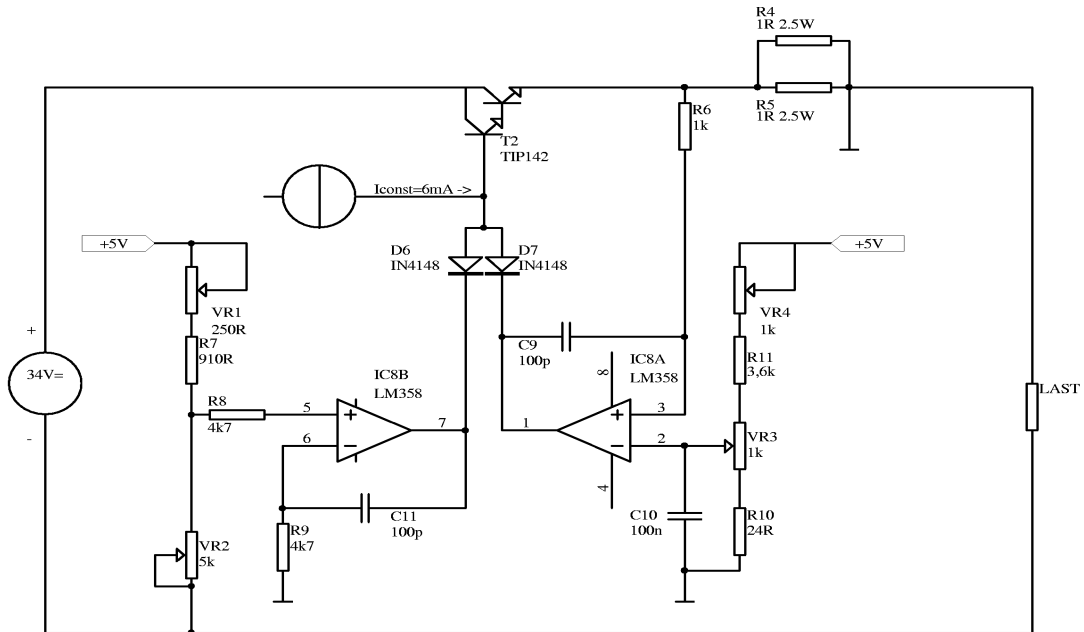
3.3. Netzteil



Der Darlington-Transistor dient als Stellglied des Regelkreises. Wir benutzen keinen einfachen Transistor als Längstransistor, da diese in der Regel eine zu geringe Stromverstärkung besitzen, was bedeuten würde, dass wir einen Basisstrom um die 100mA benötigen würden. So hoch können Operationsverstärker in der Regel nicht belastet werden. Der Transistor liefert im ungünstigsten Fall einen Gleichstrom-Verstärkungsfaktor von 500. Wir benötigen somit einen Basisstrom bis zu 4mA. Um induzierte Spannungen von Lasten wie z.B. Motoren zu begrenzen, haben wir eine Diode in Sperrrichtung parallel zum Längstransistor geschaltet. Diese hilft auch, eine unzulässig hohe Emitter-Basis-Spannung beim Abschalten des Gerätes mit angeschlossener kapazitiver Last zu vermeiden. Der Kondensator C8 am Ausgang des Netzteils sorgt dafür, dass der Regler im Hochfrequenzbereich eine definierte Ausgangsimpedanz besitzt, um die Regelschleife unter ungünstigen Bedingungen zu stabilisieren. Vorteilhaft ist der Einsatz eines Elkos mit niedrigem äquivalenten Serienwiderstand (*ESR*) an dieser Stelle. Die Diode D5 dient als Freilaufendiode, die die oben bereits erwähnte Diode D4 insofern ergänzt, als dass sie wirksamen Schutz gegen negativ gerichtete (Induktions-)Spannungsspitzen bietet. Um die absoluten Werte der Überspannung schnell und möglichst effektiv zu begrenzen, haben wir grosszügig bemessene Schottky-Dioden vorgesehen.

Um ein kontrolliertes Verhalten beim Ein- und Ausschalten sicherzustellen, lassen wir nicht die Ausgänge der als Regler dienenden OPV den Basisstrom für den Längstransistor liefern, sondern stellen diesen über eine Konstantstromquelle bereit, die durch eine geeignete Dimensionierung für einen langsamen Stromanstieg beim Einschalten und einen raschen Abfall beim Abschalten sorgt, so dass gewährleistet ist, dass die Regelung stabil arbeitet. Über der Z-Diode ZD1 fallen 5,6V ab, ebenso an der Reihenschaltung aus R2 und der Emitter-Basis-Strecke des PNP-Transistors ab. Dies bewirkt einen konstanten Stromfluss von etwa 6mA.

Dieser Strom fließt zum Knotenpunkt, der aus der Basis des Darlington-Transistors und den beiden als *wired-AND*-Verknüpfung geschalteten Dioden besteht. An diesem Punkt wird durch den jeweils aktiven Regler über dessen Operationsverstärker gerade so viel Strom abgezogen, dass die Regelabweichung gegen 0 geht. Die Diodenschaltung sorgt für eine Entkopplung zwischen den Reglern, so dass entweder eine reine Spannungs- *oder* Stromregelung vorliegt. Die Schaltung verhindert durch eine weitere Z-Diode, dass der Strom erst in fließen kann, wenn die $\pm 15V$ anliegen und sorgt bei fehlenden -15V dafür, dass sofort abgeschaltet wird, um Schäden am angeschlossenen Verbraucher weitestgehend zu vermeiden. Wie oben bereits erwähnt, soll der Strom nach dem Einschalten so langsam ansteigen, dass eine stabile Ausregelung der eingestellten Größen möglich ist. Daher wurde durch den Kondensator C7 und die Widerstände R1 und R3 eine Zeitkonstante von 11ms eingeführt. Der Widerstand R1 sorgt außerdem dafür, dass der Kondensator sich beim Ausschalten schnell wieder entladen kann, so dass der Basisstrom abgeschaltet wird, bevor die Regelung außer Betrieb ist.



Detailschaltbild der Spannungs- und Stromregelung

Spannungsregelung (IC8B)

Der OPV verstärkt die Regelabweichung zwischen Pin 5 und Pin 6 mit seiner Leerlaufverstärkung, so dass eine schnelle Ausregelung erreicht wird. Das zugrunde liegende Prinzip ist der Vergleich des Knotens R7/VR2 mit dem Bezugspotenzial, also dem der positiven Ausgangsklemme. Dies bedeutet, dass das Potenzial am Knoten R7/VR2 im eingeschwungenen Zustand ebenfalls 0 ist, so dass für die Ausgangsspannung gilt:

$$\frac{U_{aus}}{VR2} = \frac{5V}{VR1 + R7} \Leftrightarrow U_{aus} = \frac{5V \cdot VR2}{VR1 + R7}$$

Die gewählte Schaltung hat den Vorteil, dass die Ausgangsspannung direkt proportional zum Widerstandswert von VR2 ist. C11 kompensiert den OPV für hohe Frequenzen, seine Dimensionierung wird in Abschnitt 4 (Inbetriebnahme) erläutert.

Stromregelung (IC8A)

Der Istwert des Stromes wird hier durch die Widerstände R4 und R5 in eine proportionale Spannung umgewandelt. Diese wird durch den Regler mit dem Sollwert am Schleifer (U_{VR3}) von VR3 verglichen. Aufgrund des proportionalen Zusammenhangs zwischen Strom und Spannung wird VR3 hier als Spannungsteiler eingesetzt. Der Strom ergibt sich aus:

$$I_{aus} \cdot R4 \parallel R5 = U_{VR3} \Leftrightarrow I_{aus} = \frac{U_{VR3}}{R4 \parallel R5}$$

U_{VR3} ist aufgrund des linearen Potentiometers VR3 proportional zum Drehwinkel und durch R10, VR3, R11 und VR4 derart festgelegt, dass sich ein linearer Strom-Einstellbereich von 50mA bis 2A ergibt. C9 dient auch hier der Kompensation des OPV. Für R4 und R5 sollten im Interesse der Stromstabilität Widerstände mit einem möglichst niedrigen Temperaturkoeffizienten verwendet werden.

3.4. Signalaufbereitung

Die Widerstände R8 am Operationsverstärker IC8A, R9 an IC8B, R33 an IC9B, R25 an IC9A und R29 an IC10 dienen dazu, dass die Operationsverstärker an beiden Eingängen ungefähr den gleichen Widerstand „sehen“, so dass bei der Auswahl der OPV-ICs keine besondere Rücksicht auf den Eingangsstrom und dessen Auswirkung auf die Eingangs-Offsetspannung genommen werden muss. Der jeweilige Wert ergibt sich also aus der Parallelschaltung der übrigen beteiligten Widerstände, hier am Beispiel von R25 für IC9A. R17 und R18 entscheiden den Wert von R33; VR5 wird vernachlässigt.

$$R_{33} = \frac{1,5k\Omega * 4,7k\Omega}{1,5k\Omega + 4,7k\Omega} \approx 1,1k\Omega$$

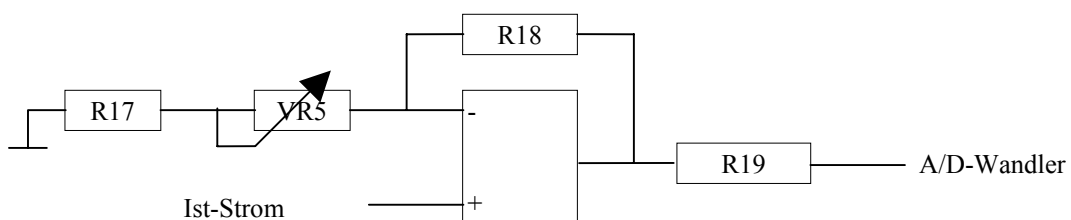
Stromaufbereitung

Der Maximalwert des Stromes beträgt 2A. Dieser Wert sollte durch eine Zahl im oberen Bereich des Umsetzungsbereiches des A/D-Wandlers repräsentiert werden, daher wurde dem Strom ein Wert von 800_d zugeordnet. Dies bietet zudem den Vorteil, dass der Binärwert durch zweimaliges Links-Schieben durch den Microcontroller (der Wert wird also durch vier geteilt) einen Wertebereich von 0 - 200 liefert, welcher ohne weitere Arithmetik in eine BCD-Zahl und anschliessend in ASCII umgesetzt werden kann (*siehe Quelltexte zur Firmware*).

Aufgrund des 10-bit-Umsetzers entspricht der Wert 1023_d einer Spannung von 5V am Eingang. Daraus folgt für den gewünschten Wert 800_d eine Spannung von 3,91V:

$$\frac{5V}{1023Bit} = \frac{4,89mV}{Bit} \Rightarrow \frac{4,89mV}{Bit} * 800Bit = 3,91V$$

Dies bedeutet, dass ein Verstärkungsfaktor von 3,91 für die Stromaufbereitung benötigt wird. Der Rechenweg wird hier am Beispiel der Messwertaufbereitung für den Ist-Strom illustriert.



Die Operationsverstärker arbeiten hier im nichtinvertierenden Betrieb, daher gilt für die Verstärkung v unter der Annahme $R18 = 4,7k\Omega$:

$$v = \frac{R_{18}}{R_{17} + VR_5} + 1 = 3,91 \Rightarrow R_{17} + VR_5 = \frac{R_{18}}{3,91 - 1} = \frac{4,7k\Omega}{2,91} = 1615\Omega$$

Um Toleranzen der Bauelemente sicher ausgleichen zu können, wurde die Reihenschaltung aus R17 und VR5 vorgesehen, die in der verwendeten Dimensionierung - die Werte wurden so gewählt, dass die oben berechneten 1615Ω etwa bei Mittelstellung von VR5 erreicht werden und

knapp 10% Spielraum in jede Richtung möglich sind - unter Einbeziehung der Normwerte 1,5kΩ für R17 und 250Ω für VR5 einen Einstellbereich von ±5,7% erlaubt. Dieser relativ grosse Spielraum ist notwendig, da die Stromfühler-Widerstand R4 und R5 eine Toleranz von 5% aufweisen. R19 übernimmt eine Schutzfunktion für den A/D-Umsetzer, indem er verhindert, dass der Strom in dessen Eingang den maximal zulässigen Wert von 20mA nicht überschreitet, auch wenn der OPV aus irgend einem Grund die negative Versorgungsspannung am Ausgang führt. Aufgrund der Beschränkung, dass die Impedanz der an den A/D-Wandler angeschlossenen Quellen 1kΩ nicht überschreiten sollte, mussten wir uns so dicht an der absoluten Obergrenze des Stromes aufhalten. Die hier beschriebenen Verfahren gelten analog für die Aufbereitung des Messwertes für die eingestellte Strombegrenzung um IC9C.

Spannungsaufbereitung

Wie im vorherigen Abschnitt wird auch hier eine möglichst unkomplizierte Weiterverarbeitung des gemessenen Wertes und eine gute Ausnutzung des Messbereiches angestrebt, daher haben wir einer maximalen Ausgangsspannung von 24V einen Wert von 960d zugeordnet.

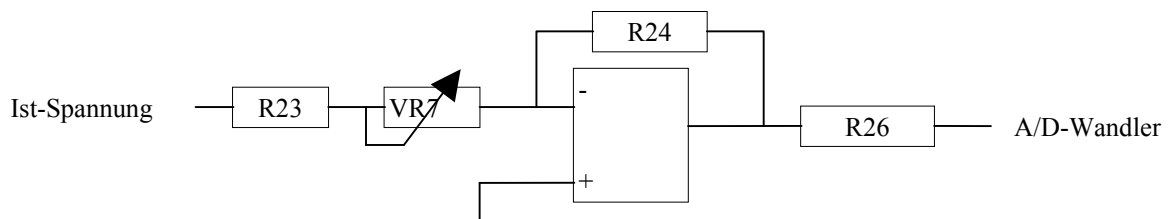
Für den gewünschten Wert von 960_d ergibt sich eine Spannung von 4,69V am Eingang des Umsetzers:

$$\frac{4,89mV}{Bit} * 960Bit = 4,69V$$

Da die Spannung gegenüber Masse -24V beträgt, müssen wir diese auf 4,69V abschwächen:

$$\frac{4,69V}{-24V} = -0,195$$

Dies bedeutet also, dass ein Verstärkungsfaktor von -0,195 für die Spannungsaufbereitung benötigt wird.

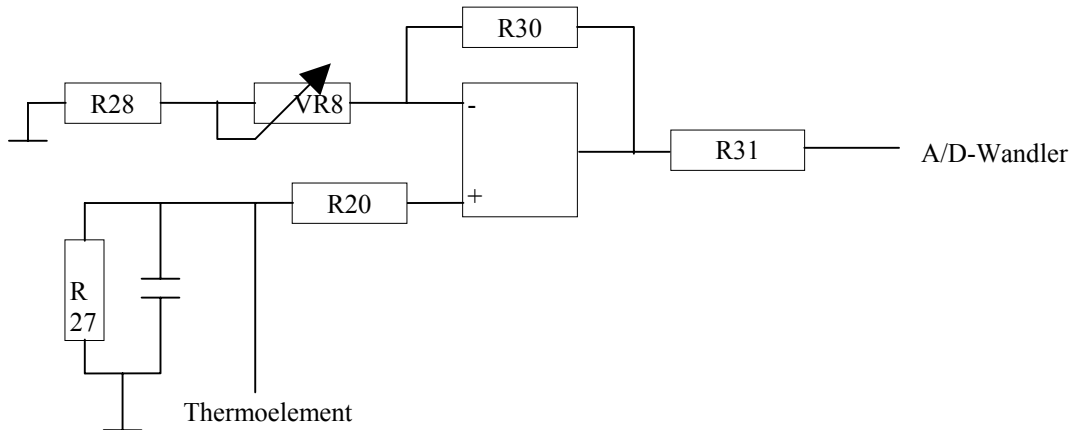


Der Operationsverstärker arbeitet hier im invertierenden Betrieb, daher gilt für die Verstärkung:

$$v = -\frac{R_{24}}{R_{23} + VR_7} \Leftrightarrow R_{23} + VR_7 = -\frac{R_{24}}{v}; R_{23} + VR_7 = -\frac{2k}{-0,195} = 10260\Omega$$

R24 wurde zunächst willkürlich gewählt, wobei feststand, dass der Wert im Bereich einiger weniger Kiloohm liegen sollte, um Störeinflüsse gering zu halten. Die genauen Werte haben sich letztlich durch Ausprobieren einiger Normwerte für R24 ergeben, wobei darauf geachtet wurde, dass sich für R23 und insbesondere VR7 möglichst leicht erhältliche Größen ergeben. Dies ist durch R23=10kΩ und VR7=500Ω. Diese Aufteilung erfüllt zum einen, dass der errechnete Wert etwa bei der Mittelstellung von VR7 erreicht ist, zum anderen, dass Toleranzen anderer Bauteile ausgeglichen werden können, hier im Bereich von -2,5..+2,3%.

Lötkolben-Thermoelement



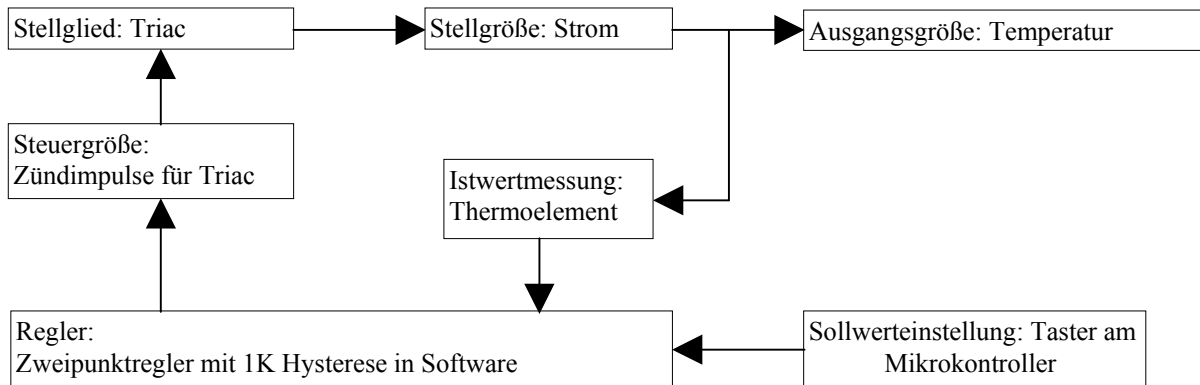
Da das Thermoelement sehr ungenau spezifiziert ist, die Angaben bewegen sich zwischen $20\mu\text{V/K}$ und $60\mu\text{V/K}$, benötigen wir eine einstellbare Verstärkung zwischen 160 und 480, um Temperaturen zwischen 150 und 400°C auf Werte von 300d bis 800d umzusetzen

$$\frac{R_{30}}{R_{28} + VR_8} + 1 = 160; \quad R_{28} + VR_8 = \frac{R_{30}}{159} = \frac{1M\Omega}{159} = 6290\Omega$$

Für $v=480$ ergeben sich 2090Ω , so dass wir $R_{28}=2k\Omega$ und $VR_8=5k\Omega$ gewählt haben. R_{30} wurde so zuvor so festgelegt, dass sich für die Fußpunktwidestände vernünftig niedrige Werte ergeben.

Um bei Kabelbrüchen, fehlerhaftem Lötkolben usw. unzulässig hohe Spannungen am Eingang des OP-Verstärkers zu begrenzen, wurde R_{20} so gewählt, dass der Eingangsstrom bei einem Kurzschluss der Messleitung gegen die Betriebsspannung des Lötkolbens der Strom 20mA nicht überschreitet. Außerdem wird durch $R_{20}=1,8k\Omega$ für ausgeglichene Eingangswiderstände der OPV-Beschaltung gesorgt. Da es in dieser Stufe auf eine besonders niedrige Offsetspannung ankommt, wurde zudem der Typ OP07 gewählt, dessen Eingangsoffsetspannung mit $30\mu\text{V}$ angegeben ist. Um bei nicht angeschlossenem Lötkolben oder im Falle eines Kabelbruches ein definiertes Potenzial nahe 0V sicherzustellen, wurde R_{27} eingesetzt. Damit er das Messergebnis nicht beeinflusst, wurde für seinen Wert das Eintausendfache des Innenwiderstands des Thermoelements angenommen, das sind ca. $33k\Omega$. Brumm- und sonstige Störeinstrahlungen werden durch C14 unterdrückt.

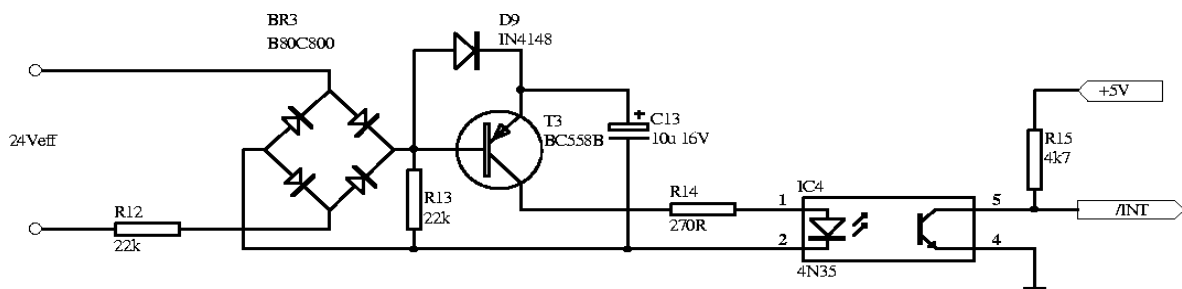
3.5. LötKolben



Der LötKolben wird über 25 V Wechselspannung versorgt. Zur Temperaturregelung wird mittels eines Triacs die Versorgung durch halbwellenweises Ein- bzw. Ausschalten im Nulldurchgang gesteuert. Dies geschieht aus den im Folgenden genannten Gründen durch einen diskreten Triac mit vorgeschaltetem Opto-Triac (Optokoppler mit Triac-Ausgang), wobei der eingesetzte MOC3023 den Vorteil eines besonders niedrigen Zündstromes von max. 5mA hat.

Der Nulldurchgangsdetektor:

Angesichts des hohen Stromes, der im LötKolbenkreis fließt, haben wir uns zur Reduzierung von Störungen und Verminderung der Belastung des Trafos, des Triacs und des LötKolbens entschlossen, den Heizstromkreis nur im *Nulldurchgang* der Wechselspannung zu schalten. Zu diesem Zweck gibt es zwar eine Vielzahl von sogenannten *Solid-State-Relais*, die jedoch größtenteils für die Verwendung mit 230V konzipiert wurden und daher eine Schaltschwelle von bis zu 30V aufweisen, für die Verwendung in unserem Gerät also ungeeignet sind.



Schaltung des Nulldurchgangsdetektors

Grundgedanke der Schaltung war, bei einem möglichst niedrigen Momentanwert der Wechselspannung einen Impuls zu generieren, der dem Microcontroller den Nulldurchgang anzeigt, so daß dieser kontrolliert den Zündimpuls für den Triac erzeugen kann. Die im folgenden aufgeführten Schritte spiegeln nicht unmittelbar das Vorgehen bei dem Entwurf dieses Schaltungsdetails wieder, sondern sollen dessen Verständnis dienen. Der *Pull-Up*-Widerstand R15 wurde klassisch zu 4,7kΩ gewählt, so daß für einen definierten *low*-Pegel (0,3V) an Pin 5 von IC4 ein Strom von 1mA durch den Transistor und - begründet durch das Stromübertragungsverhältnis des Optokopplers (*CTR*) von 100% - auch durch die LED notwendig ist. R14 wurde zum Schutz der LED so gewählt, daß in keinem Fall der maximale Spitzenstrom von 100mA nennenswert überschritten wird, aber trotzdem bei Nennstrom kein

übermäßiger Spannungsabfall eintritt. Der Schwellwert ergibt sich aus der Summe der Schwellspannung der LED in IC4 (1,8V), dem Spannungsabfall über R14 (0,3V), über der Emitter-Kollektor-Strecke von T3 (0,3·0,7V), D9 (0,7V) und BR3 (1,4V), also maximal 4,9V. An C13 stellt sich nach der Brückengleichrichtung durch BR3 und Entkopplung durch D9 eine Spannung von ca. 2,8V ein; er liefert während der Nulldurchgangs-Erkennung den Strom zur Ansteuerung der LED. Fällt die Eingangsspannung nun unter die zuvor genannte Schwelle von 4,9V, fällt das Potenzial an der Basis von T3 unter das des Emitters, das durch die in C13 gespeicherte Ladung nach wie vor etwa 2,8V beträgt. R13 sorgt nun dafür, daß ein Basistrom fließen kann, der Transistor wird leitend und der Optokoppler zieht die Interrupt-Leitung auf *low*. Dies ist solange der Fall, wie die Spannungsdifferenz zwischen Emitter und Basis mindestens 0,7V beträgt, unter Einbeziehung des Spannungsabfalls an BR3 und (nun zusätzlich) des Spannungsteilers R12/R13 ist dies bis etwa 5,6V der Fall. Da die Spannung über C13 während des Nulldurchgangs etwas abfällt, ist dieser Wert von theoretischer Natur, was aufgrund der weitestgehend empirischen Dimensionierung dieses Schaltungsteils jedoch keine Rolle spielt. Ausgehend von der eingangs erwähnten Schwelle bei 4,9V kann man die Dauer des Ausgangsimpulses bestimmen:

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{4,9V}{\sqrt{2} \cdot 24V} = 8,3^\circ$$

$$t = \frac{8,3^\circ}{360^\circ} \cdot 20ms = 0,46ms,$$

dies gilt überschlagsweise vor und nach dem Nulldurchgang, also beträgt die Impulsdauer etwa 0,92ms. Um die Verringerung der Kondensatorspannung während dieser Zeit möglichst gering zu halten -wir haben ΔU auf 0,1V festgelegt- muß der Elko eine Mindestkapazität von

$$C \geq \frac{0,92ms \cdot 1mA}{0,1V} = 9,2\mu F$$

aufweisen, konstante Stromentnahme einmal vorausgesetzt. Um T3 möglichst in die Sättigung zu steuern, wurde R13 bei einem Mindeststromverstärkungsfaktor von 100 auf 22k Ω festgelegt. Da -wie oben beschrieben- das Verhältnis R12/R13 maßgeblich den Zeitpunkt bestimmt, zu dem T3 wieder sperrt, wurde R12 zunächst so bemessen, daß die 2,1V-Marke ebenfalls bei 4,9V erreicht wird:

$$U_{ein} = U_{BR3} + (R12 + R13) \cdot \frac{R13}{2,1V} \Leftrightarrow R12 = R13 \cdot \frac{U_{ein} - U_{BR3} - 2,1V}{2,1V}$$

$$= 22k\Omega \cdot \frac{4,9V - 1,4V - 2,1V}{2,1V} = 14670\Omega$$

Da der Ausgangsimpuls mit dieser Dimensionierung deutlich kürzer wurde, haben wir R12 empirisch verringert und bei 22k Ω ein optimales Verhalten für den gesamten Bereich, der durch Toleranzen und Netzspannungsänderungen in Frage kommt, festgestellt. Erklärbar ist dieses Verhalten insofern, als das bei den geringen fließenden Strömen die Spannungsabfälle über den Si-Dioden sicher weit unter den angenommenen 0,7V liegen dürften. R12 wurde vor dem Gleichrichter angeordnet, um im unwahrscheinlichen Falle eines Schlusses im Gleichrichter einen hohen Kurzschlussstrom zu vermeiden. Beim Musteraufbau lag die Schaltschwelle reproduzierbar und über den gesamten interessierenden Bereich bei 5,5V, was gemäß obiger Gleichung einem Winkel von 9° und damit einer Impulsdauer von ziemlich genau 1ms entspricht, der Impuls liegt symmetrisch um den Nulldurchgang. Die exakte Bestimmung des Nulldurchgangs kann vom Microcontroller sehr einfach vorgenommen werden, indem ab dem ausgelösten Interrupt genau 500 μ s gewartet wird.

4. Inbetriebnahme und Prüfung

Bei der ersten Inbetriebnahme des Prototypen stand zunächst die empirische Ermittlung der Kondensatoren C9 und C11 an, die Schwingneigungen der als Proportionalregler geschalteten OP-Verstärker vermeiden sollen. Dazu wurde die niedrigste Frequenz der Oszillationen des U- sowie des I-Reglers gemessen. Diese betrug im Fall des U-Reglers ca. 450kHz, während beim I-Regler keine Schwingneigung feststellbar war. Um eine Polstelle bei dieser Frequenz zu realisieren, müsste C11 einen Wert von:

$$C_{11} = \frac{1}{2\pi \cdot R_9 \cdot 450kHz} = \frac{1}{2\pi \cdot 4700\Omega \cdot 450kHz} = 75pF$$

Um auf der sicheren Seite zu sein, wurde für C11 ein 100pF-Keramikkondensator eingesetzt. Denselben Wert haben wir vorsichtshalber auch für C9 eingebaut.

Ebenfalls nachträglich wurde CX, ein 47nF/400V-Folienkondensator, eingebaut. Er wurde mit Lötösen versehen und dann mit dem einen Ende mit der positiven Ausgangsklemme, mit dem anderen gut leitend mit dem Gehäuse verbunden. Dies wurde nötig, da sich herausstellte, dass das gesamte Netzteil je nach Polung des Netzsteckers bis zu 160Vss über dem Erdpotenzial „schwebte“, was unter ungünstigen Umständen auch den Microcontroller störte.

Abgleich

1. Sicherstellen, dass alle Trimpotentiometer bis auf VR8 auf Linksanschlag gestellt sind. VR8 sollte sich ungefähr in Mittelstellung befinden. Wichtig ist hierbei, dass die Orientierung der Einstellschrauben dem Layout (rote Punkte) entspricht
2. VR2 auf Rechtsanschlag stellen und die Ausgangsspannung mit VR1 auf 24,1V justieren
Hierzu ist ein Digital-Multimeter an den Ausgangsklemmen anzuschließen !
3. VR7 so abgleichen, dass das Display ebenfalls stabil 24,1V zeigt
4. Multimeter im 10- oder 20-A-Bereich an die Ausgangsklemmen anschließen und den Strom mit VR4 auf 2,01A einstellen
5. VR5 und VR6 so justieren, dass das Display sowohl für den Iststrom als auch für die Strombegrenzung eben diesen Wert anzeigt
6. Thermometer, z.B. Multimeter mit Thermoelement, in guten Kontakt mit der Lötspitze bringen und Solltemperatur des LötKolbens auf ca. 300°C einstellen. Aufgrund der hohen Verzugszeit der Temperaturregelung erfordert der Abgleich viel Geduld. Ziel ist hierbei, VR8 so einzustellen, dass sich die Temperaturanzeige auf dem Display mit der Zeit auf den vom Thermometer angezeigten Wert einpendelt. Ein anderes Verfahren wäre, den LötKolben von aussen auf eine bekannte Temperatur, z.B. 100°C, aufzuheizen und nach entsprechender Wartezeit bei *ausgeschalteter* Lötstation (LötKolbenshalter *aus*) die Temperaturanzeige mittels VR8 auf die bekannte Temperatur zu justieren.

„TO DO“

Während der Testphase hat sich gezeigt, dass die Temperaturregelung auf der Basis des beschriebenen Zweipunktreglers nicht optimal auf das Verhalten der Regelstrecke reagiert. Dies ist ohne Zweifel auf die extrem große Verzugszeit zurückzuführen. Infolge dessen führt die zwischen dem Unterschreiten der Solltemperatur und dem Überschreiten der Hysterese von 1K zugeführte Energie dazu, dass der LötKolben sich kurzzeitig stärker aufheizt als gewünscht. In den ersten praktischen Lötversuchen hat sich dies zwar nicht nachteilig ausgewirkt, für andere Anwendungen als das Löten ist eine präzisere Regelung aber durchaus wünschenswert. Da die gewählte Steuerung nur eine halbwellenweise Energiezufuhr gestattet, wäre es denkbar, die Stellgröße dahingehend zu beeinflussen, dass man den Triac einmal zündet und dann, abhängig von der Höhe der Regelabweichung, eine oder mehrere Halbwellen lang aussetzt. Somit würde man der Zweipunktregelung einen Proportional-**(P)**-Anteil begeben. Eine noch genauere Regelung ließe sich möglicherweise erreichen, indem man neben dem Betrag der Regeldifferenz auch deren Anstiegsgeschwindigkeit einbezieht, also einen **PD**-Regler realisiert. Für eine bloße LötKolben-Temperaturregelung erscheint uns dies aber nicht notwendig zu sein.

Weiterhin war zu beobachten, dass die Istwert-Anzeige des unbelasteten Netzteils während des Heizvorgangs von 0,00A auf 0,01A umsprang. Eine Messung hat ergeben, dass die Spannung am Ausgang des entsprechenden OPV im IC LM324 bereits im Ruhezustand unmittelbar unter der Grenze zum Ausgangswert 4d lag, das Einschalten des Optotriacs hat dann einen Spannungsabfall von einigen zig Mikrovolt auf der Masseleiterbahn bewirkt, so dass sich dieses Fehlverhalten nur indirekt auf die LötKolbenregelung zurückführen lässt. Eine Möglichkeit, diesem entgegenzuwirken, wäre wahrscheinlich der Einsatz eines anderen 4-fach-OPV mit geringerer Offsetspannung.

Messprotokoll des Prototypen

Spannungswelligkeit (U-Regler, U=24V, I=2A) [mVeff]
Stromwelligkeit (I-Regler, I=Ilim) [mAeff]
Netzausregelung (U=24V, I=2A, Netzspannung 230V+/-10%) [mV]
Lastausregelung (U=24V, I=0->2A) [mV]
Daraus resultierender Innenwiderstand [mΩ]

Anhang

A-1: Software

A-1.1. Flußdiagramme

A-1.2. Quelltexte

1. Hauptprogramm *main.asm*

2. Interrupt-Routinen *interrupt.asm*

3. Arithmetische Funktionen *math.asm*

4. LCD-Routinen *lcd.asm*

5. A/D-Wandler *tlx1543.asm*

6. EEPROM-Routinen *eprom.asm*

A-2: Schaltung

A-2.1. Schaltpläne

1. Netzgerät, Leistungsteil f. LötKolben, Nulldurchgangsdetektor

2. Microcontroller, A/D-Umsetzer, Messwertaufbereitung

3. +/-15V und +5V-Versorgung, Verdrahtungsdetails

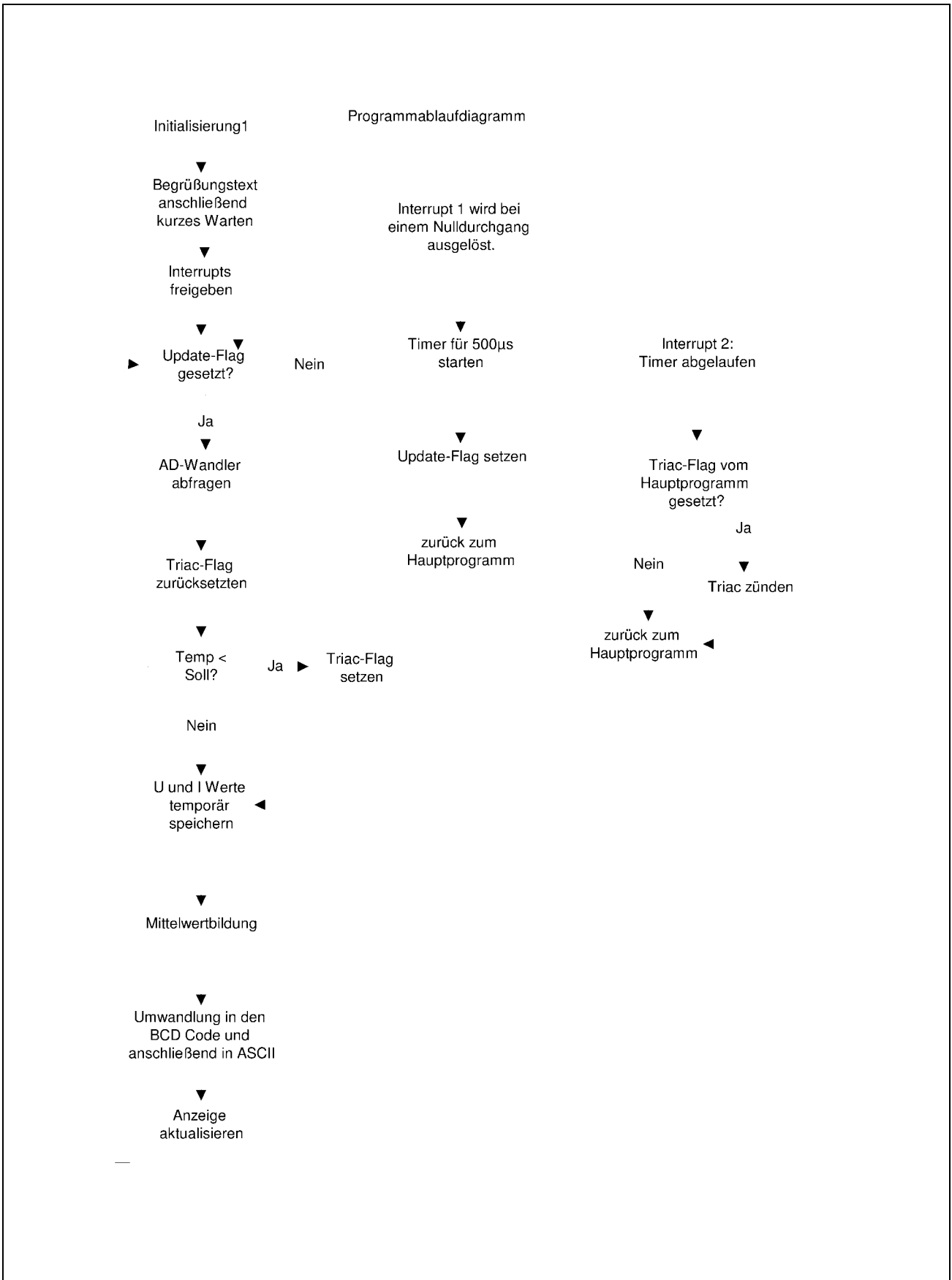
A-2.2. Stückliste

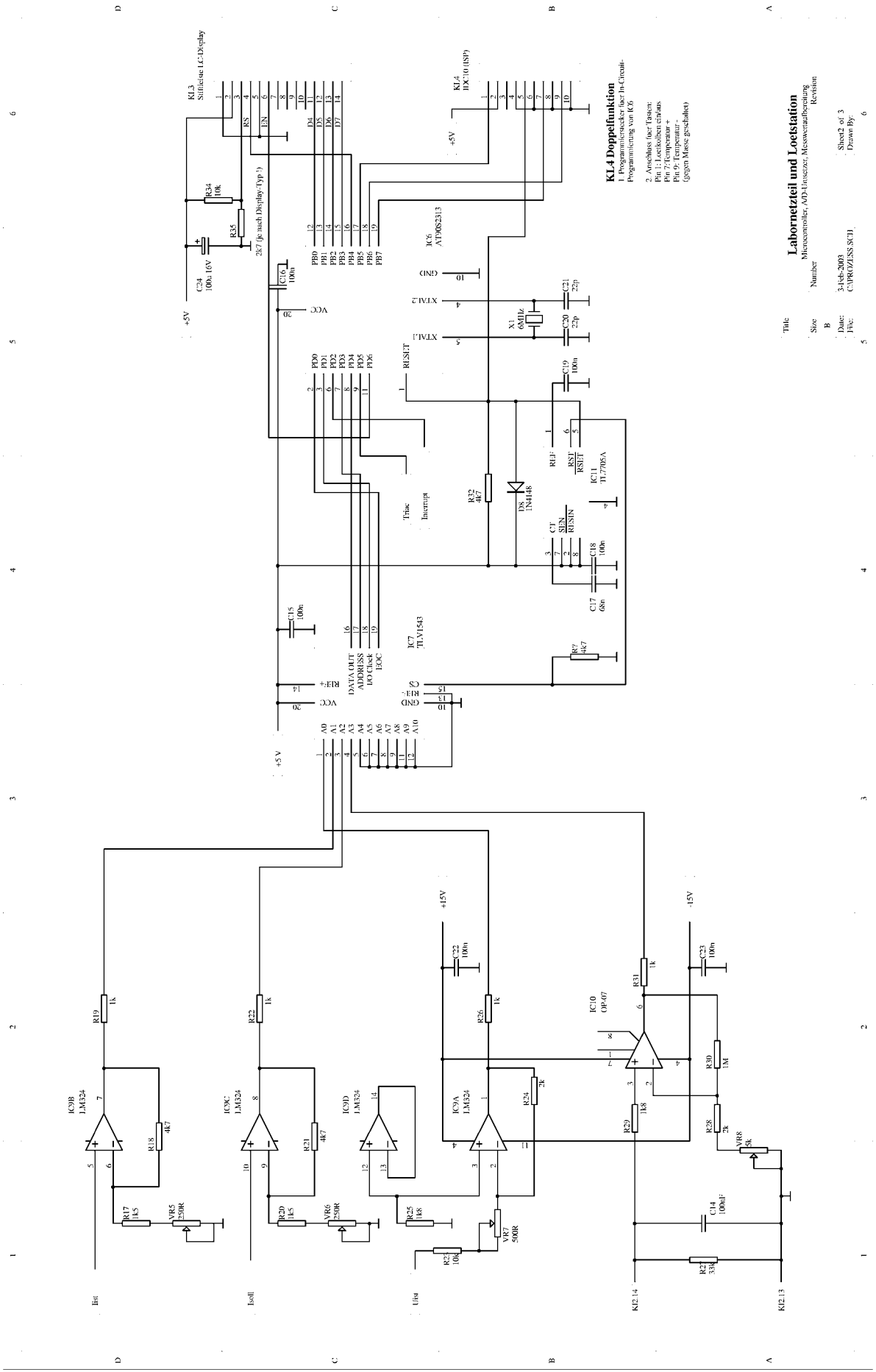
A-2.3. Platinenlayout / Bestückungsplan

A-2.4. Maßskizzen Front- und Rückseite

A-3: Datenblätter

A-1.1. Flussdiagramm

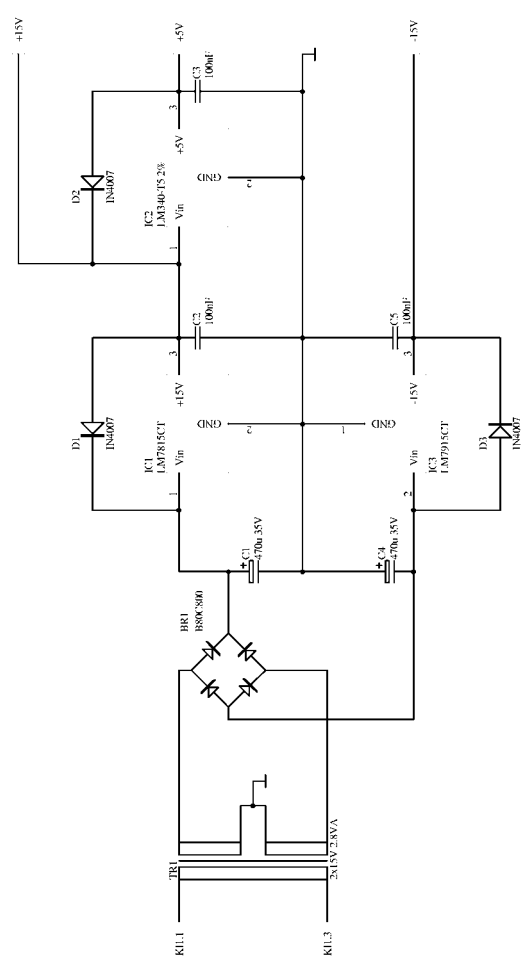




KL4 Doppelfunktion

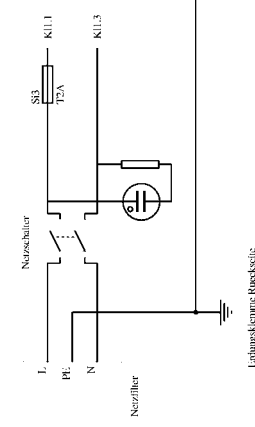
- 1. Programmierbaustein über In-Circuit-Programmierung von IC6
- 2. Anschluss über Tastatur:
 - Pin 1: Gehaltbarkeitsdatum
 - Pin 7: Temperatur +
 - Pin 9: Temperatur -
 - (gegen Masse geschaltet)

Title: **Laborteilzeit und Lötstation**
 Microcontroller, A/D-Converter, Messwertaufbereitung
 Revision:
 Sheet 2 of 3
 Date: 3-Feb-2003
 Drawn By: CAPROGLISS.SCHJ
 File: 5



DIN-Buchse, vier Lochbohr

K1.1	Leiterschleife
K1.2	Leiterschleife
K1.3	Leiterschleife
K2.1	Leiterschleife
K2.2	Leiterschleife
K2.3	Leiterschleife
K2.4	Schmelzeiter



A-2.2. Stückliste

*: siehe Beschreibung

Widerstände

R1, R3	2,2k
R2	820
R4, R5	1 2,5W
R6, R19, R22, R26, R31, R33	1k
R7	910
R8, R9, R15, R18, R21, R32	4,7k
R10	24
R11	3,6k
R12, R13	22k
R14	270
R16	330
R17	33
R17, R20	1,5k
R23, R34	10k
R24, R28	2k
R25, R29	1,8k
R27	33k
R30	1M
R35	2,7k * richtet sich nach dem eingesetzten Display-Typ

ERRATUM: R17 taucht im Schaltplan zwei Mal auf, bitte Werte im Schaltplan beachten !

Potentiometer

VR1, VR5, VR6	250 20-Gang Trimpoti stehend
VR2	5k 10-Gang-Potentiometer für Gehäuseeinbau
VR8	5k 20-Gang Trimpoti stehend
VR3	1k 10-Gang-Potentiometer für Gehäuseeinbau
VR4	1k 20-Gang Trimpoti stehend
VR7	500 20-Gang Trimpoti stehend

Kondensatoren

C1, C4	470µF 35V radial RM5
C2, C3, C5, C10, C14, C15, C16, C18, C19, C22, C23	100nF 50V keramisch RM5
C6	4700µF 50V radial RM10
C7, C13	10µF 16V radial RM5
C8	220µF 35V Low-ESR-Ausführung
C9, C11	100pF 50V keramisch
C17	68nF 50V Folie RM5
C20, C21	22pF 50V keramisch
C23	100µF 16V radial RM5
CX	47nF 400V *

Halbleiter

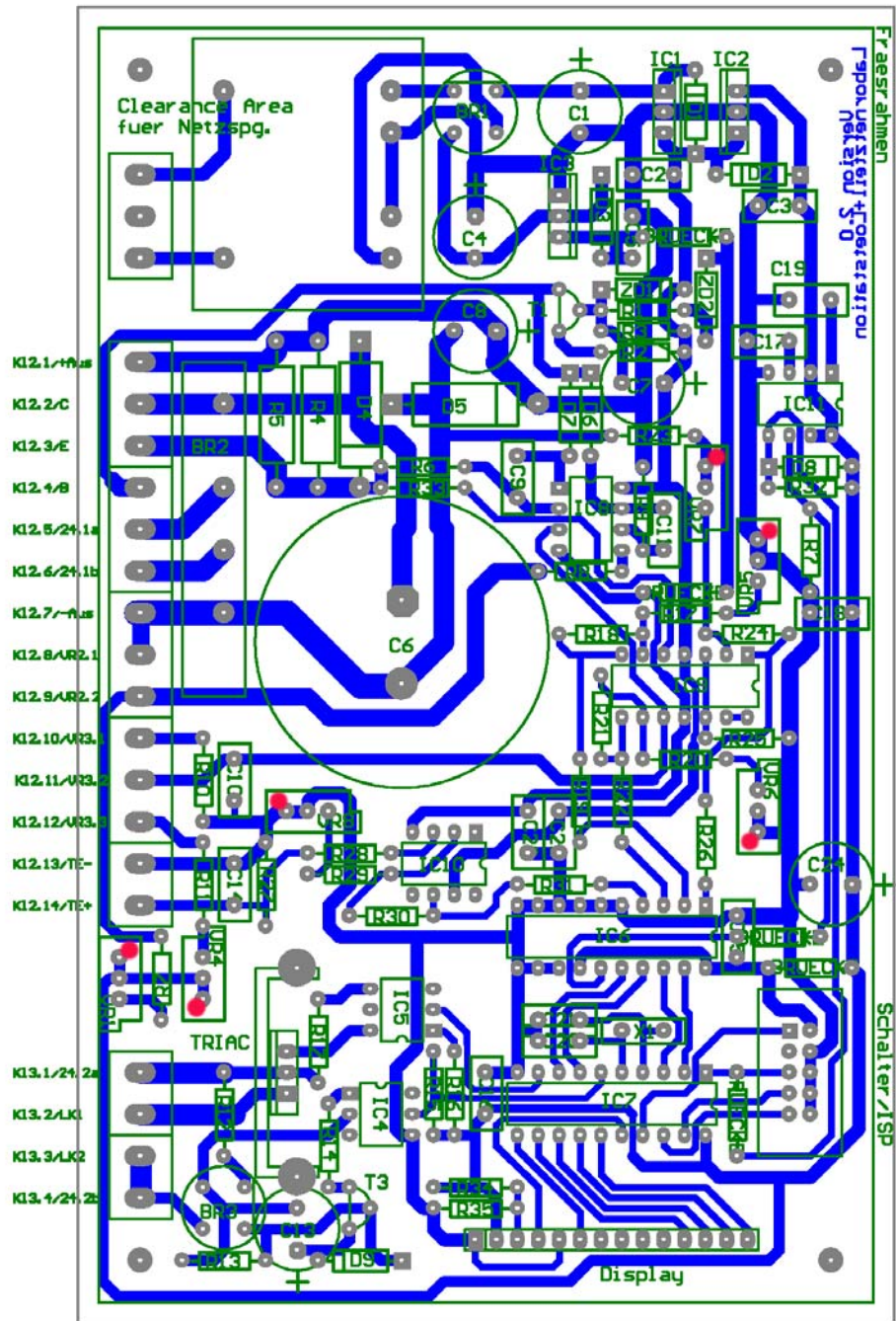
D1, D2, D3	1N4007
D4, D5	SB540
D6, D7, D8, D9	1N4148
ZD1	5,6V 0,4W
ZD2	15V 0,4W
T1, T3	BC558B
T2	TIP147 mit Kühlkörper 0,7K/W Fischer V6505K
TRIAC	TIC225M mit Kühlkörper 20K/W Fischer V5640B
BR1, BR3	B80C800
BR2	B80C3300/5000
IC1	7815
IC2	LM340-T5 *
IC3	7915
IC4	4N35
IC5	MOC3023
IC6	AT90S2313-10 mit Firmware V1.0
IC7	TLV1543CN
IC8	LM358
IC9	LM324
IC10	OP07
IC11	TL7705A
	IC-Sockel 6pol. (2)
	IC-Sockel 8pol. (3)
	IC-Sockel 14pol. (1)
	IC-Sockel 20pol. (2)

Sonstiges

TR1	Printtrafo ERA 230V/2x15V 2,8VA
TR2	Ringkerntrafo 230V/2x25V 200VA
Si1, Si2	T4A 5x20mm
Si3	T2A 5x20mm
KL1, KL2	Printlüsterklemmen RM5,08 in geeigneter Anzahl
KL3	Stiftleiste 14-polig RM2,54
KL4	IDC-Pfostenleiste 10-polig
X1	6MHz-Quarz

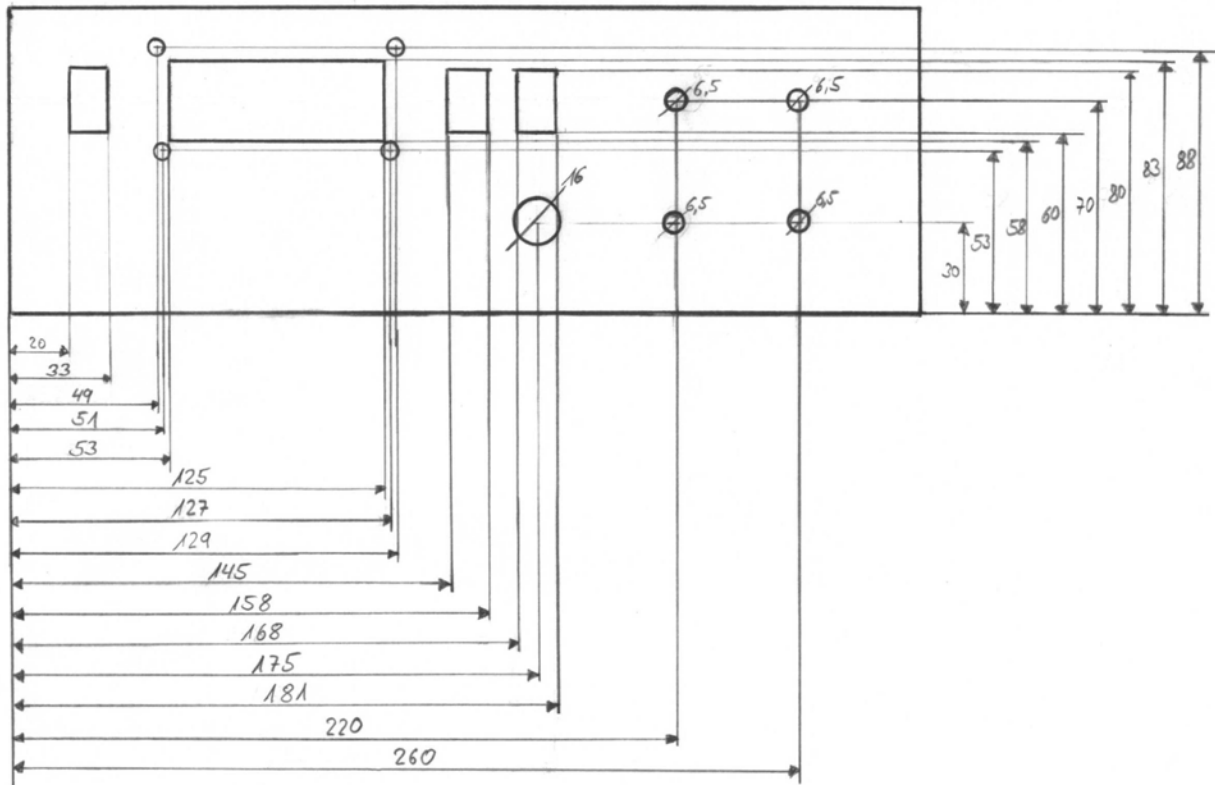
LC-Display 2x16 Zeichen mit HD44780-kompatiblen Controller, PLED-Display (organische bzw. Polymer-Leuchtdioden) auch möglich, Kaltgeräte-Einbaustecker mit Netzfilter 3A, Netzschalter 2-polig mit Glühlampe, z.B. Marquardt 1855.1102, Ein-/Ausschalter für LötKolben, z.B. Marquardt 1801.1146, Wipptaster mit Neutralstellung (Taste-0-Taste), z.B. Marquardt 1808.0302, 4mm Schraubklemmen für Ausgangsspannung, Drehknöpfe für VR2 und VR3, Kühlkörper siehe oben, Isoliermaterial für TRIAC (Silikonscheibe TO220, Isoliernippel), Isoliermaterial für T2 (Glimmerscheibe TO218, ggf. Isoliernippel, Wärmeleitpaste), diverse Kabel für die Verdrahtung, Aderendhülsen, Ringkabelschuhe für Schutzleiter- und Schraubklemmenanschluss, DIN-Buchse passend zum verwendeten LötKolben, Sicherungshalter für Gehäusemontage (3), Platine geätzt oder gefräst, Gehäuse gemäss Maßskizze bearbeitet, diverses Montagematerial (Distanzbolzen, Schrauben, Muttern, Gehäusefüße, U- und Fächerscheiben)

A-2.3. Platinenlayout / Bestückungsplan

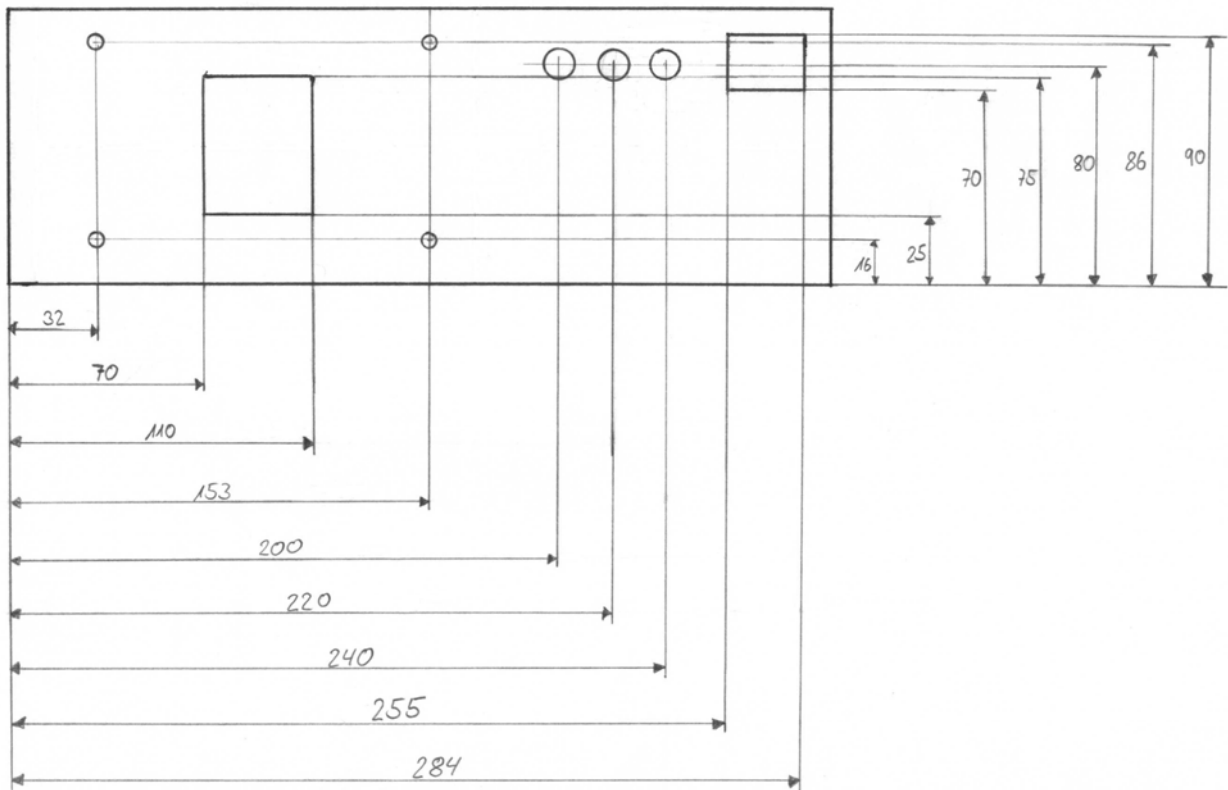


Wichtig: die roten Punkte auf den Trimpotentiometern geben die Lage der Stellschrauben an !

A-2.4. Maßskizzen Front- und Rückseite



Front



Rückseite