

TECHNISCHE UNIVERSITÄT BERLIN
Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik

Institut für Energie- und Automatisierungstechnik
Fachgebiet Mikroperipherik
Leitung: Prof.Dr.-Ing. Reinhold Orglmeister

Institut für Hochfrequenz- und Halbleiter-Systemtechnologien
Fachgebiet Mikroelektronik- Aufbau- und Verbindungstechniken
Leitung: Prof. Dr.-Ing. Dr. sc. techn. Klaus-Dieter Lang

„Projektlabor“ WS 2011 / 2012

Digitale Wasserwaage Abschlussbericht

24. Januar 2012

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	4
2	Gruppe: Leitungssucher	5
2.1	Teilnehmer der Leitungssuchergruppe	5
2.2	Gruppenbeschreibung	5
2.3	Blockschaltbild	5
2.4	Akustische Ausgabe	7
2.4.1	Aufgabenbeschreibung	7
2.4.2	Dimensionierung	8
2.4.3	Simulation	13
2.5	Sonde	15
2.5.1	Aufgabenbeschreibung	15
2.5.2	Schaltungsentwurf	15
2.5.3	Antenne	17
2.5.4	Empfindlichkeit	18
2.5.5	Dimensionierung	19
2.5.6	Simulation	22
2.5.7	Testaufbau	23
2.6	Platinenlayout	24
3	Gruppe: Sensorik	28
3.1	Einleitung	28
3.2	Neigungssensor	29
3.2.1	Funktionsweise des Beschleunigungssensors	29
3.2.2	Realisierung und Dimensionierung der Schaltung	30
3.2.3	Inbetriebnahme der Schaltung	31
3.3	Signalverstärkung	32
3.3.1	Einleitung	32
3.3.2	Schaltung	32
3.3.3	Simulation	34
3.3.4	Testaufbau	36
3.4	Signalaufbereitung	37
3.4.1	Einleitung	37
3.4.2	Schaltung und Simulation	37
3.4.3	Testaufbau	39
3.5	Platinenlayout	40
4	Gruppe: Anzeige	44
4.1	Teilnehmer der Anzeigegruppe	44
4.2	Gruppenbeschreibung	44
4.3	Batterie	45
4.3.1	Einleitung	45
4.3.2	Schaltung	45
4.3.3	Simulation	47
4.3.4	Testaufbau	48
4.3.5	Layout	48
4.3.6	Fertigung	48

4.3.7	Inbetriebnahme	51
4.4	Display	52
4.4.1	Grundgedanke	52
4.4.2	Schaltplan	53
4.4.3	Codierung	54
4.4.4	Programmierung	57
4.5	Verarbeitung	58
4.5.1	Einleitung	58
4.5.2	Analog-Mux	58
4.5.3	AD-Umsetzer	59
4.5.4	Demux	60
4.5.5	Taktgenerator	61
4.5.6	Synchronzähler	62
4.5.7	Spannungsversorgung	65
4.5.8	Boardlayout und Umsetzung	65

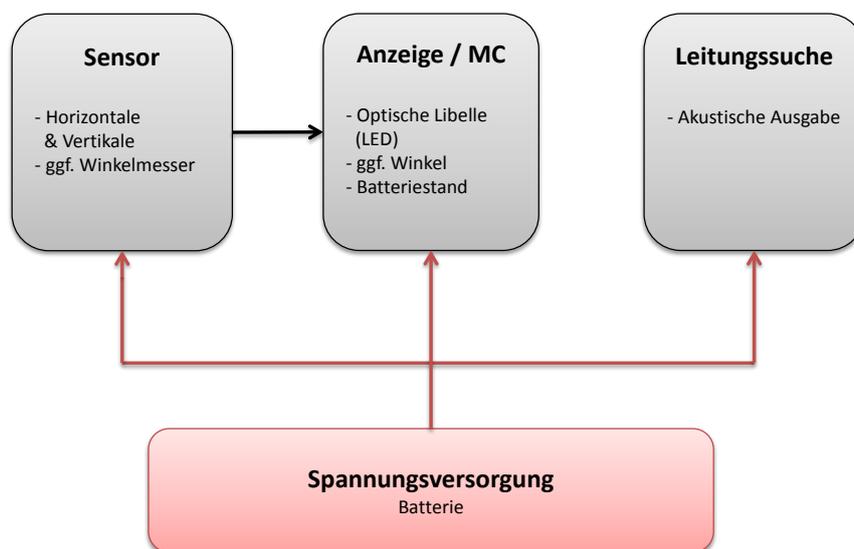
1 Einleitung

Das Projektlabor bietet den Studierenden erste praktische Tätigkeiten mit Anwendung des bisher im Studium vermittelten Wissens. Nach Abschluss dieses Moduls haben die Studierenden analytische Fähigkeiten erworben; „Was für ein Projekt? Wer übernimmt welche Aufgaben? Wie kann man es unterteilen? ..“, Referate über für die Gruppen benötigten wichtigen Themen gehalten, ihre Kenntnisse vertieft, beziehungsweise neues Wissen im praktischen Umgang mit Analog- und Digitalschaltungen inkl. Schaltungsentwurf, -aufbau und -analyse gesammelt und Teamfähigkeiten erworben.

Die Projektteilnehmer des WS2011/2012 beschäftigen sich mit dem Konzept einer digitalen Wasserwaage, die die horizontale und vertikale Lage anzeigt. Zusätzlich wird die Waage mit einem Leitungssucher versehen, damit zukünftige Kunden bei ihren Anliegen und Bauvorhaben, die in den Wänden verborgenen Kabel, Rohre oder wichtige Leitungen nicht beschädigen.

Für die Realisierung dieses Projekts wurden alle Teilnehmer in Gruppen aufgeteilt; Sensorik, Auswertung und Anzeige, Leitungssucher.
Innerhalb der Gruppen wurden ebenfalls Posten wie z.B.:
Moderator, Protokollant oder Materialwart vergeben.

Elektrische Wasserwaage



2 Gruppe: Leitungssucher

2.1 Teilnehmer der Leitungssuchergruppe

Gruppe 'Sonde': Markus KÜchhold, Erwin Rubiano, Kyra Ulrich, Theresa Segbers, Maik Simon
Gruppe 'Ausgabe': Jan Broshog, Oliver Döhning, Katikaridis Spyridon, Christian Wiertelorz

2.2 Gruppenbeschreibung

Die Gruppe 3 des Projekts „Elektronische Wasserwaage“ der Leitungssucher hat die Aufgabe das Projekt der Wasserwaage um einen Leitungssucher zu erweitern.

Das erste Treffen diente zur Festlegung der internen Teilaufgaben. Nach der ausführlichen Erörterung der Problemstellung und deren umsetzbarer Lösung, wurde sich auf eine Vorgehensweise geeinigt. Die Anwesenden wurden wie folgt aufgeteilt:

Die Teilgruppe „Empfang und Signalverarbeitung“ bestehend aus Kyra, Theresa, Erwin, Maik und Markus, beschäftigt sich mit der Leitungsdetektierung und der Weiterverarbeitung des Signals.

Das aufgearbeitete Signal wurde dann der Teilgruppe „Ausgabe“ übergeben. In diesem Team beschäftigen sich Spyridon, Jan, Christian und Oliver mit der akustischen und optischen Signalisierung einer gefundenen Leitung.

Oliver Döhning

2.3 Blockschaltbild

Im Folgenden soll das Ziel und das Blockschaltbild der Gruppe Leitungssucher vorgestellt und analysiert werden.

Der Leitungssucher soll dabei helfen Stromkabel, welche sich in den Hauswänden befinden, aufzuspüren.

Dabei nutzen wir die Eigenschaft, dass das Stromnetz eine Frequenz von 50Hz besitzt. Die Schaltung ist für diese Frequenz dimensioniert und soll den Verwender der elektronischen Wasserwaage bei Bohrungen vor Stromschlägen schützen.

Die Grundidee des Aufbaus stammt von der Homepage von Wolfgang Wessly¹, wurde aber stark abgeändert.

Das Blockschaltbild 1 stellt in übersichtlicher Form die Funktionsweise unserer Leitungssuche dar.

Die Antenne nimmt die Frequenz auf. Als Regler für die Empfindlichkeit des Leitungssucher wird ein Potentiometer verwendet. Im Folgenden wird mit Hilfe eines Inverters die Spannung konstant angepasst. Der Inverter sendet also ab diesem Zeitpunkt nur noch Highlevel oder Lowlevel aus, sprich Rechtecksignale. Mit diesem Rechtecksignalen wird weitergearbeitet. Durch

¹ <http://www.wolfgang-wessely.de/gtb/elektronik/leitungs.htm>

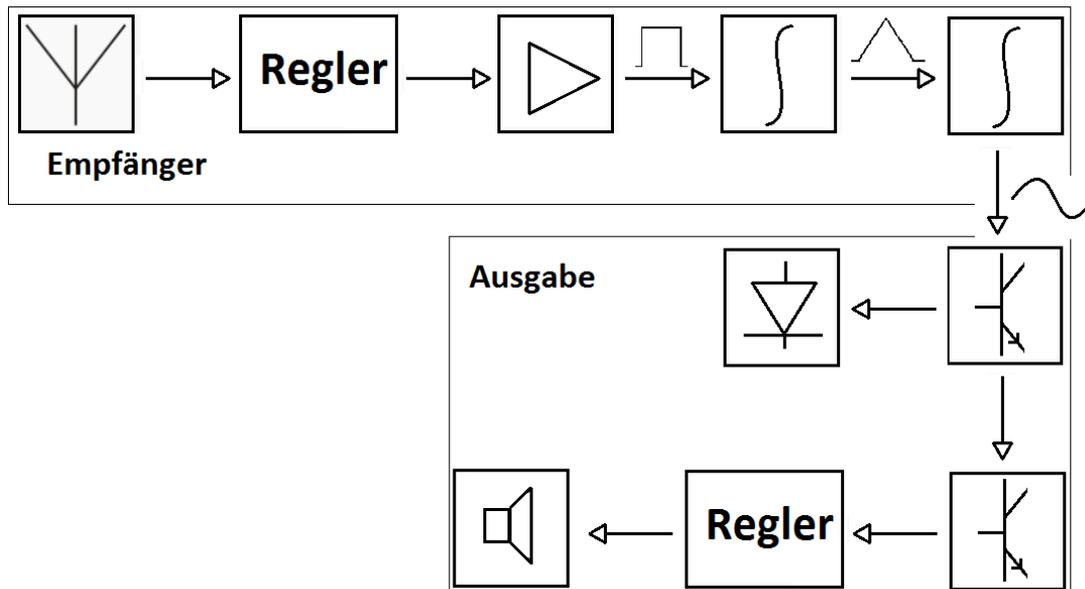


Abbildung 1: BSB der Leitungssuche

mehrmalige Integration soll ein angepasstes Sinussignal hergestellt werden, welches der Ausgabe übergeben werden soll. Das Signal ist im Folgenden die Basis für eine Transistorschaltung. Transistoren steuern die LED- sowie die akustische Ausgabe. Diese Ausgabe ist durch einen Trimmer regulierbar in der Lautstärke.

Maik Simon

2.4 Akustische Ausgabe

2.4.1 Aufgabenbeschreibung

Die Aufgabe der „Ausgabe“ ist es, dass aufgearbeitete Signal der anderen Teilgruppe akustisch und optisch dem Nutzer darzustellen. Um das zu bewerkstelligen, wurden zwei LEDs und ein Piezo Summer verwendet. Eine grüne LED hat die Aufgabe, die Betriebsbereitschaft des Geräts zu signalisieren. Die zweite, rote LED sowie der Summer zeigen an, ob eine Leitung gefunden wurde. Der Summer wird mit den $50Hz$ der detektierten Leitung betrieben.

Desweiteren kümmert sich die Gruppe um das Herunterregeln der $9V$ für eine stabilisierte Spannungsversorgung mit $7V$. Dafür benutzen wir einen LM317. Dieser garantiert uns auch unter abnehmender Spannung der Batterie einen konstantes $7V$ Spannungsniveau. Ziel ist es natürlich auch bei laufendem Betrieb eine lange Verfügbarkeit zu ermöglichen. Was im konkreten Fall für uns bedeutet, dass der Aufbau und vor allem die Dimensionierung der Schaltung im Fokus unserer Arbeit steht. So versuchen wir die Verlustleistung so klein wie möglich zu lassen.

Zur Bewältigung der auftretenden Probleme oder Unterstützung unserer Arbeit, stehen uns mehrere „Tools“ zur Verfügung. Auch deren Handhabung ist Teil unseres Aufgabenbereichs. Ob wir unsere richtige Dimensionierung mit Hilfe von Pspice überprüfen oder den fertigen Schaltplan in Eagle umsetzen, der Umgang mit diesen Programmen ist unumgänglich.

Im Groben lässt sich also unsere Aufgabe wie folgt zusammenfassen:

- Entwicklung eines Schaltplans
- Dimensionierung des Selbigen
- Umsetzung in Pspice und Eagle

Zum Zeitpunkt des Zwischenberichts ist die Platine schon fertig geplant und entworfen. Es folgen in den kommenden Wochen nun also deren Erstellung und Bestückung. Dies fällt also auch noch in unseren Aufgabenbereich.

Jan Broshog

2.4.2 Dimensionierung

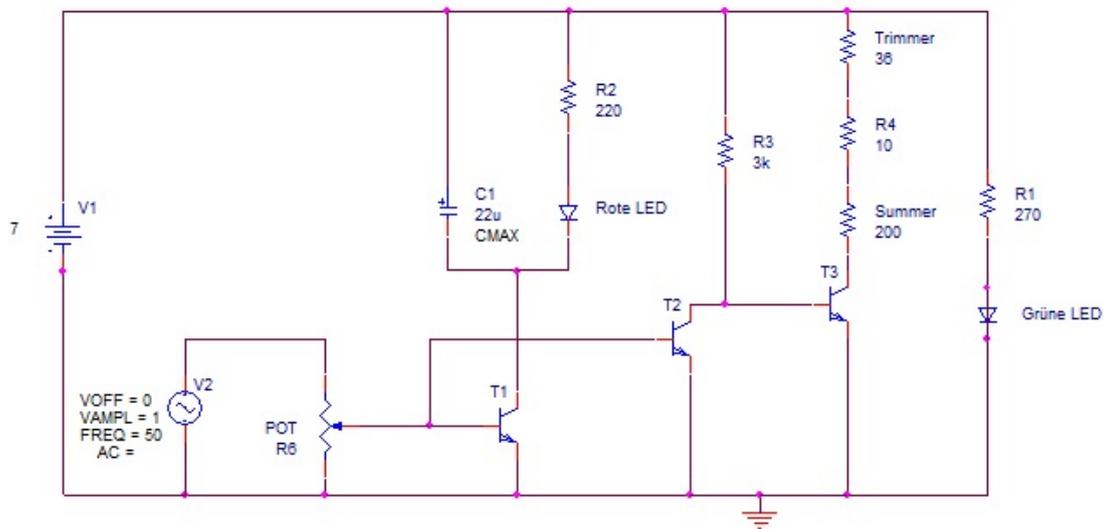


Abbildung 2: Schaltung zur Signalausgabe

1.Grüne LED

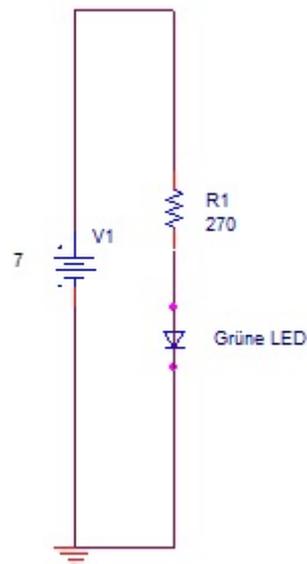


Abbildung 3: Grüne LED

Dimensionierung von R1:

Gegeben:

$$U_{BB} = 7V$$

$$U_{GreenLED} = 2.2V$$

$$I_{GreenLED} = 0.02A$$

$$U_{R1} = U_{BB} - U_{GreenLED} = 7V - 2.2V = 4.8V$$

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_{GreenLED}} = \frac{4.8V}{0.02A} = 240\Omega$$

Benutzung von 270 Ohm-Bauteil, da geringerer Stromverbrauch im Zweig als bei einem 220 Ohm-Bauteil.

Summer

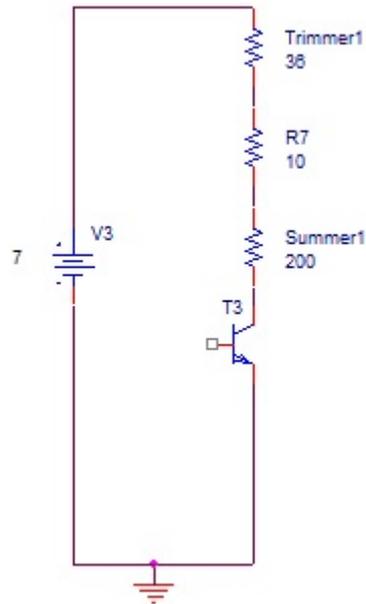


Abbildung 4: Summerschaltung

Dimensionierung des Trimmers am Summer:

Gegeben:

$$U_{BB} = 7V$$

$$U_{CE} = 0.09V$$

$U_{Summer} = 4V \text{ bis } 8V$ wir verwenden 5V

$$I_{MAX, Summer} = 0.025A$$

$$I_{Summer} = I_c = 0.02A$$

$$U_{BB} = U_{Trimm} + U_{Summer} + U_{CE}$$

$$U_{Trimm} = 0.91V$$

Wir verwenden den Summer mit 0.02 A.

$$R_{Trimm, MIN} = \frac{0.91V}{0.02A} = 45.5\Omega$$

Setze $R_{Trimm} = 46\Omega$.

Wir benutzen für die Schaltung einen 100 Ohm -Trimmer.

Damit ein Kurzschluss beim Einstellen des Trimmers vermieden wird, setzen wir einen zusätzlichen Vorwiderstand R_4 mit 10 Ohm ein.

Arbeitspunkteinstellung von T_3

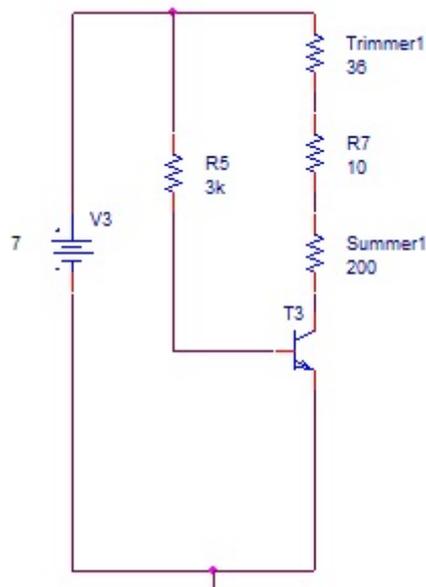


Abbildung 5: Summerschaltung mit einem Widerstand R_3 am Transistor

Gegeben:

$$U_{BB} = 7V$$

$$U_{CE} = 0.09V$$

$$U_{Summer} = 4V \text{ bis } 8V \text{ wir verwenden } 5V$$

$$I_{MAX, Summer} = 0.025A$$

$$I_{Summer} = I_c = 0.02A$$

$$U_{BE} = 0.7V$$

$$\beta = 10$$

Dimensionierung des Widerstands R_3 :

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = 0.002A$$

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_B} = 3150\text{ Ohm} = 3.15k\text{ Ohm}$$

Zur Wahl stehen entweder ein $3k\text{ Ohm}$ oder ein $3.3k\text{ Ohm}$ Bauteil.

Wir haben uns entschlossen einen $3k\text{ Ohm}$ -Widerstand zu verwenden, damit ein etwas stärkerer Strom an den Summer ankommt, denn der maximale Stromfluss am Summer darf $25A$ betragen I_c für $3k\text{ Ohm}$ liegt bei 21 mA , ist also etwas höher als der zuerst angestrebte Wert von 20 mA , aber trotzdem 4 mA unter dem maximal erlaubten Wert des Summers.

Nachträglich wird mit dem Trimmer der Stromfluss über den Summer nachgeregelt.

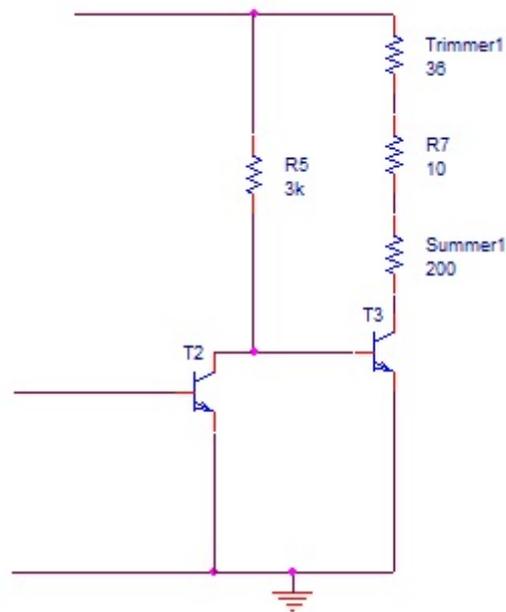


Abbildung 6: Invertierschaltung

Invertierung des Signals

Durch den Transistor T_2 wird eine Phasenverschiebung der Spannung mit dem Winkel $\phi = 180$ durchgeführt. Wir erhalten somit ein invertiertes Signal am Ausgang des Transistors T_2 , dadurch wird das ON-Signal des Summers vergrößert, dies ist notwendig, da ohne Invertierung ein zu kurzes Signal den Summer beeinträchtigt und somit das Summen als sehr leise wahrgenommen.

Rote LED

Gegeben:

$$U_{BB} = 7V$$

$$U_{CE} = 0.09V$$

$$U_{RoteLED} = 1.9V$$

$$I_{RoteLED} = 0.025A$$

Dimensionierung von R2:

$$U_{R2} = U_1 - U_{RL} = 5.01V$$

$$R_2 = U_{R2} / I_{RoteLED} = 200.4\Omega$$

Wir setzen ein 220Ω Widerstand ein.

Funktion:

Durch den Elektrolytkondensator baut sich die Spannung langsamer ab, dadurch ist das ON-Signal, der roten LED, länger an, dadurch leuchtet die Diode stärker.

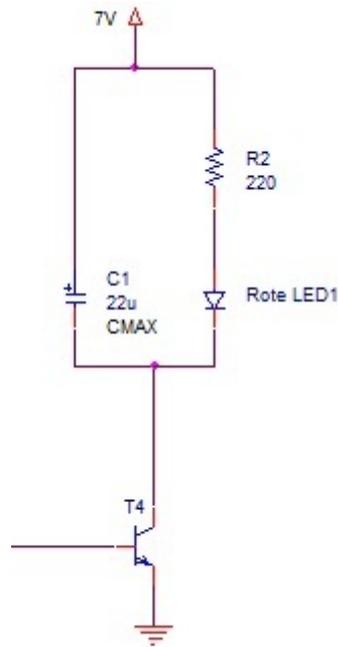


Abbildung 7: Schaltung für die Rote LED

Dimensionierung:

Zur Bestimmung des Kondensators haben wir uns die Spannungskurven verschiedener Kondensatoren angeschaut und sie miteinander verglichen und dabei bemerkt das ein extrem hoher Kondensatorwert von Vorteil ist.

Wir haben uns für einen ELKO mit $22\mu F$ entschieden.

Spannungsteiler am Signaleingang

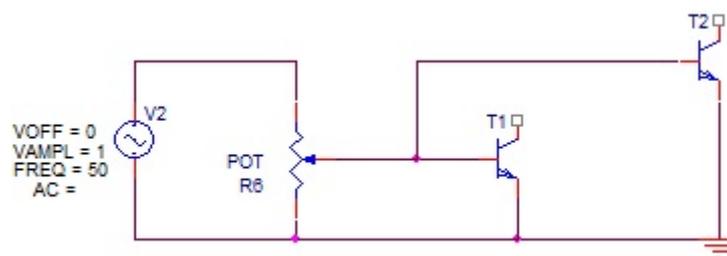


Abbildung 8: Schaltung für den Potentiometer

Der Potentiometer wird eingesetzt um die Intensität des Signals je nach belieben zu verstärken oder abzuschwächen.

Wir setzen einen $1k\Omega$ Potentiometer ein, denn damit lässt sich sehr fein einstellen.

Katkaridis Spyridon

Durch die Kombination aus Testaufbau und Simulation ließen sich einige Fehler finden und beheben. Häufig unterschied sich das simulierte Verhalten der Schaltung vom tatsächlichen Testaufbau. Die größte Fehlerquelle war dabei die nicht ideale Signalquelle. Auch die tatsächliche Helligkeit der LED und die Lautstärke des Summers konnten durch die Simulation nur erahnt werden.

Christian Wiertelorz

2.5 Sonde

2.5.1 Aufgabenbeschreibung

Die Aufgabe der Gruppe 'Sonde' besteht darin, Strom führende Kabel ausfindig zu machen und bei einem Fund ein Signal an die Ausgabegruppe zu leiten, das sich in ein für den Nutzer wahrnehmbares Warnsignal umwandeln lässt.

Die 'Leitungssuche' als solche soll durch eine Antenne realisiert werden, die das 50Hz-Signal des gängigen Versorgungsnetzes zu empfangen vermag; das von ihr ausgegebene Signal muss - je nach Anforderung durch die Ausgabegruppe - moduliert und gegebenenfalls verstärkt werden. Dies bedeutet aus dem empfangenen Signal einen angepasstes, sinusförmiges zu erzeugen.

Theresa Segbers

2.5.2 Schaltungsentwurf

Das von einer Stromleitung ausgehende Signal soll über eine Antenne eingeholt und dann für die Weiterverarbeitung durch die Ausgabegruppe aufbereitet werden. Ausgehend davon, dass die Ausgabe ein sinusoidales mit einem Offset von 3V erwartet, werden wir es dementsprechend umformen müssen. Zunächst Dies ist über Integration möglich, jedoch nur in zwei Schritten, wobei der erste Integrator ein Dreiecksignal ausgibt, welches der zweite idealerweise zu einem Sinus weiterentwickelt.

Die typische Integratorschaltung ist in Abbildung 10 zu sehen.

Die Funktion dieser Operationsverstärkerschaltung basiert darauf, dass der in die Rückkopplung geschaltete Kondensator bei anliegender Spannung mit dem Strom über dem Eingangswiderstand (in Abb. 10 I_{R1}) aufgeladen wird, $|U_a|$ steigt. Da es sich um eine invertierende OPV-Schaltung handelt, haben U_e und $\frac{\delta U_a}{\delta t}$ entgegengesetzte Vorzeichen.

Wechselt die Polung, so entlädt sich der Kondensator wiederum, $|U_a|$ nimmt ab. Bei der Wahl der Kapazität ist gegebenenfalls die genutzte Frequenz zu beachten, da τ ist eine halbe Periodendauer deutlich länger als die Ladezeit des Kondensators - dieser alsbald vollständig geladen ist und somit währenddessen keine Änderung mehr am Ausgangssignal stattfindet. Andersherum wird bei zu hoher Frequenz eventuell der Kondensator nur minimal geladen, es entsteht quasi kein Signal am Ausgang. Die Ladezeit selbst ist abhängig von der Kapazität und dem zur Verfügung stehenden Ladestrom ($\sim R_1$).

In unserer Schaltung werden also auf die Antenne zwei in Reihe geschaltete Integrierer folgen, versorgt aus der für alle Gruppen bereitgestellten Batterie. Der Ausgang des zweiten OPVs bildet die Schnittstelle zur Ausgabegruppe.

Dieser Schaltungsentwurf ist die Basis für die Dimensionierung und im zugehörigen Abschnitt dargestellt (Abb. 11).

Theresa Segbers

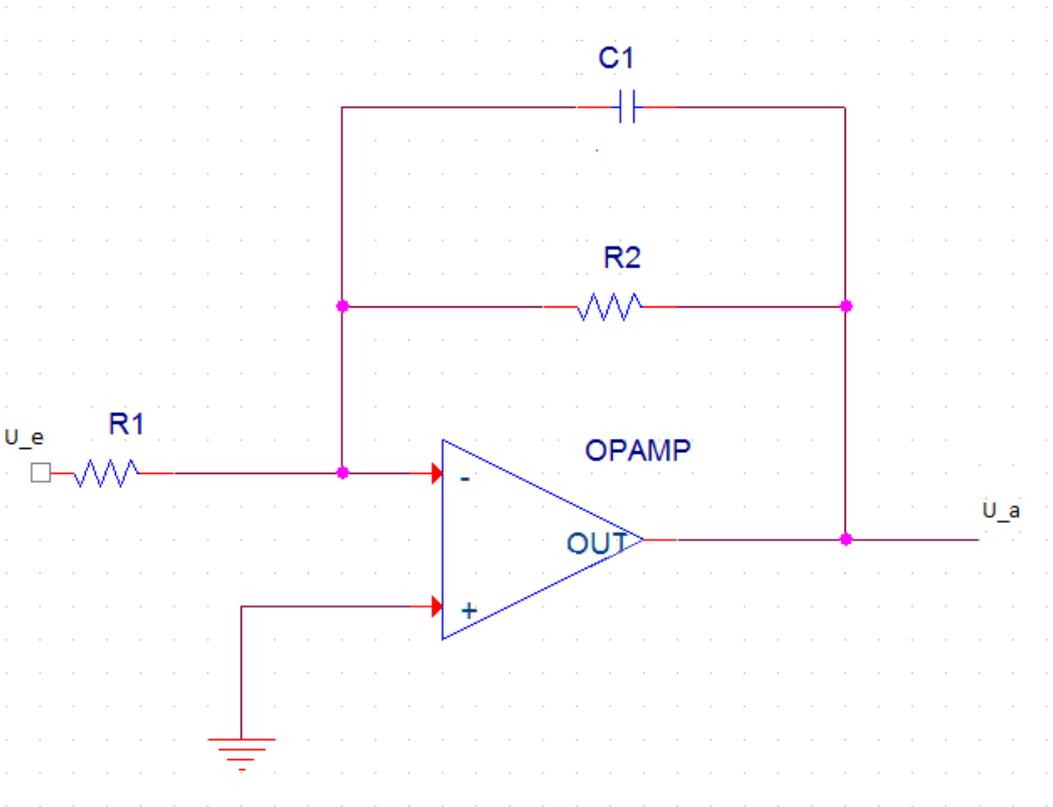


Abbildung 10: allgemeine Integratorschaltung

2.5.3 Antenne

Damit die elektronische Schaltung des Leitungssuchers funktioniert, war die Anwesenheit einer Antenne notwendig. Die Antenne in dieser Schaltung erfüllt die Aufgabe eines Wandlers von elektromagnetischen Wellen zwischen einer Leitung und dem freien Raum. Mit anderen Worten kann man sagen, dass sie die Schnittstelle zwischen dem Sender (in unserem Fall sind stromdurchflossene Leiter) bzw. Empfänger (der Leitungssucher) und dem Übertragungsmedium ist.

Eine Antenne kann man als einen offenen Schwingkreis auffassen und wie jeder Schwingkreis hat dieser einen induktiven und einen kapazitiven Anteil. Die Energie pendelt zwischen der Kapazität und der Induktivität hin und her und dabei entsteht periodisch abwechselnd erst ein elektrisches und dann ein magnetisches Feld.

Genauso wie bei dem Fall eines geschlossenen Schwingkreises, besitzt auch ein offener Schwingkreis eine Eigenresonanzfrequenz. Genau bei dieser Frequenz ist es möglich die maximale Leistung zu senden bzw. zu empfangen.

Bei den Antennen gilt das Prinzip der Reziprozität, dh. sie können sowohl als Sender als auch als Empfänger dienen. Für den Leitungssucher wird die Antenne ausschließlich als Empfänger benutzt.

Wenn die Antenne die falschen Dimensionen besitzt, kann die einfallende elektromagnetische Welle nicht effizient genug empfangen werden. Aus diesem Grund ist es wichtig die Antenne an die richtige Länge anzupassen.

Idealerweise sollte eine Antenne die Hälfte der Wellenlänge der Frequenz, die verwendet wird, messen, damit Antenne und Welle den Resonanzzustand erreichen und somit die maximale Leistung empfangen werden kann. Bei sehr großen Wellenlängen wird die Wellenlänge mal $\frac{1}{2^n}$ genommen (idealerweise mal $\frac{1}{2}$), wobei n für eine natürliche Zahl steht. In der Literatur steht, dass n bis 6 benutzt wird, je nach Anwendungsfall.

Da eine Antenne im Prinzip aus einem einfachen metallischen Draht bestehen kann, haben wir uns überlegt welche Dimensionen und was für einen Antennentyp wir benutzen könnten, damit das einfallende Signal am besten empfangen wird. So haben wir eine Antenne gewählt, die 17,6 cm beträgt, denn dieser Wert entspricht der Wellenlänge mal die oben genannte Formel, wobei n gleich 25 beträgt, weil solche Proportionen in das Gehäuse rein passen. Die Länge der Antenne hat bei einer Frequenz von 50 Hz (Netzspannung), also einer Wellenlänge von $6 * 10^6 m$, keine großen Auswirkungen auf die Qualität der Antenne, im Gegensatz zur Form und dem verwendeten Material, welche sich als beachtliche Faktoren erwiesen haben.

Antennenart

Wir haben uns für eine Rahmenantenne entschieden. Je nach Anwendungsfall werden unterschiedliche Sorten und Formen von Antennen eingesetzt. Manche Antennen können die Eingangsenergie besser in einer bestimmten Richtung konzentrieren als andere. "Antennen, die die Eingangsleistung in andere Richtungen als zum Standort des Kommunikationspartners ausbreiten, und Antennen mit Richtwirkung, die diese Leistung effizient konzentrieren, haben eine unterschiedliche Reichweite,"².

Wir möchten mit dem Leitungssucher einen spezifischen Ort untersuchen um zu wissen, ob sich in der Nähe des untersuchten Ortes eine von Strom durchflossene Leitung befindet.

²http://www.circuitdesign.de/products/tech_info/guide3.asp

Rahmenantennen erfassen die Änderungen im Magnetfeld der eintreffenden Wellen. Die elektromagnetischen Wellen breiten sich im rechten Winkel zum durch den Rahmen gebildete Fläche aus. Unsere Antenne musste demzufolge so platziert werden, dass sie senkrecht zum Magnetfeld der einfallenden Wellen steht. So können unerwünschte Funkwellenemissionen in die Umgebung vermieden werden, und es wird kein Rauschen aus anderen Richtungen aufgenommen.

Material

Da Hochfrequenzstrom durch Antennen fließt, müssen diese aus Metall bestehen. Bevorzugt werden Metalle, die einen niedrigen spezifischen Widerstand besitzen, als Antennenmaterial.

Wir haben die Schaltung zuerst mit einer aus lackiertem Kupfer bestehender Antenne getestet, denn wir hatten dieses Material zur Verfügung. Das Ergebnis war wie erwartet ein Signal, das zwar von dem ersten Inverter verstärkt wurde, aber das sehr schwach empfangen wurde, wegen der Isolationslacke.

Als nächstes haben wir uns ein anderes Material mit einem niedrigeren spezifischen Widerstand ausgesucht und haben Aluminium ausgewählt. Mit diesem Material arbeitete die Antenne viel effizienter, sodass mit der richtigen Einstellung der Werte, die rückgekoppelten Widerstände an dem ersten Inverter den erwünschten Wert für die Amplitude der Spannung (6 Volt) nachdem zweiten Inverter abgegriffen werden kann.

Das aufgenommene Signal an der Antenne war geprägt von Rauschen und sehr empfindlich. Die Antenne hat auf die Bewegung von Gegenständen und auf Signalen reagiert, die sich nicht im dem untersuchten Bereich befanden. Um mit diesem Problem umzugehen, war es nötig eine Empfindlichkeitseinstellung in die Schaltung einzubauen. Auf diese Weise wurden ein Potentiometer und der Widerstand R10, der eine hohe Impedanz von $10\text{ M}\Omega$ besitzt, eingefügt.

Die ändernden elektromagnetischen Felder, die in die Antenne eintreffen, verursachen kleine Spannungsänderungen in dieser. Es kommt ein wechselndes Signal zu dem ersten Inverter bei dem Pin1 (Eingang 1). Hier wird der Inverter mit den Widerständen R5 und R9 rückgekoppelt. R5 entspricht bei uns der Impedanz eines Drahtes und R9 beträgt $4.7\text{ k}\Omega$. Der erste Inverter übernimmt die Aufgabe der Verstärkung. Der zweite Inverter muß jedoch für die weitere Schaltung einen definierten logischen Pegel haben. Über den rückgekoppelten Impedanzen kann der Ausgangsstrom der Inverter variiert werden. Dies wird mit der Absicht gemacht, dass der Eingang des zweiten Inverters einen logischen Low erkennt und damit eine Empfindlichkeitseinstellung realisiert werden kann.

Erwin Rubiano

2.5.4 Empfindlichkeit

Bei der Empfindlichkeitsstufe wird der Inverter 4069 UBE verwendet. Die Schaltung benötigt einen Strom mit dem sie arbeiten kann. Dieser Strom wird von einer Antenne nicht produziert. Deshalb verwendet man den ersten Inverter als Stromlieferanten, welcher das Signal - ausgehend von der Antenne - auch gleich verstärkt. Da wir bei der restlichen Schaltung eine Spannung von 6V verwenden, wird der Inverter auch mit 6V betrieben. Dies bedeutet, dass laut Datenblatt dem Inverter ein Strom von $1,2\text{ mA}$ low und $-1,0\text{ mA}$ high ausgibt.

Die Schaltung ist so aufgebaut, dass der erste Inverter über einen hochohmigen Widerstand gekoppelt wird. Dieser Widerstand wird hierbei besonders hochohmig gewählt, so dass der Ausgang vom ersten Inverter nicht mit neuem Rauschen belastet wird.

Das Potentiometer kann zwischen 0Ω bis $50k\Omega$ eingestellt werden. Zielsetzung hierbei ist, wenn das Potentiometer niedrig eingestellt ist, ist der Stromverbrauch nach dem Ohmschen Gesetz am unterem Zweig größer.

Dadurch steht dem ersten Inverter weniger Strom zur Verfügung. Der zusätzlich benötigte Strom, für ein High-Pegel am Eingang, muss von dem eingehenden Signal der Antenne geliefert werden. Stellt man das Potentiometer höher ohmig ein, so braucht man einen geringeren Strom von der Antenne. Somit wird die Empfindlichkeit über den von der Antenne zusätzlich benötigten Strom bestimmt.

Der zweite Inverter invertiert das Signal und gibt ein Rechtecksignal von $0V$ bis $6V$ aus. Damit sorgt die Empfindlichkeitseinstellung/Verstärkung auch zusätzlich zu einer Stabilisierung des Signals.

Maik Simon und Markus KÜchhold

2.5.5 Dimensionierung

Die Dimensionierung der Schaltung erfolgt in mehreren Schritten. Die Schaltung wird grundsätzlich nur mit einer Batterie betrieben, das heißt sie wird mit Single Supply betrieben. Für die zwei Operationsverstärker aus der Simulation wurde der handelsübliche TL082 ausgewählt, dieser fasst beide OPVs in einem Bauteil zusammen. Der TL082 unterstützt den Single-Supply-Betrieb und war im Labor vorrätig. Für die Inverter, die das empfangene Signal in ein Rechtecksignal umwandeln, wurde auch hier der handelsübliche CD4069UB verwendet. Der Inverter war auch schon vorrätig und erfüllt alle Anforderungen. Es handelt sich um ein Hex-Inverter, somit sind die zwei benötigten Inverter in einem Bauteil integriert.

Der erste Schritt für die Dimensionierung der Bauteile besteht darin, die Übertragungsfunktion für den ersten Integrator aufzustellen. Es wird zuerst die allgemeine Übertragungsfunktion für einen Integrator (s. Abb. 10) aufgestellt.

Die Übertragungsfunktion des Integrators wird in den folgenden Schritten nach Real- und Imaginärteil aufgeteilt.

$$\frac{U_a}{U_e} = -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_1} \quad (1)$$

$$= -\frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_2}{1 + j\omega C_1 R_2} \quad (2)$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_1 R_2} \quad (3)$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 - j\omega C_1 R_2}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2} \quad (4)$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left[\frac{1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2} - \frac{j\omega C_1 R_2}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2} \right] \quad (5)$$

Nun wird der Betrag gebildet und die Terme werden so stark wie möglich vereinfacht.

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega C_1 R_2}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}\right)^2} \quad (6)$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}{(1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2)^2}} \quad (7)$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}} \quad (8)$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}} \quad (9)$$

Für den ersten Integrator ist man von einem Verhältnis $\frac{U_a}{U_e} = \frac{1V}{6V}$ ausgegangen. Am positiven Eingang des OPVs liegt durch die Inverter eine Spannung von 6V an. Gleichzeitig hat man die Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ mit $f = 50Hz$ festgelegt. Für die weitere Berechnung wurden zwei weitere Bauelemente als fest angenommen. Es wird dann nur noch nach dem zu bestimmenden Bauelement umgestellt. Hier wurden die Werte für $C_1 = 2, 2\mu F$ und für $R_2 = 100k\Omega$ gewählt. Damit ergibt sich für die Übertragungsfunktion:

$$\frac{1V}{6V} = \frac{100 \cdot 10^3 \Omega}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50Hz)^2 \cdot (2, 2 \cdot 10^{-6} F)^2 \cdot (100 \cdot 10^6 \Omega)^2}} \quad (10)$$

$$R_1 = \frac{100 \cdot 10^3 \Omega}{1V} \cdot \frac{6V}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50Hz)^2 \cdot (2, 2 \cdot 10^{-6} F)^2 \cdot (100 \cdot 10^6 \Omega)^2}} \quad (11)$$

$$R_1 = 8, 68k\Omega \quad (12)$$

Somit ist der erste Integrator dimensioniert. Allerdings wird der berechnete Widerstand bauteilbedingt und auf Grund von Simulationsergebnissen etwas kleiner gewählt und beträgt somit $R_1 = 8, 2k\Omega$. Der nächste grössere Widerstand wäre $10k\Omega$, dieser würde jedoch eine Abweichung vom gewünschten Ergebnis bewirken .

Der zweite Integrator wird analog dimensioniert. Hier wird lediglich das Verhältnis $\frac{U_a}{U_e} = \frac{1V}{1V}$ geändert. Daraus ergibt sich dann folgendes:

$$\frac{1V}{1V} = \frac{100 \cdot 10^3 \Omega}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50Hz)^2 \cdot (2, 2 \cdot 10^{-6} F)^2 \cdot (100 \cdot 10^6 \Omega)^2}} \quad (13)$$

$$R_1 = \frac{100 \cdot 10^3 \Omega}{1V} \cdot \frac{1V}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 50Hz)^2 \cdot (2, 2 \cdot 10^{-6} F)^2 \cdot (100 \cdot 10^6 \Omega)^2}} \quad (14)$$

$$R_1 = 1, 446k\Omega. \quad (15)$$

Auch hier muss bauteilbedingt ein leicht abweichender Wert für den Widerstand gewählt werden, hierbei wird er etwas kleiner mit $R_1 = 1, 2k\Omega$ gewählt, da man hier ein genaueres Ergebnis erhält, als wenn man einen grösseren wählt.

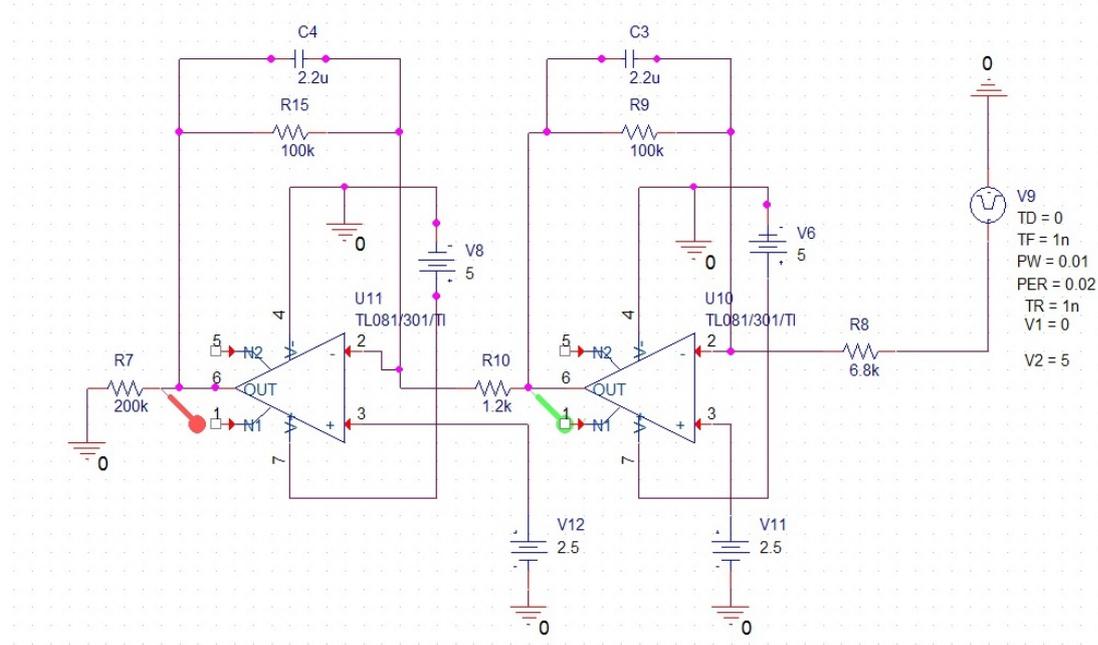


Abbildung 11: dimensionierte Empfänger-Schaltung

In der obigen Abbildung (11) ist die fertig dimensionierte Integrator-Schaltung dargestellt. In der Abbildung entsprechen R_2 und R_4 dem Widerstand R_1 sowie R_3 und R_{10} dem Widerstand R_1 aus der allgemeinen Rechnung. Darüber hinaus werden die OPVs und Inverter mit einer Betriebsspannung von 6V versorgt. Damit die OVPs der Integratoren einen genügend großen Aussteuerungsbereich aufweisen, werden die nicht-invertierenden Eingänge der Operationsverstärker mit der halben Versorgungsspannung versorgt, da es sonst auf Grund des Single Supplys zu Abschneidungen des Signals in der Simulation kam.

Der Kondensator C_3 bildet mit dem Eingangswiderstand der Integratorschaltung einen Hochpass und filtert den Gleichspannungsanteil heraus.

Man dimensioniert den Kondensator nach dem Frequenzbereich, den man durchlassen möchte, möglichst nicht abgeschwächt. Aber zu groß sollte der Kondensator auch nicht sein wegen der Einschaltzeit. Bei $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$ soll eine geringere Spannung abfallen, als über den Eingangswiderstand.

$$X_C \leq R_{ein} \quad (16)$$

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (17)$$

$$C \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot R_{ein}} \quad (18)$$

$$C \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50Hz \cdot 8200\Omega} \quad (19)$$

$$C \geq 388nF \quad (20)$$

Da wir eine relativ schnelle Einschaltzeit bevorzugen, wurde ein Entkoppelungs-Kondensator

mit der Größe von 330nF gewählt, dies passte auch gut mit den Simulationsergebnissen zusammen. Je größer man den Kondensator wählt, umso größer wird die Einschwingzeit.

Die im oberen Abschnitt erwähnte Empfindlicheinstellung muss nun noch dimensioniert werden. Der Eingang des ersten Inverters bekommt einen Strom von 100nA und der Ausgang liefert einen Strom von $1,2\text{mA}$. Um die drei Widerstände R_9 , R_{10} , R_{11} zu bestimmen muss als erstes der Strom berechnet werden, der in den Zweig mit dem Potentiometer fließt.

$$I_{Poti} = I_{Inv,A} - 2 \cdot I_{Inv,E} \quad (21)$$

$$I_{Poti} = 1,2\text{mA} - 2 \cdot 100\text{nA} \quad (22)$$

$$I_{Poti} = 1,998\text{mA} \quad (23)$$

Der erste Inverter gibt 6V aus, somit fallen am Potentiometerzweig auch 6V ab. Nach dem Ohmschen Gesetz ergibt sich dann:

$$R_{Poti} = R_{10} + R_{11} = \frac{U}{I_{Poti}} \quad (24)$$

$$R_{Poti} = R_{10} + R_{11} = \frac{6\text{V}}{1,998\text{mA}} = 5000,83\Omega \quad (25)$$

Der Widerstand R_{11} ist das Potentiometer mit dem die Empfindlichkeit eingestellt werden kann. R_{10} ist der Vorwiderstand für das Potentiometer, welcher sicherstellt, dass das Potentiometer nicht direkt auf Masse liegt und somit seine Aufgabe verliert. Daher wählt man diesen nach der Rechnung nah bei $5\text{k}\Omega$, bauteilbedingt also $R_{10} = 4,7\text{k}\Omega$. Das Potentiometer R_{11} ist in der Größe von 0Ω bis $50\text{k}\Omega$ einstellbar. Der Widerstand R_9 wurde wie bereits oben erklärt mit $10\text{M}\Omega$ sehr hochomig gewählt.

Markus Küchhold und Maik Simon

2.5.6 Simulation

Zur Überprüfung unserer Dimensionierungsergebnisse haben wir das Programm PSpice aus der Reihe der Cadence Design Systems genutzt. Die Schaltung ist in Abbildung 11 dargestellt. Anhand der Simulation ließen sich die einzelnen Schritte unserer Signalverarbeitung vom aufgenommenen Sinus der Antenne, über die damit initiierte Rechteckspannung aus den Invertern und der Umformung von diesem zum von der Ausgabe geforderten Sinussignal grafisch erfassen und optimieren.

Hervorzuheben ist hierbei die Signalverarbeitung an den beiden in Reihe geschalteten Operationsverstärkern, die durch Integrieren aus einem Rechtecksignal in zwei Schritten (Übergangsform: Dreieck) ein Sinussignal erzeugen (zur Erläuterung s. Abschnitt 2.5.2. Da sich hierbei je nach Dimensionierung der OPV-Schaltung nicht nur Signalform, sondern auch Amplituden und Offset ändern können, lag das Hauptaugenmerk der Simulation darauf, durch Variation

eben jener Bauteile das gegebene Antennen-/Invertersignal den Forderungen der Ausgabegruppe anzupassen. Um die Realisierbarkeit auf diesem Weg optimierter Beschaltungen (z. B. die Problematik tatsächlich verfügbarer Bauelemente) zu prüfen, entstand parallel zur Simulation ein Testaufbau (s. Abschnitt 2.5.7).

Theresa Segbers

2.5.7 Testaufbau

Um die Theorie in die Praxis um zu setzen, wurde die simulierte Schaltung zunächst auf dem Steckbrett nachgebaut. Im Gegensatz zur Simulation wurden die beiden Inverter in einem Bauteil realisiert. Der restliche Aufbau blieb jedoch unverändert. Wie gewünscht erhielten wir hinter dem zweiten Operationsverstärker ein Sinussignal, welches nur noch durch die korrekte Bauteilbeschaffung in eine ebenere Form modelliert werden muss.

Probleme tauchten auf, als das Eingangssignal nicht mehr durch den Funktionsgenerator generiert wurde, sondern durch das Anschließen der Antenne. Während das Rechtecksignal nach dem Inverter noch ausgegeben wurde, lag nach dem zweiten Operationsverstärker nur noch ein Gleichspannungssignal vor. Wir nahmen zunächst an, dass der Vorwiderstand für das Antennensignal zu groß sei. Nach mehrmaligem Auswechseln der Widerstände und Prüfen der Verbindungsstücke, lag der Fehler an einer falsch eingesteckten Drahtbrücke.

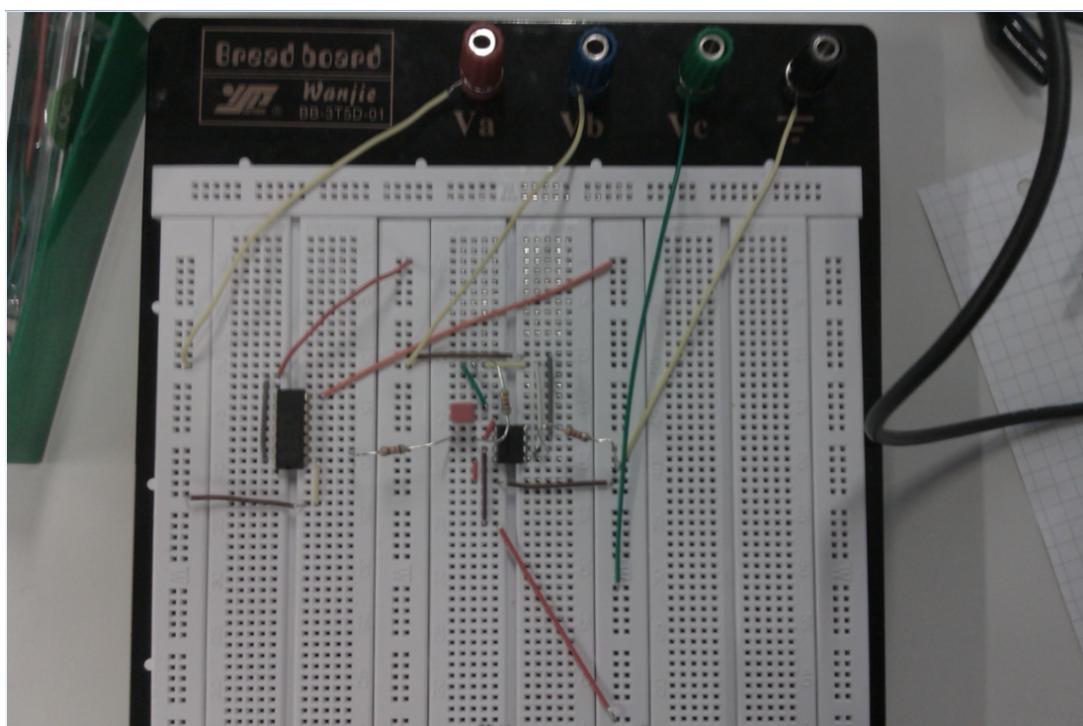


Abbildung 12: Testaufbau

Kyra Ulrich

2.6 Platinenlayout

Nach dem erfolgreichen Praxistest steht nun das Konstruieren der Platine bevor. Auch hier wird zunächst der theoretische Aufbau betrachtet. Dazu dient das Programm EAGLE, mit dem man das Platinenlayout ausarbeiten kann. Folgende Bauteile wurden für das Layout verwendet:

- Inverter : 74AC06N
- OPV : TL082

Sowie die Widerstände und Kondensatoren, die bereits in der Dimensionierung erwähnt wurden. Auf der fertigen Platine wird der Inverter HEF4069 verwendet, der jedoch mit dem theoretischen im Aufbau übereinstimmt.

Die Idee hinter dem Layout ist eine möglichst effiziente Ausnutzung des vorhandenen Platzes. Dazu wurden die Leiterbahnen nur unterhalb der Platine angelegt, um überflüssige Bohrstellen zu vermeiden. Um dies zu erreichen wurden die Bauteile so angeordnet, dass sich die Leiterbahnen nicht überschneiden müssen.

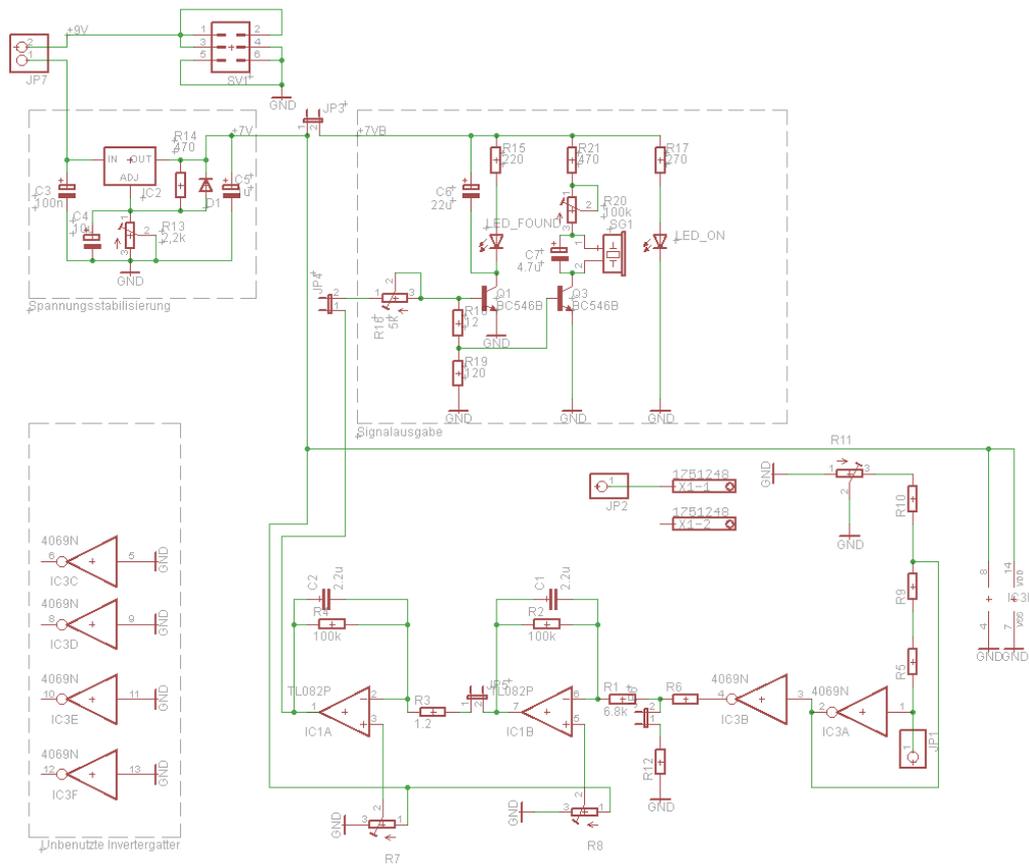


Abbildung 13: Schaltung in EAGLE

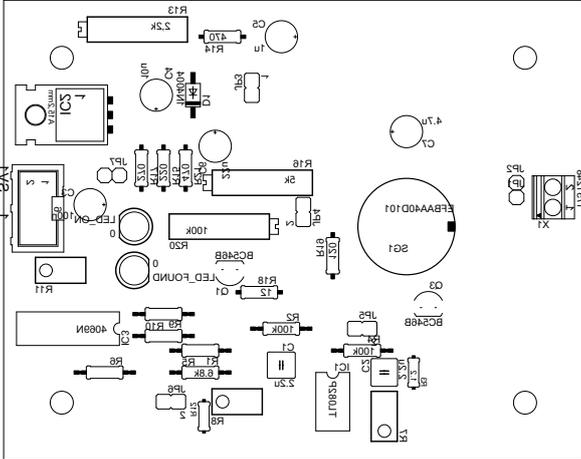


Abbildung 14: Bestückungsplan zum Kopieren

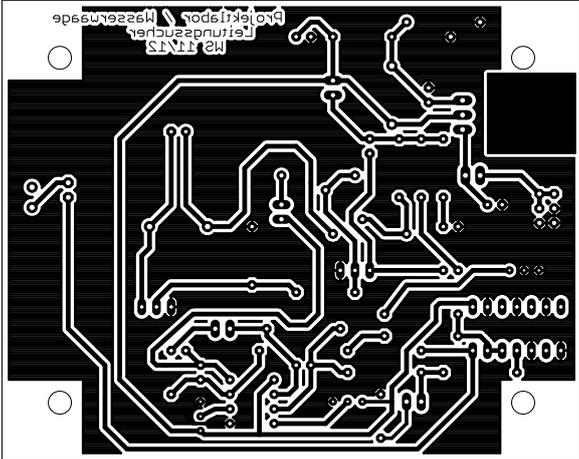


Abbildung 15: Layout zum Kopieren

3 Gruppe: Sensorik

3.1 Einleitung

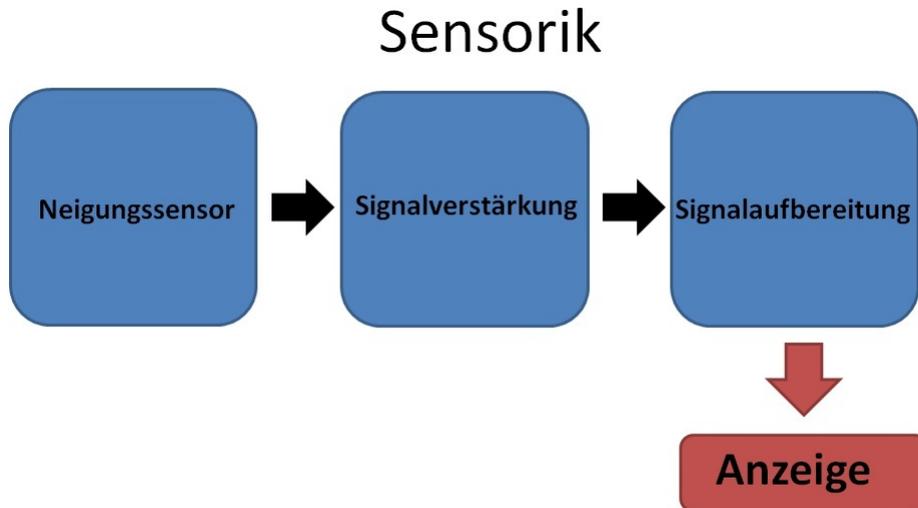


Abbildung 16: Blockschaltbild der Gruppe Sensorik

Die Gruppe Sensorik beschäftigte sich mit der Signalaufnahme mittels eines Beschleunigungsensors. Hierzu musste zunächst ein passender Sensor gefunden werden, womit sich die Gruppe 'Neigungssensor' beschäftigte. Nachdem die Neigungssensorgruppe erfolgreich war wurden die zum Sensor gehörigen Kennlinien an die Gruppe 'Signalverstärkung' weitergegeben, die sich mit der Vergrößerung des Messbereichs auseinandersetzte. Um am Ende ein möglichst rauschfreies Signal an die Anzeige weitergeben zu können, kümmerte sich die Gruppe 'Signalaufbereitung' um die Glättung.

Die Teilnehmer:

David Schwarzer, Yakup Cat, Jong Yoon Georg Schott, Serge Lopez Nunez, Tim Klewe Vincent Reeder, Marko Kissman, Abdulrahman Alyami

Tim Klewe

3.2 Neigungssensor

Um mit der digitalen Wasserwaage Neigungswinkel in verschiedenen Ausrichtungen wahrzunehmen, wird ein Beschleunigungs- oder Neigungssensor benötigt. Schließlich soll geprüft werden, ob ein Gegenstand horizontal oder vertikal ausgerichtet ist.

Nach langer Recherche fiel die Wahl auf einen Beschleunigungssensor von Freescale Semiconductor, der die Neigung in x, y und z-Richtung ermitteln kann.

Yakup Cat

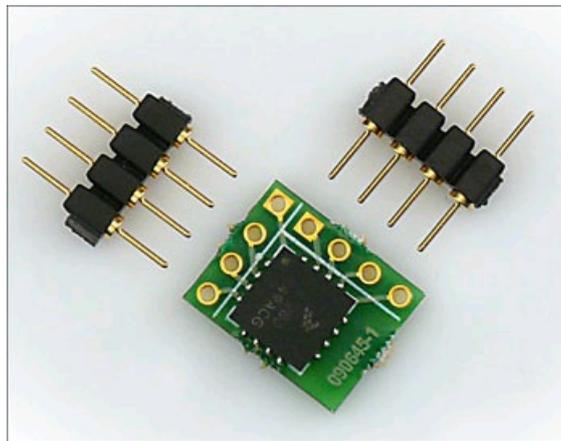


Abbildung 17: Beschleunigungssensor MMA7260Q

3.2.1 Funktionsweise des Beschleunigungssensors

Ein Beschleunigungssensor ist ein Sensor, der die Beschleunigung misst, indem die auf eine Testmasse wirkende Trägheitskraft bestimmt wird. Somit kann anhand der Erdbeschleunigung bestimmt werden, ob z. B. das Gehäuse der Waage auf einer geraden Ebene steht oder einen Neigungswinkel aufweist. Das Prinzip des hierbei verwendeten Sensors ist ganz einfach. Legt man nämlich den Sensor, wie er oben zu sehen ist, auf eine ebene Fläche, so würde sowohl in x, als auch in y Richtung keine Beschleunigung wirken und der Spannungswert am Ausgang von 1,65 V wird angezeigt. Bei der selben Ausrichtung wirkt aber eine Beschleunigung von 1g in (-z) Richtung, sodass am Z-Ausgang eine Spannung von 0.85 V gemessen wird. Dreht man den Sensor um 180° um, so wirken bei dieser Ausrichtung in (+z) 1g und man misst am Z-Ausgang die Spannung 2.45V.

Jong

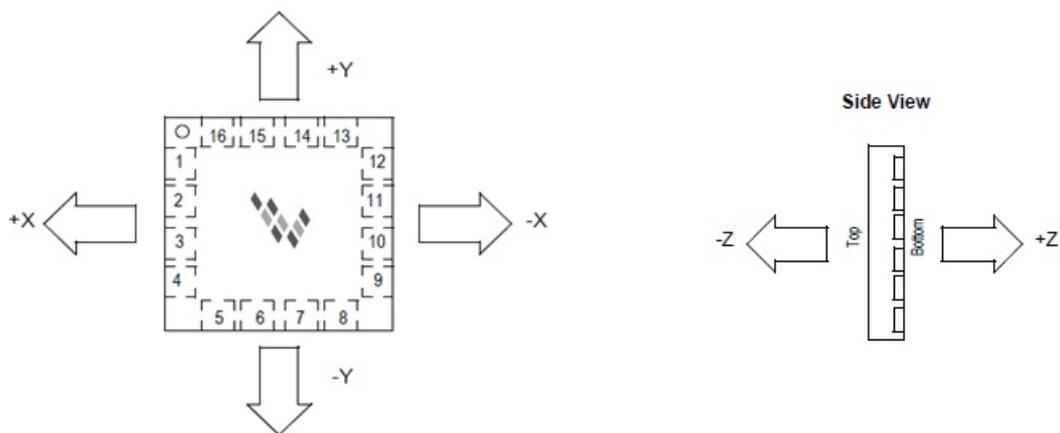


Abbildung 18: Drauf- und Seitenansicht des Sensors

Die jeweilige Beschleunigung wird anhand eines Kondensators, der im Sensor eingebaut ist, ermittelt (Abb 19). Dabei befindet sich eine Platte innerhalb des Kondensator, der sich bei entsprechender Ausrichtung bewegt und somit die Kapazität verändert.

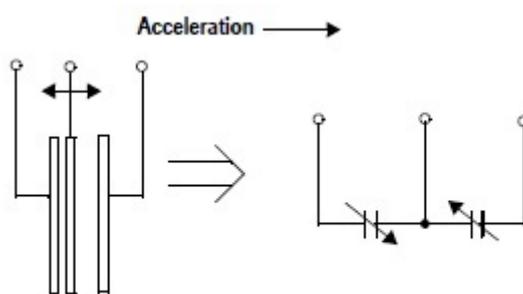


Abbildung 19: Vereinfachtes Modell zur Beschleunigungsmessung

David Schwarzer

3.2.2 Realisierung und Dimensionierung der Schaltung

Als Betriebsspannung benötigt der Sensor 3,3 V, die von der auf 5 V gesetzten Platine abgegriffen werden. Dabei bedarf es einem Spannungsregler, der die 5 V auf 3.3 V herunter regelt , damit der Sensor nicht überlastet wird. An die jeweiligen x, y oder z Ausgänge wird ein RC- Tiefpass geschaltet, um das Taktrauschen zu minimalisieren. Weiterhin muss der Eingang des Sleepmode auf Masse gezogen werden, da er nicht benötigt wird.

David Schwarzer

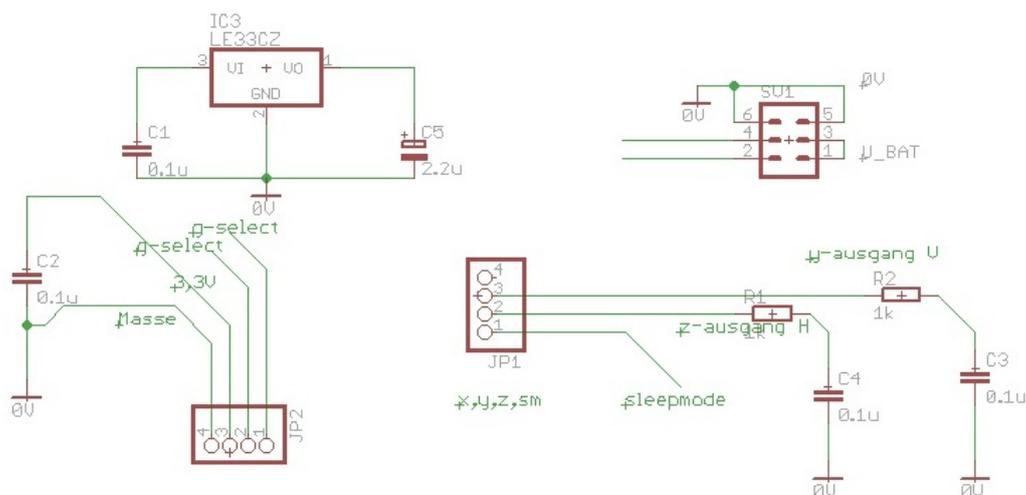


Abbildung 20: Sensorschaltung

3.2.3 Inbetriebnahme der Schaltung

Nimmt man nun den Sensor in Betrieb, so erhält man folgende Kennlinie (Abb.21). Auffallend ist hierbei, dass die Kennlinie von einem sehr starken Rauschen überlagert wird und einen kleinen Wertebereich aufweist. Somit ist zur Verwendung dieses Sensors, noch eine Verstärkung und eine anschließende Filterung nötig.

David Schwarzer

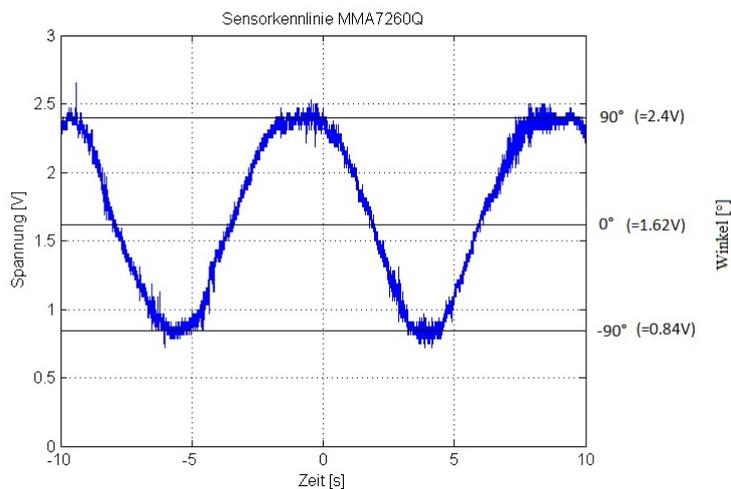


Abbildung 21: Sensorkennlinie

3.3 Signalverstärkung

3.3.1 Einleitung

Die Gruppe, welche sich mit der Verstärkung des Signalausgangs befasst, setzt sich zusammen aus Tim Klewe, Serge Yogelzon Gerhard López Núñez und Georg Schott. Die Aufgabe besteht darin das Signal, welches vom Sensorausgang geliefert wird, im Wertebereich zu vergrößern, damit die Anzeige später weniger anfällig für Schwankungen oder geringfügiges Rauschen ist. Hierzu wurde eine Verstärkerschaltung entwickelt, die die Sensorkennlinie von dem Spannungsbereich 0,85V - 2.45V auf einen Ausgang zwischen 0,28V - 4,76V bringt. Das verstärkte Signal wird anschließend an die Gruppe Signalaufbereitung weitergeleitet, wo es geglättet wird.

Georg Schott

3.3.2 Schaltung

Die Verstärkerschaltung wird mit einer Betriebsspannung von 5V versorgt. Diese wird durch einen Spannungsteiler auf 0,75V geregelt. Um den Spannungsteiler nicht zu belastet wird dahinter ein Impedanzwandler geschaltet. Damit die anliegenden 5V auch auf die gewünschten 0,75V heruntergeregelt werden, muss man den Spannungsteiler entsprechend dimensionieren. Hierbei kommt die einfache Formel (26) des Spannungsteilers zum Einsatz.

$$\frac{R_2}{R_{ges}} = \frac{U_2}{U_{ges}} \quad (26)$$

Daraus resultiert, dass man das Potentiometer R_1 auf 56,6 k Ω einstellt und den Widerstand R_2 mit 10k Ω wählt. Am invertierenden Eingang des Differenzenverstärkers liegen dann somit die 0,75V an und das Signal vom Sensor am nicht-invertierenden Eingang. Der Differenzenverstärker verstärkt hierbei nicht das einzelne Signal sondern die Differenz zweier Signale. Vom Sensorsignal werden die 0,75V abgezogen, anschließend soll das Signal um den Faktor 2,8 Verstärkt werden. Für $R_{3X} = R_{6X}$ und $R_{4X} = R_{5X}$ gilt dann:

$$U_A = \frac{R_{3X}}{R_{4X}} \cdot (U_{sensor} - 0.75V) \quad (27)$$

Hierzu werden die Potentiometer R_3 und R_6 auf 28k Ω eingestellt und die Widerstände R_4 und R_5 werden mit einer Größe von 10k Ω gewählt. Sämtliche Potentiometer wurden mit Jumpers versehen damit später die wohlmögliche Feinjustierung vorgenommen werden kann. Als Resultat erhält man ein Signal, das Werte im Bereich von 0,28V bis 4,76V annehmen kann.

Serge López Núñez

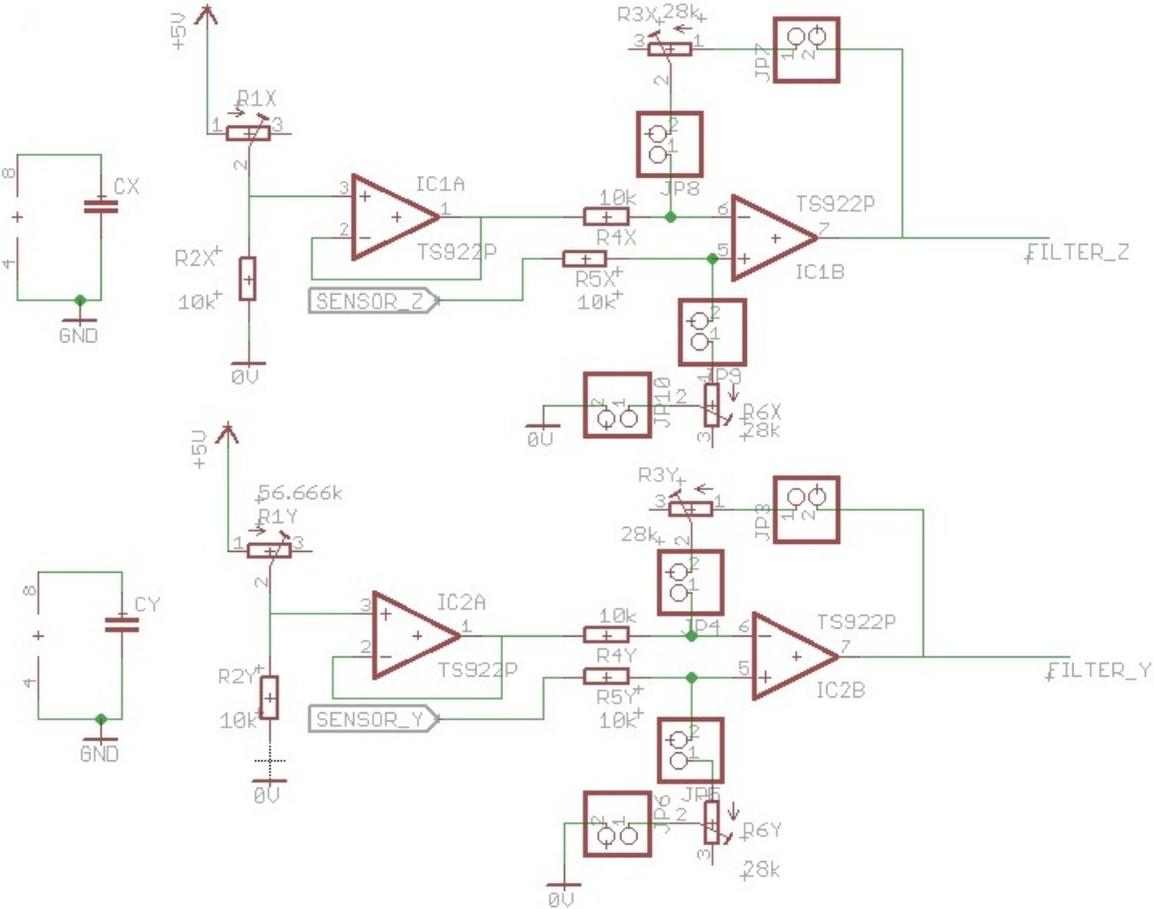


Abbildung 22: Verstärkerschaltung

3.3.3 Simulation

Die Simulation wurde mit PSpice durchgeführt. Die Eingangssignale sind die bereitgestellte Gleichspannung von 5V und ein Sinussignal(blau), das die Kennlinie des Sensors simuliert. Hierzu wurde der Offset des Sinussignals auf 1.65V gesetzt und eine Amplitude von 0.8V gewählt. Das verstärkte Signal(rot) verläuft nach der Verstärkung wie erwünscht und berechnet zwischen 0.28V und 4.76V.

Tim Klewe

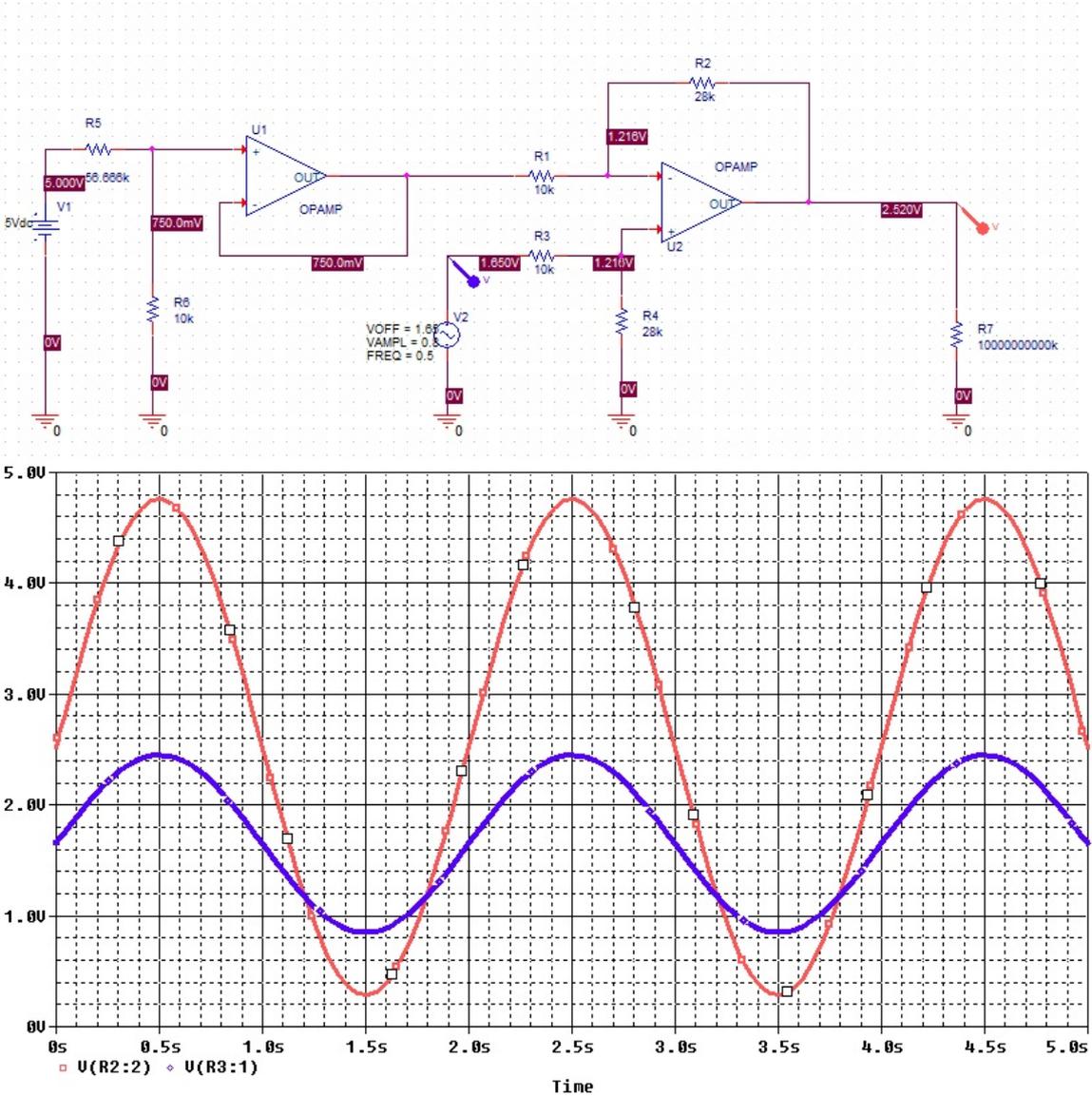


Abbildung 23: Simulation der Verstärkerschaltung

3.3.4 Testaufbau

Nachdem sich die Gruppe nochmals mit dem Steckbrett vertraut gemacht hat, wurde die Schaltung um das Kernstück, den Operationsverstärker TS922 aufgebaut. Nach einigen Anlaufschwierigkeiten, die hauptsächlich durch falsch gegriffene Widerstände entstanden, konnte jedoch das gewünschte Verhalten der Schaltung erreicht werden. Zur Überprüfung der Spannungswerte wurde ein Multimeter verwendet.

Tim Klewe

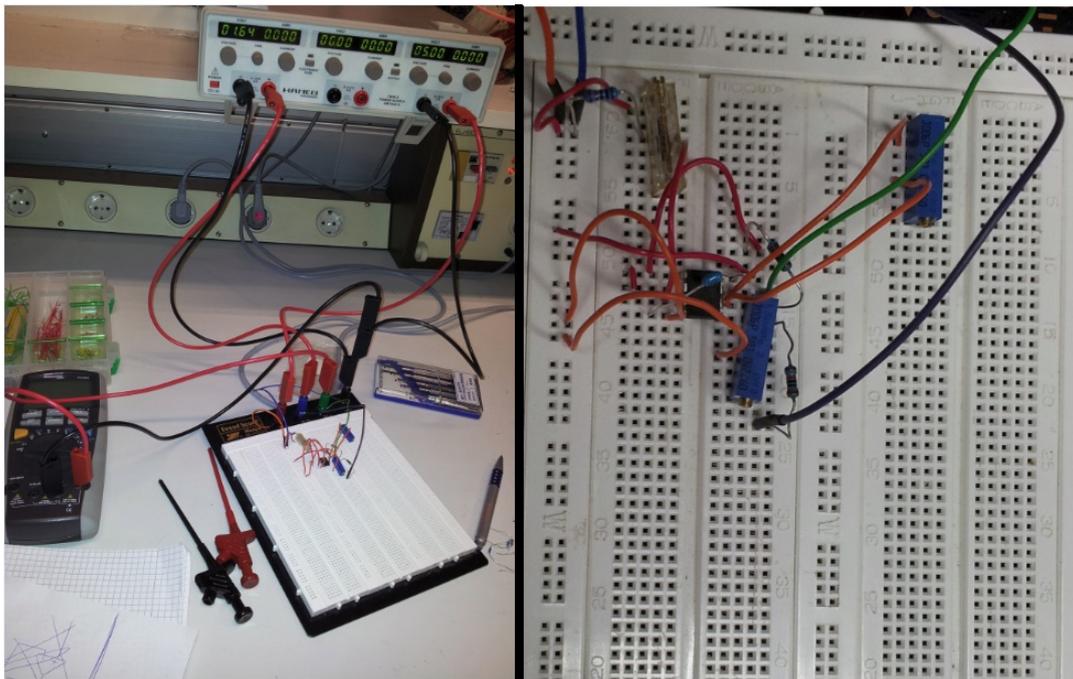


Abbildung 24: Testaufbau

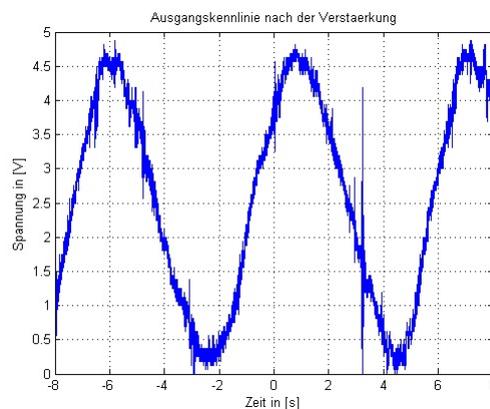


Abbildung 25: Kennlinie zum Testaufbau

3.4 Signalaufbereitung

3.4.1 Einleitung

Die Gruppe Signalaufbereitung hat sich zur Aufgabe gemacht, das vom Sensor, über die Verstärkergruppe weitergeleitete Signal, aufzubereiten. Dabei ist die Gruppe Signalaufbereitung davon ausgegangen, dass sie ein Signal erhalten, welches aus einer Grundschiwingung, die wiederum mit Oberwellen überlagert ist, besteht, sodass schnell klar war, dass auf jeden Fall mit einem Filter gearbeitet werden muss, der die Signalanteile mit zu hoher Frequenz dämpft.

Alymani Abdulrahman

3.4.2 Schaltung und Simulation

Die Gruppe entschied sich einen Tiefpassfilter zu verwenden, um, die durch den Sensor hervorgerufenen hohen Frequenzen dämpfen zu können. Die Wahl fiel auf einen Butterworth- Filter 2. Ordnung. Das Butterworth- Filter bringt die vorteilhaften Eigenschaften mit sich, dass es ein gutes Amplitudenverhalten im Durchlass- bzw. Sperrbereich besitzt und dass die Dämpfung im Sperrbereich monoton verläuft.

Alymani Abdulrahman

Im Gegensatz zum Tschebyscheff- Filter besitzt das Butterworth- Filter keine Ripple im Durchlassbereich, sodass ein konstanter Verlauf des Signals im Durchlassbereich gewährleistet ist. Der Grund, warum sich die Gruppe für einen Butterworth- Tiefpassfilter 2. Ordnung entschieden hat, liegt im Nachteil des Butterworth- Filters begründet. Denn dieses Filter besitzt leider nur eine geringe Flankensteilheit im Übergangsbereich $n * \frac{20dB}{\text{Dekade}}$, wobei n der Ordnung des Filters entspricht. Um eine genügende Dämpfung sicherzustellen, hat sich die Gruppe entschieden das Butterworth- Filter 2. Ordnung zu wählen, damit im Übergangsbereich eine Dämpfung von $\frac{40dB}{\text{Dekade}}$ vorliegt. Darüber hinaus hat sich die Gruppe für ein aktives Filter entschieden, sprich für ein Filter, das ein aktives Bauelement, in diesem Fall ein Operationsverstärker, enthält. Die Funktion des Operationsverstärkers wird über die äußere Beschaltung eingestellt. Deswegen wurden die Widerstände am invertierenden Operationsverstärkereingang wie folgt gewählt: $R_1 = 10M\Omega$ und $R_2 = 12k\Omega$, denn die Verstärkung berechnet sich aus $V = 1 + \frac{R_1}{R_2}$. So erhalten wir eine Verstärkung von maximal gleich 1. Die vor den nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers geschalteten Tiefpassanordnungen hat die Gruppe über Simulation mit PSpice experimentell erarbeitet, damit ein schnelles Ansteigen der Spannung auf den gewünschten Wert erzielt wird, denn Kondensatoren sind Energiespeicher, die mit zunehmender Kapazität eine größere Zeitverzögerung für die Gruppe darstellt. Wie man in der Simulation sehen kann, steigt die Spannung relativ schnell auf den Wert der Eingangsspannung, wobei eine gewisse aber dennoch geringe Verstärkung, aufgrund realer Bauelemente nicht zu vermeiden ist (Abb.27).

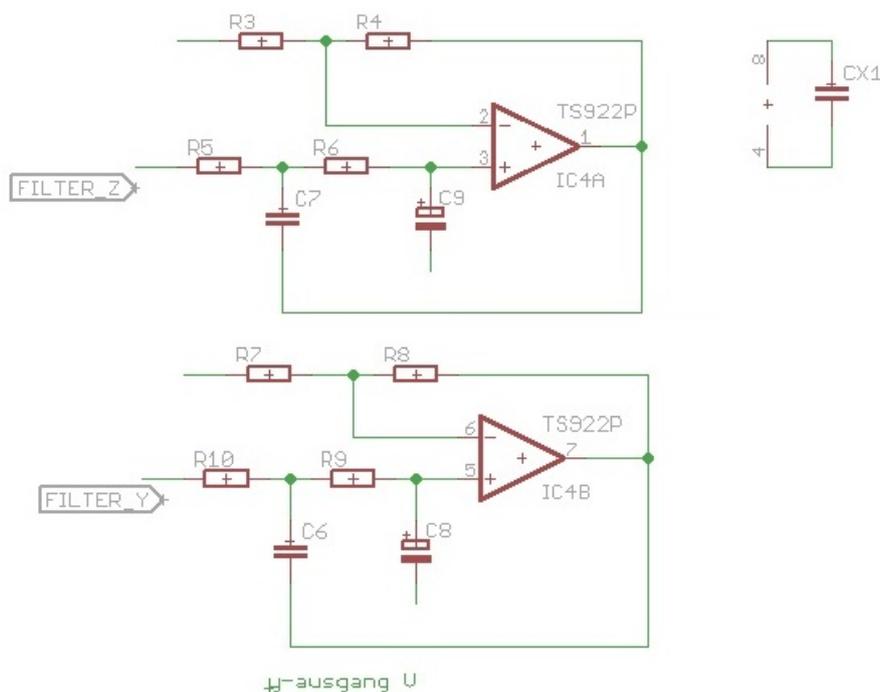


Abbildung 26: Schaltung

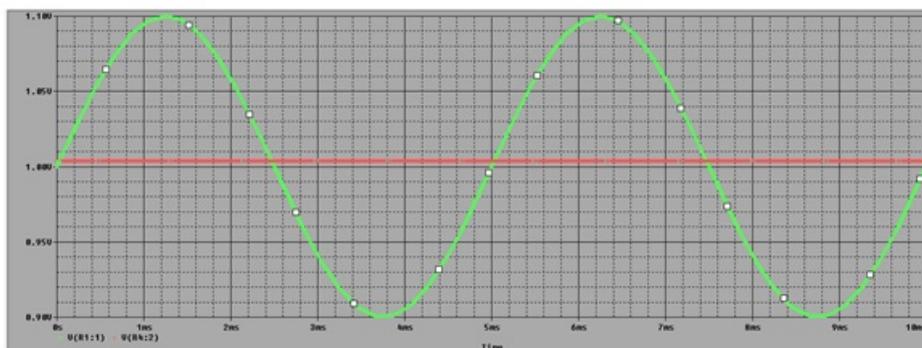


Abbildung 27: Spannungverläufe

Mit der in PSpice erstellten Schaltung unseres Butterworth- Filters 2. Ordnung wurde eine Simulation durchgeführt, bei der eine beliebige Spannung (roter Verlauf), in unserem Fall mit einem Amplitudenwert von ca. 0.1V und einem Offset von 1V, welcher den Gleichspannungsanteil darstellen soll, eine Frequenz von 200Hz aufweist. Diese im Verhältnis zur Netzspannung relativ hohe Frequenz soll ein Rauschen darstellen, welches unser Gleichspannungssignal überlagert. Die grüne Kennlinie stellt dabei den Spannungsverlauf am Ausgang dar, der, wie man deutlich erkennen kann, einen nahezu konstanten, nur knapp über unserem simulierten Gleichspannungsanteil befindlichen, Verlauf widerspiegelt.

Vincent Reeder

3.4.3 Testaufbau

Nachdem die Schaltung in PSpice simuliert sowie dimensioniert wurde, wurde der Testaufbau auf ein Steckbrett vollzogen um eventuelle Fehler schnell und ohne großem Aufwand zu beheben.

Im Testbetrieb auf dem Steckbrett wurde festgestellt, dass die entworfene Schaltung wie gewünscht funktioniert und aus einem wechselförmigen Eingangssignal ein geglättetes/gleichförmiges Ausgangssignal liefert.

Im nächsten Schritt des Versuchsaufbaus wurde die Amplitude sowie der Offset der Eingangsspannung verändert, wobei auffiel, dass der Ausgang, die geglättete Spannung, mit Zeitverzögerung (ein paar Minuten) auf den Mittelwert der Eingangsspannung zuzuging.

Grund dafür war der zu groß gewählte Kondensator C2 mit 1mF, der mit seinen hohen Auf- und Entladezeiten diese Verzögerung am Ausgangssignal hervorrief. Deshalb wurde dieser mit einem Kondensator geringerer Kapazität von 470 μF ausgetauscht, denn dieser besitzt aufgrund seiner geringeren Kapazität niedrige Auf- und Entladezeiten wie der davor gewählte, was sich sofort positiv auf die Signalverzögerungszeit auswirkte.

Um das Ausgangsverhalten bei sich plötzlich / ständig ändernden Eingangsfrequenzen zu untersuchen, wurde am Funktionsgenerator die Frequenz der Eingangsspannung plötzlich sowie ständig geändert und die Auswirkung auf das Ausgangssignal auf dem Oszilloskop betrachtet. Schlussfolgerung dieser Betrachtung war es, dass die Schaltung wie ein Tiefpass arbeitet und somit hohe Frequenzen dämpft was das Ziel dieser Gruppe war denn man hatte die Vorgaben vom Sensor, dass dieser sehr hohe Frequenzen ausgibt, welche im Mega- bis Gigahertzbereich liegen. verwenden.

Schlussfolgerung:

Die entworfene Schaltung erfüllt die an sie gestellten Forderungen, der Testaufbau war erfolgreich.

Marco Kissmann

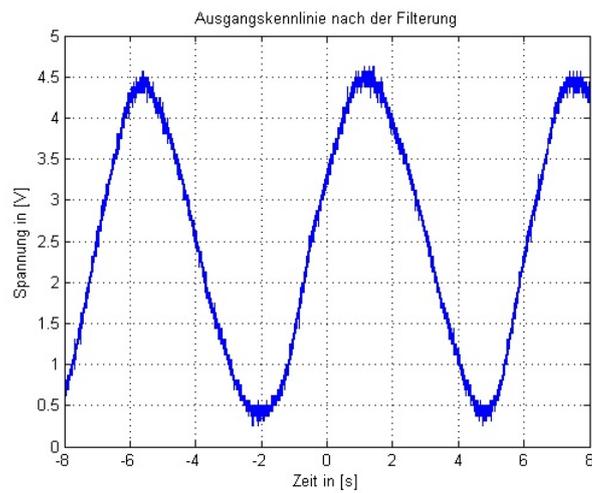


Abbildung 28: Kennlinie zum Testaufbau

3.5 Platinenlayout

Zum Platinentwurf wurde die Software 'EAGLE 5.9.0' verwendet. Die gesamte Gruppe realisierte ihre Schaltungen zusammen auf einer 10x8 Platine.

Bauteil	Wert
C1,C2,C3,C4	0,1 μ F
C5	2,2 μ F
C6,C7	0.47 μ F
C8,C9	470 μ F
C10	47 μ F
C11,CX,CX1,CY	100 μ F
R1,R2	1k Ω
R1X,Y	56.666k Ω
R2X,Y	10k Ω
R3,R7	10M Ω
R3X,Y;R6X,Y	28k Ω
R4Y,Y;R5X,Y	10k Ω
R4,R8	12k Ω
R5,R6,R9,R10	33k Ω
IC1,IC2,IC4	TS922P
IC3	LE33CZ
IC5	7805TV
JP1 - JP10	Jumper
SV1	

Abbildung 29: Bauteilliste

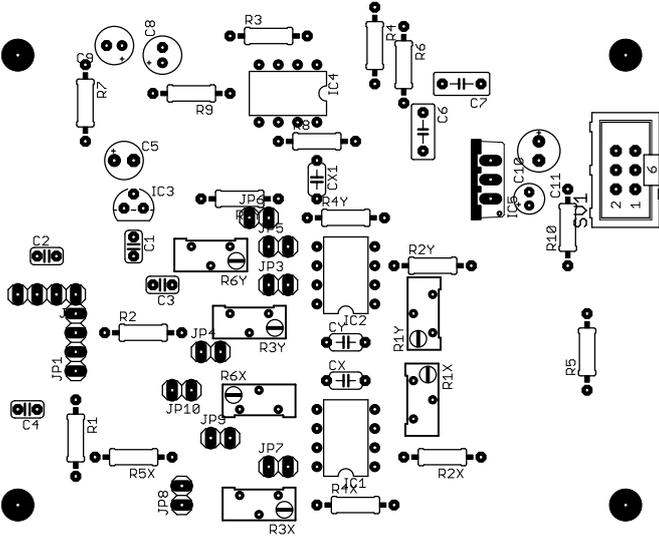


Abbildung 30: Anordnung der Bauteile auf der Platine

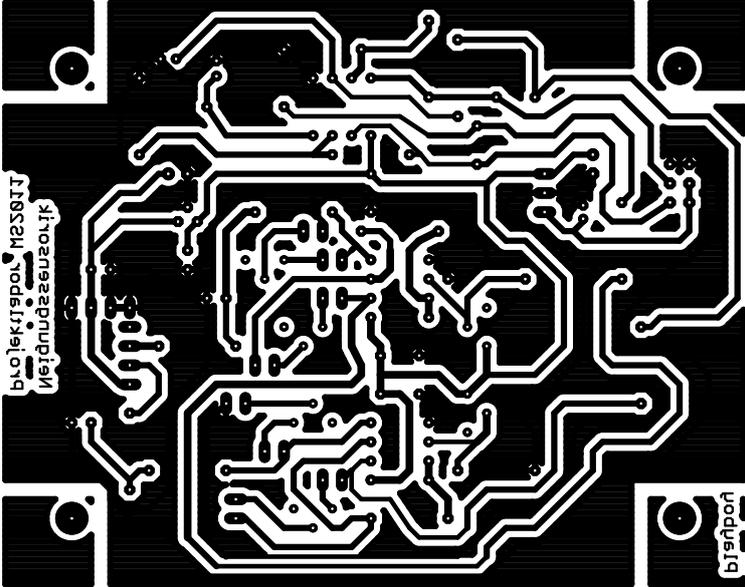


Abbildung 31: Eagle-Layout

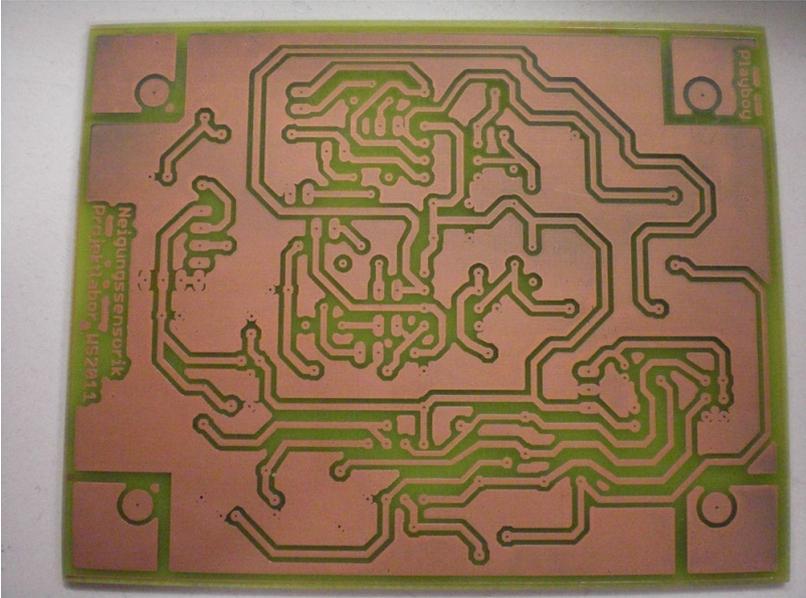


Abbildung 32: Geätzte Platine

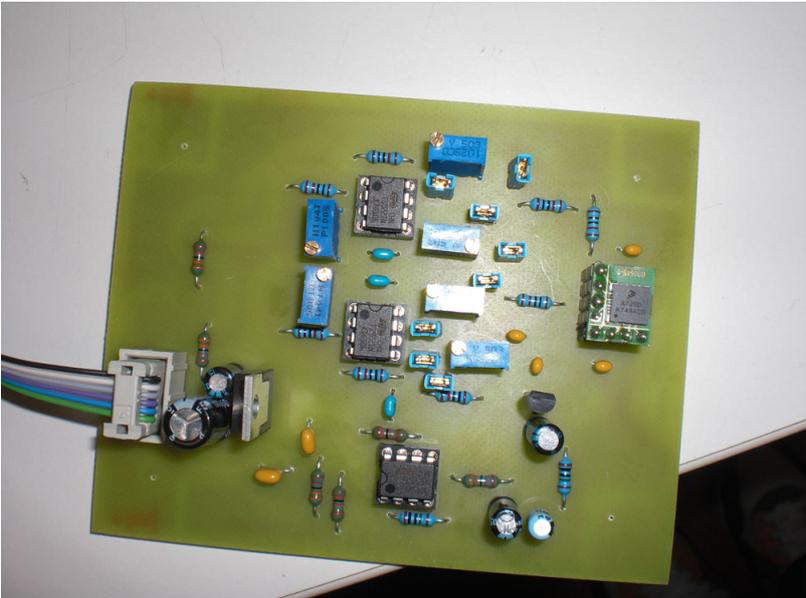


Abbildung 33: Bestückte Platine

4 Gruppe: Anzeige

4.1 Teilnehmer der Anzeigegruppe

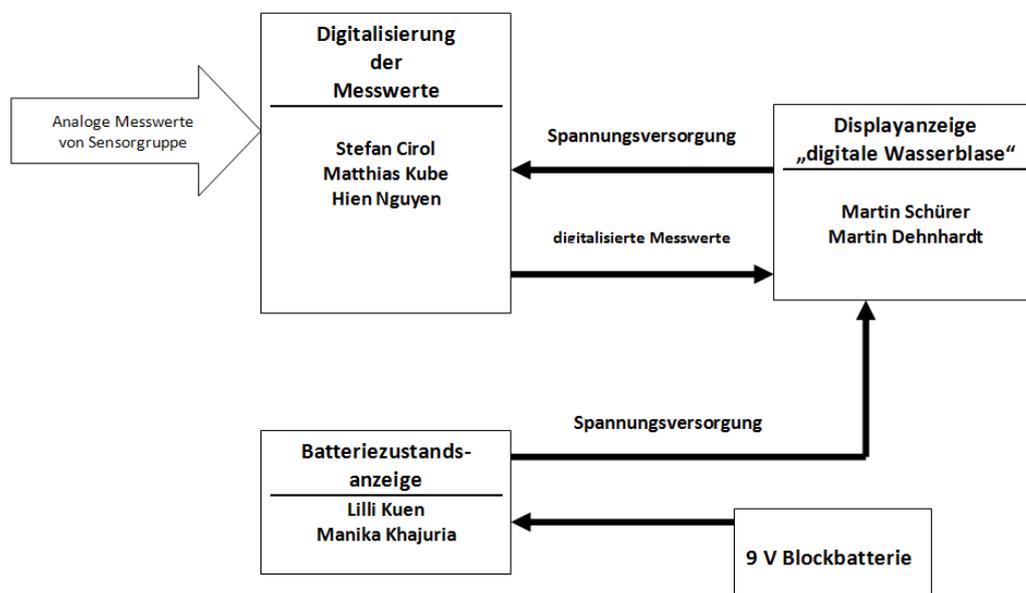
Teilnehmer der Gruppe Anzeige:

Lilli Kuen, Manika Khajuria, Martin Schürer,
Martin Dehnhardt, Matthias Kube, Stefan Cirol, Hien Nguyen,
Betreuer: Timo Lausen

4.2 Gruppenbeschreibung

Die Gruppe befasst sich mit der Aufnahme und Verarbeitung der Sensorsignale mit entsprechender Ausgabe, sowie der Anzeige des Batteriezustands. Die Aufgabe ist es diese Signale bzw. die Messungen darzustellen z.B akkustisch, durch LED Leuchten und mit einem Display, dass die gemessenen Werte als „digitale Wasserblase“ anzeigt. Die nachfolgenden Untergruppen schildern genauer wie die Signale und Messungen verarbeitet werden.

Manika Khajuria, Martin Schürer



Blockschaltbild der Gruppe Anzeige

4.3 Batterie

4.3.1 Einleitung

Ziel der Batteriegruppe ist es, den aktuellen Ladezustand der Batterie zu erfassen und in eine Anzeige zu überführen. Für die Wasserwaage soll eine gewöhnliche 9 V Blockbatterie verwendet werden. Den Ladezustand kann man über die Spannung ermitteln, diese nimmt im Laufe des Betriebes ab. In der Abbildung 34 ist die Kennlinie der bereits bestellten Batterie zu sehen. Für die Wasserwaage wurde ein Verbrauch von maximal 400 mA bestimmt, was in etwa der grünen Kennlinie entspricht.

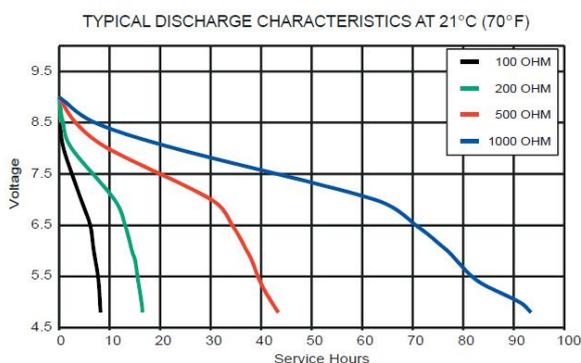


Abbildung 34: Batteriekennlinie(Quelle: <http://www.reichelt.de>)

Manika Khajuria

4.3.2 Schaltung

Die Grundidee der Schaltung besteht darin, drei Komparatoren mit unterschiedlichen Schaltschwellen zu verwenden, die Batteriespannung zu überwachen und das Ergebnis mit drei Leuchtdioden anzuzeigen. Als voll soll die Batterie gelten, wenn die Spannung über 9 V liegt und als leer, wenn sie unter 7 V sinkt, da diese Spannung mindestens benötigt wird, um alle Schaltungen richtig betreiben zu können. Es kann also passieren, dass die Batterieanzeige auf leer steht, aber durchaus etwas auf dem Display angezeigt wird. Dabei ist jedoch damit zu rechnen, dass das angezeigte fehlerhaft ist, da die Spannungsversorgung nicht mehr hundertprozentig gewährleistet werden kann.

Da die Spannung der Batterie auch minimal schwanken könnte, soll ein etwaiges flimmern der Leuchtdioden verhindert werden, indem die Komparatoren als Schmitt-Trigger ausgeführt werden. Die Batteriespannung wird dann mit Hilfe von Spannungsteilern für jeden Schmitt-Trigger auf die jeweilige Schaltschwelle heruntergeteilt. In dem man die Batteriespannung statt der Referenzspannung herunterteilt, erhält man am OPV nur niedrige Eingangsspannungen. Dies ist je nach ausgewähltem Operationsverstärker und Batterie auch von Nöten, da nicht alle in einem beliebigen Bereich angesteuert werden können. Außerdem wäre es schwierig eine Referenzspannung von mindestens 9 V zu erzeugen, wenn die Batterie recht schnell darunter liegt.

OPV	$U_{bat,ein}$	$U_{bat,aus}$
oben	9,1 V	9 V
mitte	8,1 V	8 V
unten	7,1 V	7 V

Ein einzelner Schmitt-Trigger wird wie folgt berechnet:

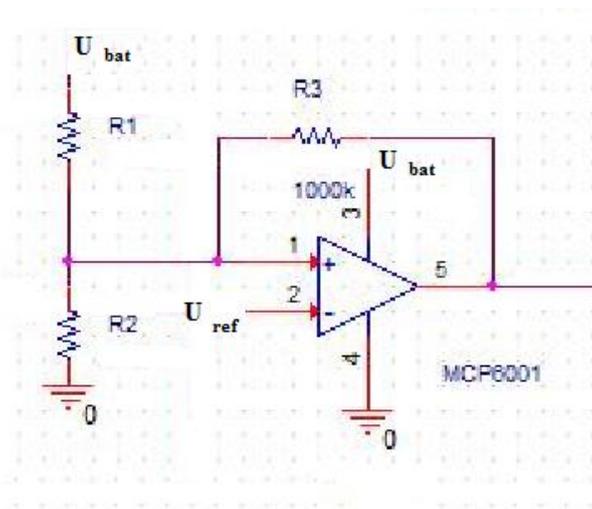


Abbildung 35: Einzelner Schmitt-Trigger aus der PSpice Simulation

Einschaltswelle:

$$\frac{U_{ref}}{U_{bat,ein}} = \frac{\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}} \quad (28)$$

Ausschaltswelle:

$$\frac{U_{ref}}{U_{bat,aus}} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}} \quad (29)$$

Dabei wurden die Schaltschwellen für die OPV's wie folgt festgelegt:

Um die drei Widerstände zu berechnen, muss jeweils ein Widerstand gewählt werden, zum Beispiel R_1 . Die beiden anderen sind nach den Gleichungen (30) und (31) mit den jeweiligen Spannungswerten aus der Tabelle (4.3.2).

$$R_3 = \frac{R_1}{U_{bate} - U_{bata}} \quad (30)$$

$$R_2 = \frac{-U_{ref} \cdot R_1 \cdot R_3}{U_{ref} \cdot R_1 + U_{ref} \cdot R_3 - U_{bate} \cdot R_3} \quad (31)$$

Die stabile Referenzspannung wird mit Hilfe einer 5,6 V Z-Diode erzeugt und auf eine Referenzspannung von 2,5 V heruntergeteilt. Die Z-Diode wird zur Spannungsstabilisierung benötigt, da die zur Verfügung stehende Batteriespannung mit der Zeit abnimmt und somit auch die unstabilsierte Referenzspannung mitskalieren würde.

Bei den Dioden handelt es sich um Low-current Dioden, damit wird der Stromverbrauch so gering wie möglich gehalten. Diese benötigen noch einen Vorwiderstand um den Strom einzustellen. Die Dimensionierung ist in Gleichung 32 zu sehen.

$$R_D = \frac{U_{OPV,ausgang} - U_F}{I_F} \quad (32)$$

Lilli Kuen

4.3.3 Simulation

Die Schaltungssimulation in PSpice ist in Abb. (36) zu sehen. Dabei wurden die Leuchtdioden noch nicht eingegliedert, stattdessen hinter den OPV-Ausgängen Messpunkte angebracht. Liegt an einem Messpunkt eine Spannung von 0 V an, so ist die Diode aus. Liegt eine positive Spannung an, leuchtet die Leuchtdiode. Die Referenzspannung wird hier nur mit einer Spannungsquelle simuliert.

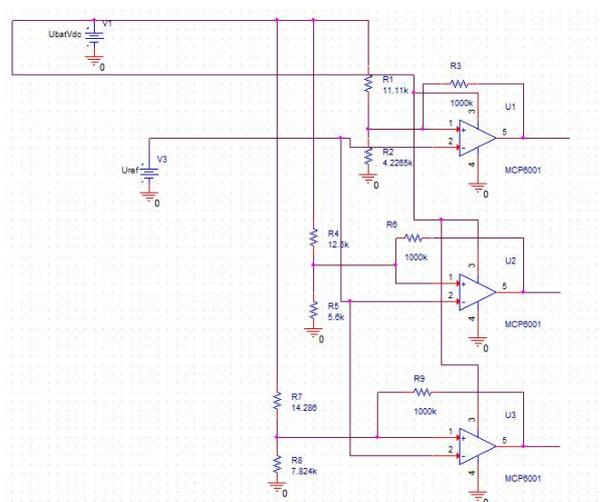


Abbildung 36: Simulatuion in PSpice

Wenn die Batteriespannung auf über 9,1 V gesetzt wird, so ist an allen drei Messpunkten eine Spannung zu sehen (alle drei Dioden leuchten). Liegt die Batteriespannung zwischen 8,1 V und 9 V, dann leuchten die untere und die mittlere Diode. Für Spannungen zwischen 7,1 V und 8 V leuchtet nur noch die unterste Diode und für Spannungen unter 7 V sind alle Dioden aus.

Manika Khajuria

R_1	R_3	R_5	R_7	R_8	R_9	R_{13}
$8,2\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$8,2\text{ M}\Omega$	$8,2\text{ M}\Omega$	$6,1\text{ M}\Omega$	$1\text{ k}\Omega$

R_2	R_4	R_{14}	R_{15}
$50\text{ k}\Omega$	$50\text{ k}\Omega$	$10\text{ k}\Omega$	$50\text{ k}\Omega$

4.3.4 Testaufbau

Nach der Simulation in PSpice wurde die Schaltung auf einem Steckbrett aufgebaut und getestet. Dabei waren die Ergebnisse nach der ersten Dimensionierung mit einem Offset von etwa einem Volt versehen. Die allgemeine Funktionsweise der Schaltung wurde jedoch erfüllt. Die Leuchtdioden gingen alle ab einer gewissen Spannung an (mit einem Abstand von 1 V und ihre Ein- und Ausschaltsschwellen waren um ca. $0,1\text{ V}$ versetzt). Bei der ersten Dimensionierung wurde die Versorgungsspannung der Operationsverstärker auf Masse und 5 V gesetzt.

Beim zweiten Testaufbau wurde als Versorgungsspannung Masse und Batteriespannung verwendet und die Widerstände nach den Gleichungen (28) und (29) dimensioniert. Der Aufbau der ersten Schaltschleife nach dieser zweiten Berechnung war erfolgreich.

Manika Khajuria

4.3.5 Layout

Nun wird mit dem Schaltungslayout in Eagle begonnen. Der Schaltplan ist in Abbildung 37 zu sehen. Nachdem alle Schaltungsteile und Stecker zur Spannungsweiterleitung an die anderen Gruppen mit ihren Netzen in Eagle definiert waren, wurde geroutet. Dabei ergaben sich einige Schwierigkeiten in der Schaltung, sodass man sich letztendlich dazu entschlossen hat, auch auf der Top-Seite ein paar Leiterbahnen unterzubringen. Das fertige Layout ist in Abb (38) zu sehen.

Manika Khajuria

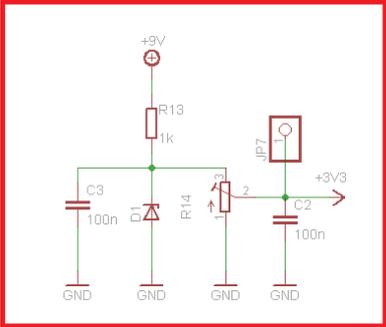
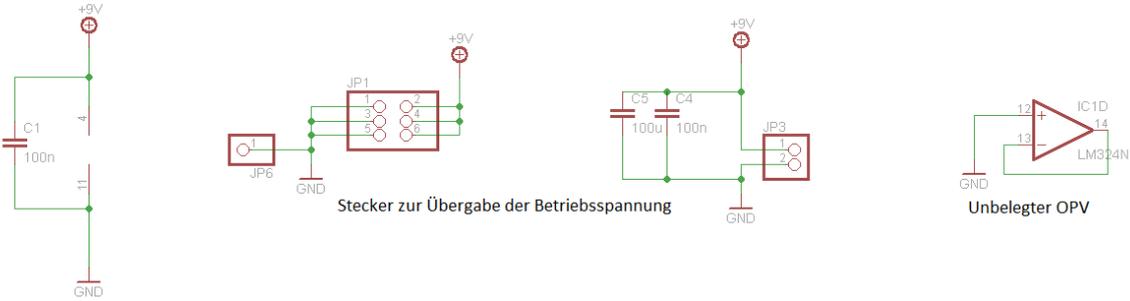
4.3.6 Fertigung

Das fertige Eagle Layout wurde an das Labor geschickt, wo dann die Platine geätzt wurde. Nun wurden noch die Löcher für die Bauteile, Vias und Durchkontaktierung gebohrt. Die Vias wurden mit Nieten durchkontaktiert. Beim Bestücken wurde folgende Berechnung der Widerstände benutzt:

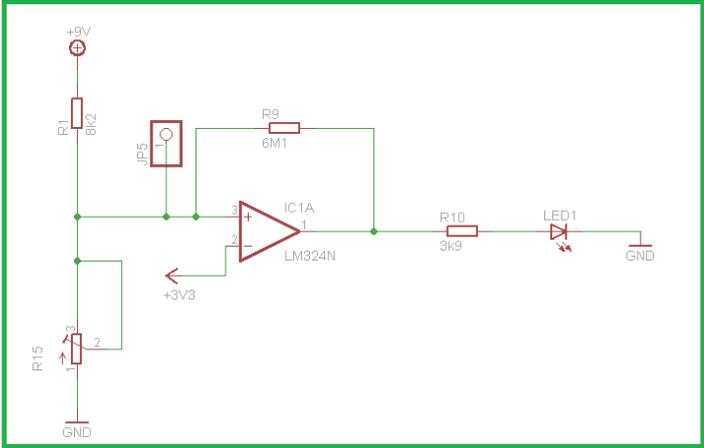
Für die Potentiometer hat man sich folgendermaßen entschieden:

Bei den Kondensatoren hat man sich für Stützkondensatoren C_1 , C_2 , C_3 und C_4 von jeweils 100 nF entschieden. Nur $C_5 = 100\text{ }\mu\text{F}$

Bei der Z-Diode handelt es sich um eine $5,6\text{ V}$ Diode. Die Dioden sind grüne Low-current Dioden und ihre Vorwiderstände sind jeweils $3,9\text{ k}\Omega$ groß.



Referenzspannung



Schmitt - Trigger mit Messpunkt und optischer ausgabe mittels LED

Abbildung 37: Schaltplan mit Eagle

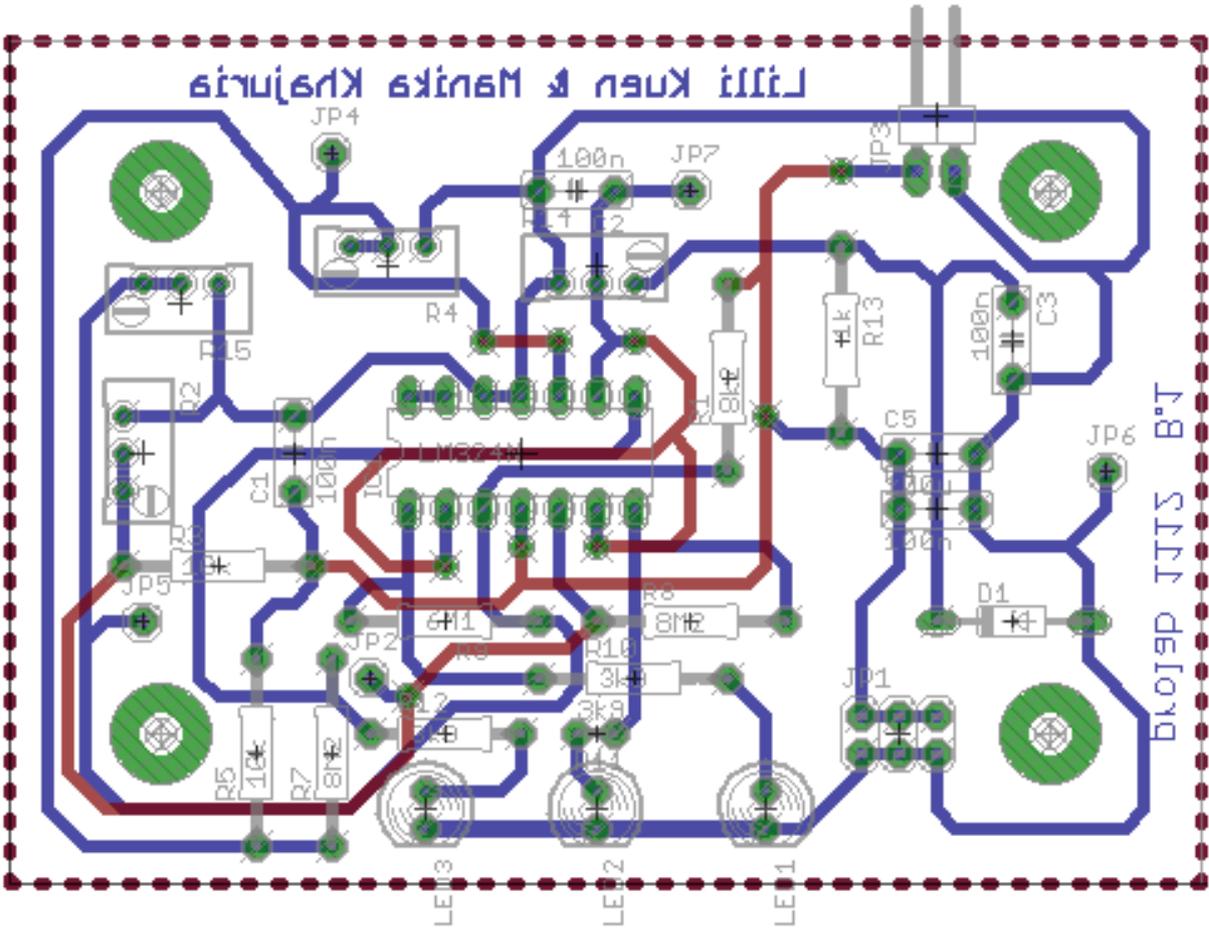


Abbildung 38: Layout mit Eagle

Als Komparator hat man den OPV MCP6004 ausgesucht. Der vierte nicht benutzte OPV wurde als Spannungsfolger beschaltet. Das IC wurde mit Hilfe eines Sockels auf die Platine gesteckt.

Nachdem alle Bauteile eingelötet waren, mussten noch die Feineinstellungen vorgenommen werden. Zunächst sollte die Referenzspannung mit Hilfe des Potentiometers R_{14} eingestellt werden. Dazu wurde eine Betriebsspannung von 9 V angelegt und die Spannung am Messpunkt JP7 gemessen. Nun kann das Potentiometer so lange verstellt werden, bis exakt eine Referenzspannung von $U_{ref} = 2,5\text{ V}$ am Messpunkt anliegt. Das Vorgehen mit den Potentiometern vor den OPV Eingängen ist analog. Für den OPV mit Schaltschwelle 9 V wird diese Spannung entsprechend als Betriebsspannung angelegt. Am zugehörigen Messpunkt wird dann die Spannung gemessen. Wenn am Messpunkt genau $2,5\text{ V}$ gemessen werden, dann ist das Potentiometer richtig eingestellt.

Lilli Kuen

4.3.7 Inbetriebnahme

Die fertig aufgebaute Schaltung ist in Abb(39) zu sehen. Beim Testen der Schaltung wurde festgestellt, dass diese problemlos funktionierte. Auch beim Stöpseltermin ließ sich dies bestätigen.

Manika Khajuria

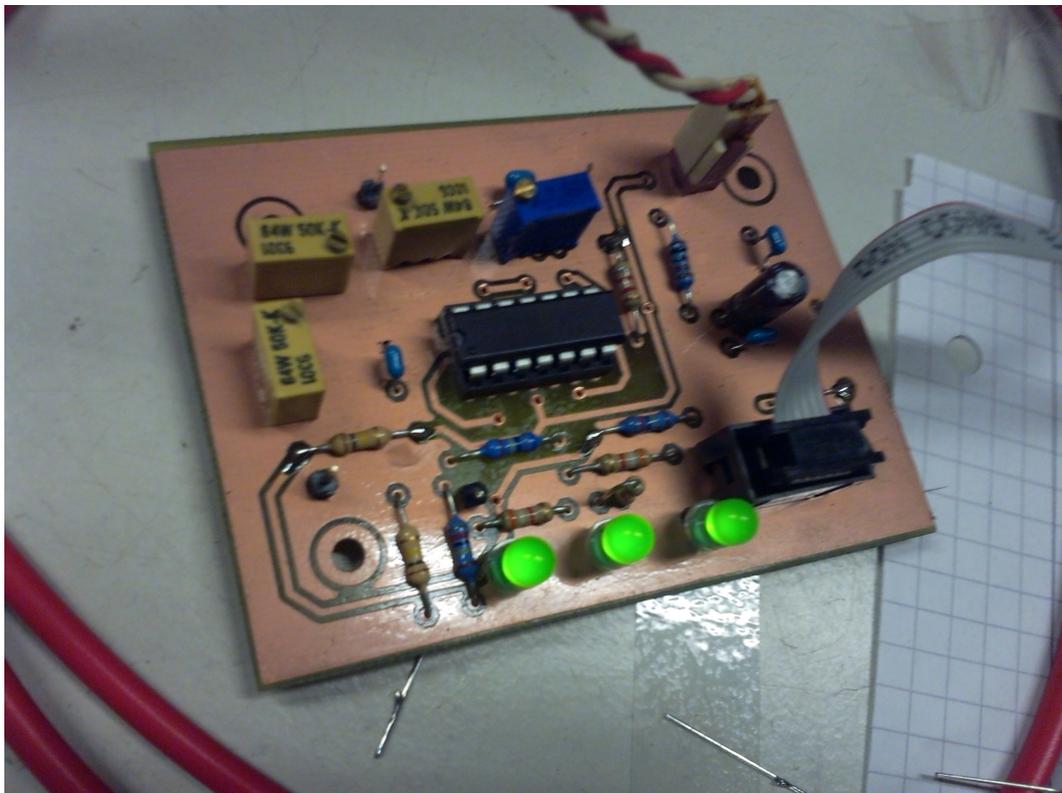


Abbildung 39: Aufgebaute Schaltung zur Batterieüberwachung

4.4 Display

4.4.1 Grundgedanke

Ausgabe der Messwerte auf ein Display

Ziel der Display-Gruppe ist die „elektrischen Wasserblase“ auf einem Display. Zunächst galt die Frage zu klären, welches Display am Besten zur Realisierung der Anzeige geeignet ist und welchen Mikrocontroller man zur Ansteuerung des Displays verwenden kann.

Es wird ein standardkonformes 2x16-Display verwendet, welches über einen KS0066-Controller angesteuert wird. Das Display verfügt über zwei Zeilen á 16 Blöcken bestehend aus 5x8-Dot-Matrizen.

Der Display-Controller kommuniziert mit einem AtMega16, einem Microcontroller, der die eingehenden Signale der Auswertungsgruppe verarbeitet und an das Display schickt.

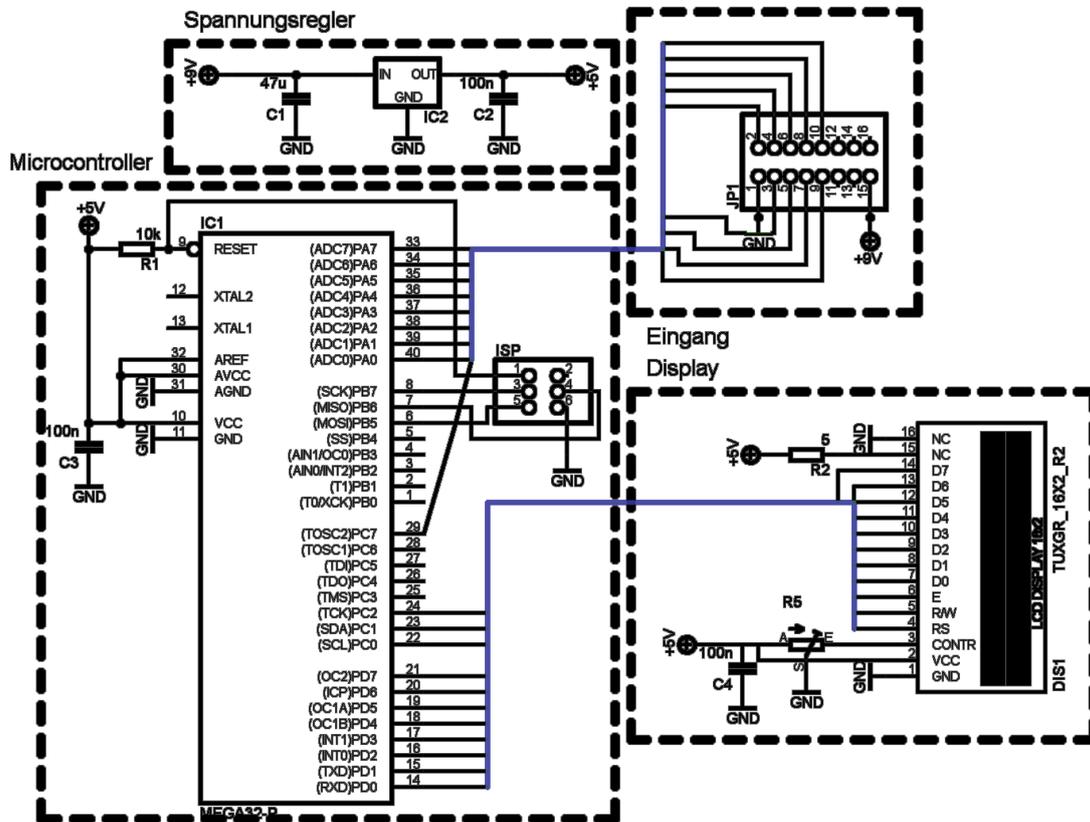
Der Controller soll automatisch entscheiden können, welche Sensorkurve für die Berechnung der Position der „elektrischen Wasserblase“ sowie des entsprechenden Winkels, verwendet wird. Diese Werte werden dann auf dem Display ausgegeben.

Sollten die gestellten Ziele und Anforderungen frühzeitig erfüllt werden, so steht im Ausblick die Nutzung eines Grafikdisplays, das der optischen Verschönerung dient und bei Realisierung dem Ego schmeichelt. Zudem soll die Wasserwaage kalibriert/geeicht/austariert werden, was durch eine etwa 5- bis 10-sekündige Verzögerungszeit nach dem Einschalten umgesetzt wird.

Martin Schürer

4.4.2 Schaltplan

Der derzeitige Schaltplan



Martin Dehnhardt

4.4.3 Codierung

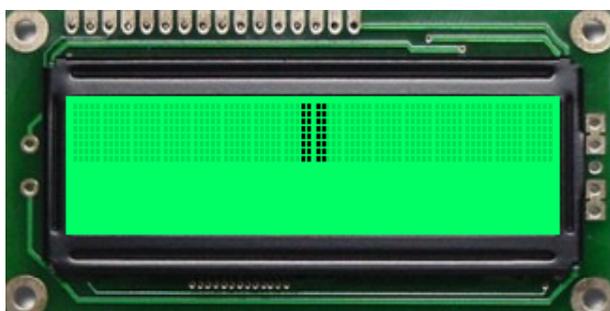
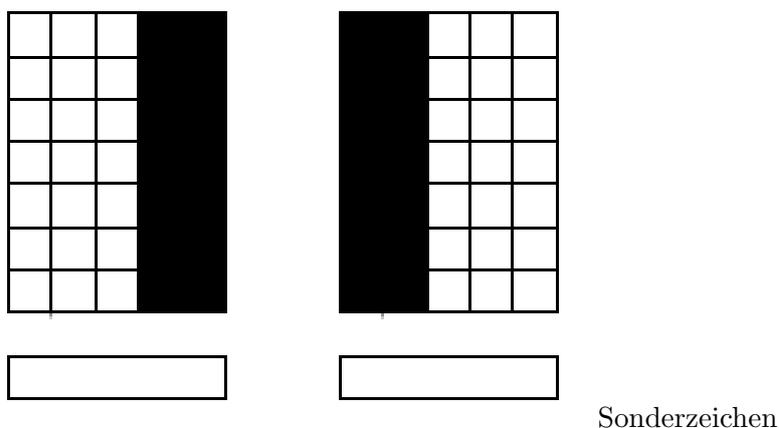
Die Codierung der Signale

In Absprache mit der Verarbeitungsgruppe, werden die Sensorikwerte nach einem bestimmten Muster codiert, damit die „Blase“ auf dem Display entsprechend wandert:

Der AtMega16 verwendet eine Wortbreite von 8 Bit.
 Eine Zahl kann also von 00000000_2 bis 11111111_2 dargestellt werden,
 was einer 0_{10} sowie einer 255_{10} entspricht.

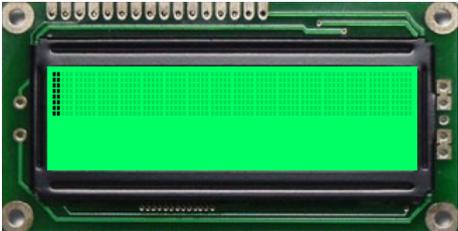
Der Mittelpunkt in diesem Intervall liegt bei 10000000_2 , der ebenfalls der Mittelpunkt auf dem 1-Zeilen-Display ist: der Bereich zwischen dem 7. und 8. 5x8-Dot-Block.

Um einen Block zwischen den eigentlichen Blöcken darstellen zu können, müssen dem Display-Wortschatz zwei Sonderzeichen zugefügt werden.
 Mit diesen zwei Sonderzeichen wird die Display-Breite von 16 möglichen Zeichen auf 32 erweitert (verdoppelt), was zu 8er-Intervallen führt. Rechnung: $256/32 = 8$.

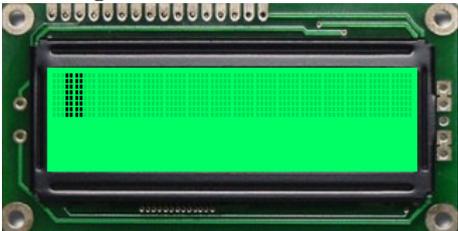


Anzeige in Ruhe bei $0^\circ / 180^\circ$

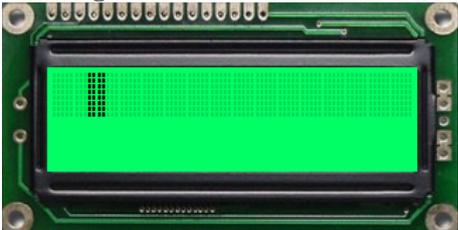
Zur Veranschaulichung folgen einige Beispiele:



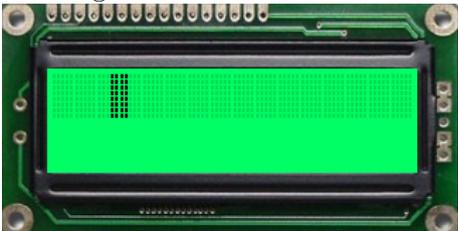
Anzeige bei 00000000 - 00000111



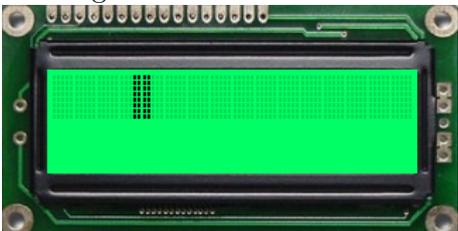
Anzeige bei 00010000 - 00010111



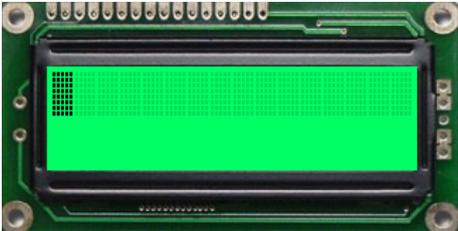
Anzeige bei 00100000 - 00100111



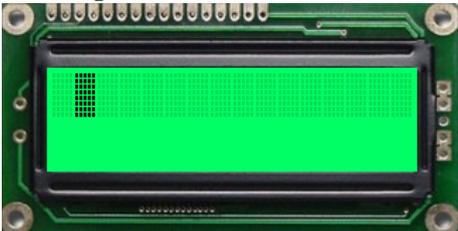
Anzeige bei 00110000 - 00110111



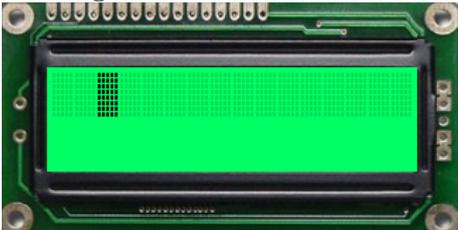
Anzeige bei 01000000 - 01000111



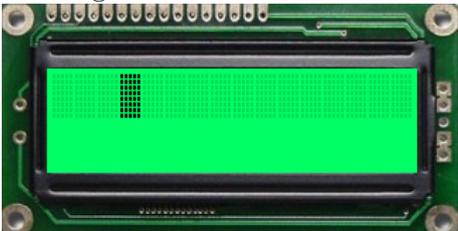
Anzeige bei 00001000 - 00001111



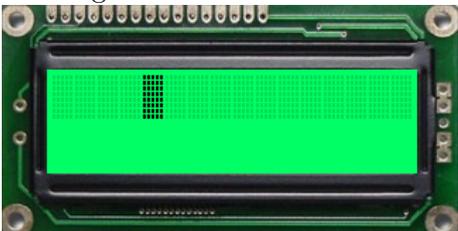
Anzeige bei 00011000 - 00011111



Anzeige bei 00101000 - 00101111



Anzeige bei 00111000 - 00111111



Anzeige bei 01001000 - 01001111

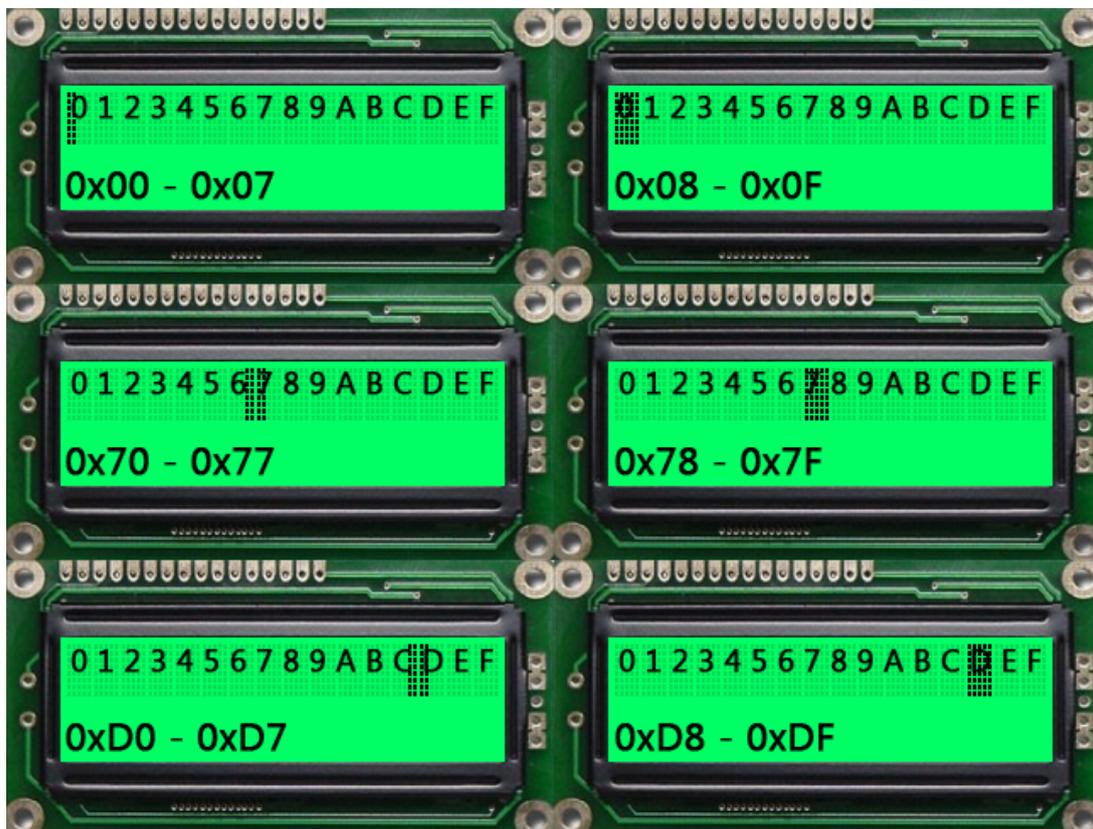
Anhand dieser Bilder lässt sich auf eine mögliche Codierung zurückschließen:

Die Bits 4-7 (das obere Nibble) geben die Position der „Blase“ an
 - beginnend von 0 (ganz links) bis 15 (ganz rechts).

Die Bits 0-3 (das untere Nibble) bestimmen,
 ob ein voller Block oder zwei Halbblocke angezeigt werden sollen.
 Ergo: Liegt der Messwert zwischen 0 und 7 ($0000_2 - 0111_2$), so werden die Halbblocke an der entspr. Position angezeigt. Liegt der Messwert zwischen 8 und 15 ($1000_2 - 1111_2$), so wird ein ganzer Block ausgegeben.

Nun könnte man mit entsprechenden Abfragen überprüfen, ob das untere Nibble vom 8-Bit Messwert zwischen 0 und 7 für die Halbblocke oder 8 und 15 für die Vollblöcke liegt, was vermehrter Rechenaufwand ist, **denn im Wesentlichen entscheidet nur das 4. Bit des unteren Nibbles (Bit 3), ob es sich um 2 Halbblocke (=0) oder um einen Vollblock (=1) handelt.**

Somit benötigt man für die „Blase“ nur die Bits 3-7.
 In der folgenden Abbildung soll der Gedanke verdeutlicht werden:



4.4.4 Programmierung

Die Programmierung

Die Programmierung des AtMega16 erfolgt zunächst sequentiell, was die einfachste Methode ist. Später kann der Moduswechsel über Interrupts erfolgen.

Ein möglicher (Pseudo-)Code wäre:

```
1 MAIN:
2 while (1)
3 {
4     while(not(key_pressed)) // work until u press the mode_button to switch
5     {
6         position = upper_nibble(signal_port_value);
7
8         if(full_block)
9         {
10            lcd_write_block(position);
11        }
12        else
13        {
14            lcd_write_half_block(position);
15            lcd_write_half_block(position - 1);
16        }
17    }
18    switch_mode();
19 }
20
21
22 // changes mode to next_mode
23 function switch_mode()
24 {
25     lcd_clear();
26     lcd_home();
27
28     switch(mode_var)
29     {
30         case 0: lcd_write_text("Horizontal-Wert:");
31                 MUX_SIGNAL = 0;
32                 mode_var++;
33         case 1: lcd_write_text("Vertikal-Wert:");
34                 MUX_SIGNAL = 1;
35                 mode_var = 0;
36     }
37
38 }
```

Martin Schürer

4.5 Verarbeitung

4.5.1 Einleitung

Für die ADU Sektion der Anzeige gilt es die von der Sensorgruppe erhaltenen Messdaten im Bereich von 0-5V zu digitalisieren und an das Display zu übertragen. (Diese Werte werden für die Position der optischen Libelle benötigt.)

Das bedeutet, es muss eine Art der AD-Umsetzung gewählt und realisiert werden. Dies geschieht hier mit einer Schaltung bestehend aus sechs Elementen. Im Einzelnen sind es ein Analog-Mux, ein AD-Umsetzer, ein Demux, ein Taktgenerator, ein Zählwerk und ein Spannungsregler. Auf die einzelnen Elemente wird gesondert eingegangen.

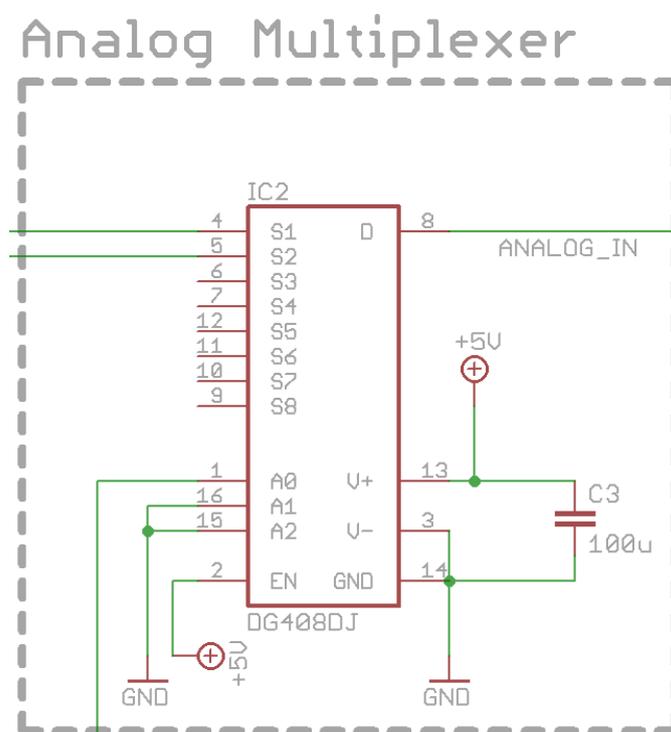
Matthias Reiner Kube

4.5.2 Analog-Mux

Der Analog-Mux bildet das Bindeglied zwischen Sensorgruppe und Anzeige.

Da die Sensorgruppe zwei Spannungen an die Anzeige schickt (Pin 4/5), entscheidet sich hier welche der beiden benutzt werden soll.

Dafür bietet sich die Funktionsweise des Analog-Mux an. Mit Hilfe eines Steuersignals (Pin 1) gibt er nur die entsprechende Spannung an die Schaltung durch (Pin 8). Das Steuersignal selbst kommt direkt vom Display.

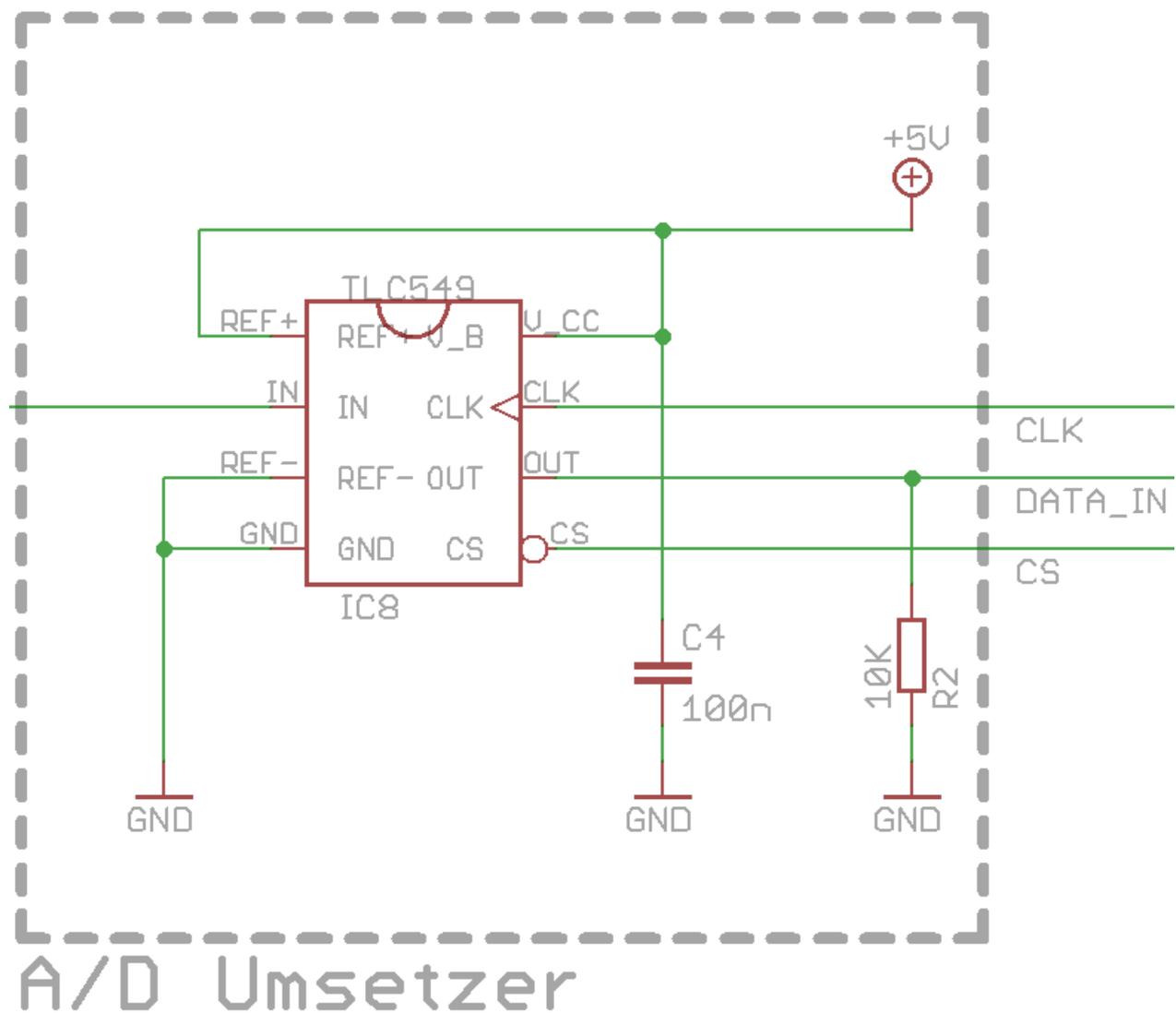


Matthias Reiner Kube

4.5.3 AD-Umsetzer

Zur Analog-Digital-Umsetzung wird ein vorgefertigter 8-Bit AD-Umsetzer (TLC549) verwendet. Er bekommt die vom Analog-Mux durchgeschaltete Spannung (Pin 2) und setzt diese in ein serielles 8-Bit Signal um (Pin 6).

Außerdem benötigt dieser zwei Taktsignale für die Durchführung, welche von dem Taktgenerator kommen. Die Takte bestimmen hierbei die Umsetzgeschwindigkeit. Der Takt mit der höheren Frequenz (Pin 7) diktiert die Abtastfrequenz und der langsamere Takt (Pin 5) bestimmt, wann mit einer neuen Abtastung begonnen werden kann.

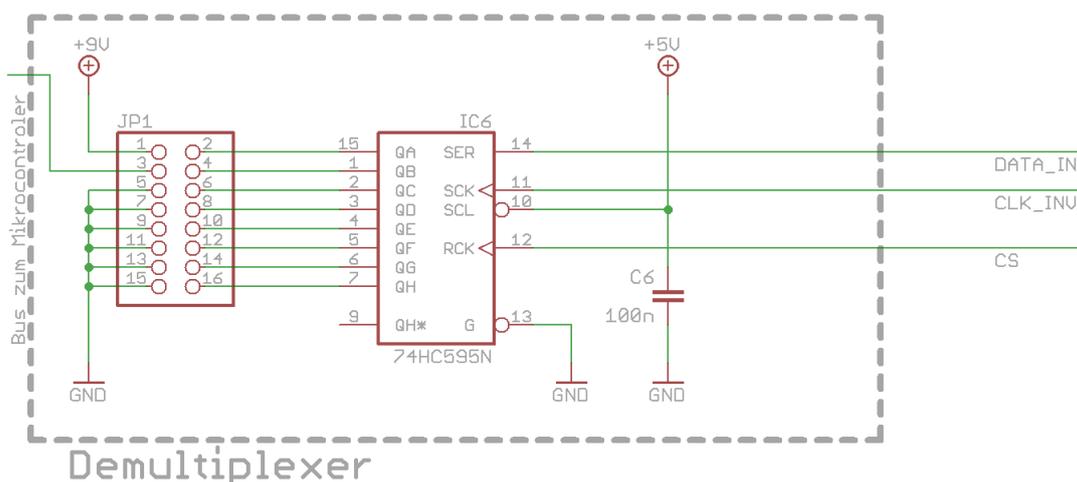


4.5.4 Demux

Der Demultiplexer (M74HC595) ist das letzte Glied in der Schaltung. Er bekommt das serielle 8-Bit Signal des Umsetzers (Pin 14), formt es bitweise in ein paralleles Signal um und gibt es an das Display weiter (Pin 1-7 und 15). Auch der Demux benötigt zwei externen Taktsignale zur Durchführung.

Grundsätzlich besteht der Demux aus einem 8-Stufen Schieberegister, einem 8-Bit Speicherregister und einem Puffer. Das Schieberegister füllt jedesmal seine 8 Stufen auf und gibt diese an den Speicher weiter. Es wird mit dem invertierten Takt versehen (Pin 11), der auch die Abtastfrequenz des Umsetzers diktiert.

Einerseits wird dadurch die Synchronität der Bauteile gewährleistet und andererseits durch die Invertierung sichergestellt, das auch bei möglichen Verzögerungen jedes Bit korrekt übernommen wird. Das ist nötig, weil beide Bauteile auf steigende Flanken reagieren. Eine Invertierung sorgt also für eine kontrollierte Verzögerung. Der lange Takt (Pin 12) bestimmt dann nur noch den Moment der 8-Bit Übergabe an das Display.

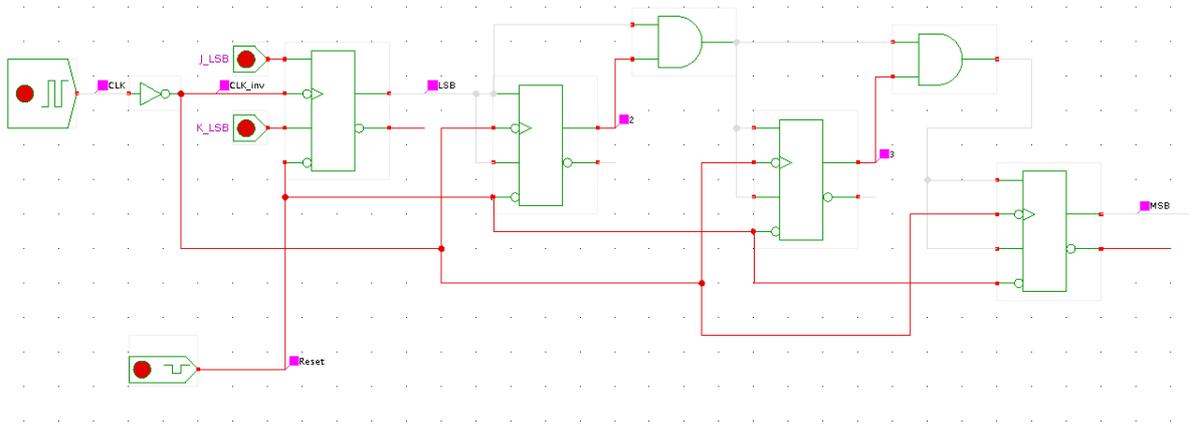


Matthias Reiner Kube

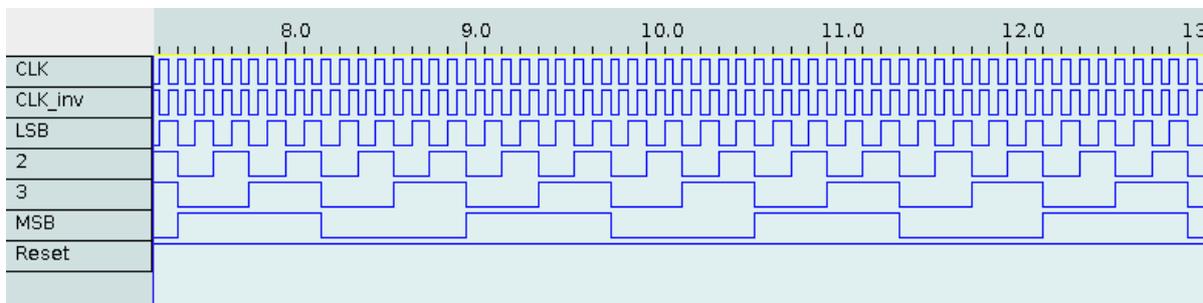
Es wurde zwar versucht den zeitlichen Ablauf der Zählerschaltung in PSpice im Labor zu simulieren, allerdings traten dabei erhebliche Probleme bei der Umsetzung und der Analyse der Digitalen Bauteile auf. Da mit dem vorgeschlagenen Programm kein zufriedenstellendes Ergebnis erzielt werden konnte und eine solche Funktionalität unter Eagle zwar möglich aber schwierig zu implementieren ist, wurde das Problem mittels Hades Digital Simulation gelöst.

Der Prinzipielle Aufbau ist in beiden Programmen gleich (vergl. Abb:4.5.6), allerdings liefert Hades hier einen Plot des simulierten Verlaufs der separaten Zählerausgänge über der Zeit (Abb:4.5.6). Dazu wurden ebenfalls die Eingänge J/K mit festem Potential versehen, sowie alle 4 nicht invertierten Ausgänge-Q der Flip Flops mit einer Probe versehen.

Die *CLK* wird über einen Taktgeber eingespeist und anschließend invertiert, da die Flip Flops hier auf fallende Flanken reagieren und der richtige Zeitliche Bezug gewählt visualisiert werden sollte. Der rückgekoppelte Reset funktioniert leider weiterhin nur in der Praxis, da das Programm vor der Initialisierung der Schaltung bereits ein High an den R-Eingängen benötigt. Dieses sollte zwar bis zum 9. Takt am \overline{Q} -Ausgang des MSB anliegen, doch wird dieses in der Simulation zurückgeführt, ist die Schaltung dauerhaft resettet.



Schaltplan in der Simulationssoftware



Simulation des zeitlichen Verlaufs mit Hades

Um nun mit dem neunten Takt zu schalten, sind die Ausgänge des LSB und des MSB (most significant bit) über ein weiteres AND Gatter verbunden (vergl. Abb:4.5.6). Dieses High Signal mit der 9. steigenden Flanke wird als Ende der Umsetzzeit an den *CS*-Eingang des ADU, sowie an den *RCK*-Eingang des Demultiplexers angelegt. Diese detektieren damit das Ende eines Wortes und die Daten werden in das Störregister geschrieben. Weiterhin kann ein entsprechendes Signal an den Reset-Eingang aller Flip Flops gelegt werden, wodurch diese mit dem nächsten Takt wieder ein Low an allen Ausgängen anliegen haben und somit wieder bei 1 anfangen zu Zählen.

Zur Glättung der Versorgungsspannung wurde eingangsseitig ein Endstörkondensator gegen *GND* geschaltet, um eventuell auftretende Schwankungen auszugleichen. Ursprünglich sollte sich zusätzlich am *CS*-Ausgang der Zählerschaltung ein *RC* Tiefpass befinden, der die Taktflanken von unerwünschtem Übersprechen befreien sollte.

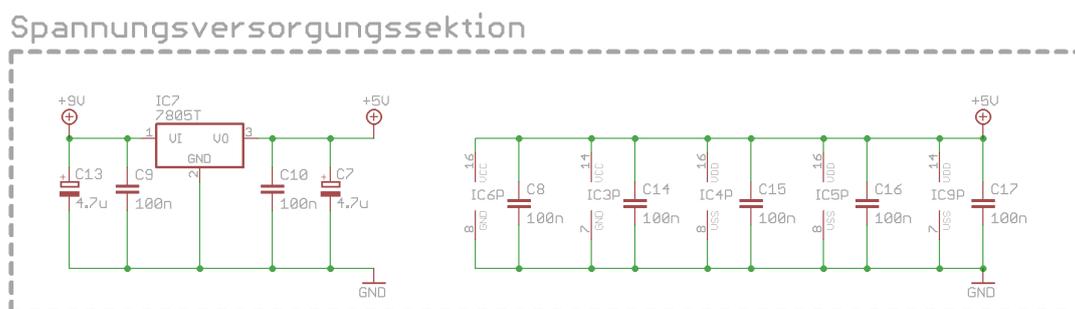
Diese Maßnahme ist zwar beim Probeaufbau auf dem Steckbrett im Labor erfolgreich gewesen, auf der fertig geätzten und bestückten Platine jedoch führte er zu einem kompletten Verschwinden des *CS*-Signals hinter dem Widerstand. Nach mehreren Messungen und ausgiebiger Fehleranalyse wurde der Tiefpass aus der Schaltung entfernt und durch eine Drahtbrücke ersetzt. Wir können uns diesen Effekt zwar nicht erklären, dennoch funktioniert die Schaltung erwartungsgemäß.

Stefan Cirol

4.5.7 Spannungsversorgung

Um aus der zur Verfügung stehenden 9V Batteriespannung eine ausreichend stabile Versorgungs- bzw. Referenzspannung für den ADU von 5V zu erreichen, ist es notwendig diese mittels eines Festspannungsreglers dahingehend anzupassen. Dabei wurde die oberste Priorität auf eine möglichst lange Nutzungsdauer der Spannungsquelle gelegt. Normalerweise fällt auch über diesem Bauteil ein relativ großer Spannungsabfall an, wodurch die Batterie nicht voll entladen wird, ohne das die Schaltung vorher Fehler, beispielsweise bei der Umsetzung der Daten macht. Für unsere Bedürfnisse wurde dafür das Bauteil TS7805 gewählt. Dieser Spannungsregler liefert zuverlässig eine konstante Ausgangsspannung bis ca 6V Eingangsspannung bei einem Stromfluss bis etwa 100mA. Damit ist gewährleistet, das die Batterie schon leer ist bevor die Schaltung nicht mehr funktionsfähig ist.

Um Schwankungen der Versorgungsspannung bzw. unerwünschte Einflüsse und Störungen von außen möglichst gering zu halten, wurde das Bauteil zu einer einfachen Grundschaltung mit 4 zusätzlichen Kondensatoren erweitert. Damit ist eine konstante Spannungsversorgung und Referenzspannung von 5V bis zu einer Eingangsspannung von ca. 6V gewährleistet.



Spannungsregulation und Versorgungsspannung der IC's

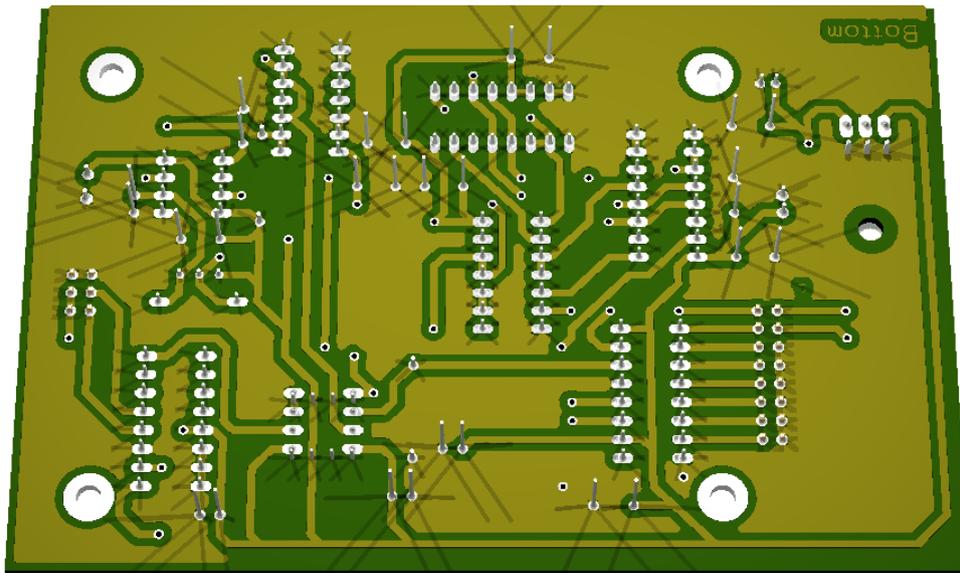
Stefan Cirol

4.5.8 Boardlayout und Umsetzung

Nachdem die Schaltung (Abb: 4.5.8) mit dem Eagle Schaltplan Editor fertig konzipiert war, begann das Design des Platinenlayouts in Eagle Board (Abb: 4.5.8). Hierbei war eine kompakte und Logische Anordnung der Bauteile und deren Peripherie gefordert. Endstörkondensatoren sind möglichst nah an den Versorgungspins zu platzieren, bei zusammengehörigen Baugruppen, z.B. Synchronzähler oder Taktgenerator ist darauf zu achten, dass die Signalwege kurz gehalten werden um eventuelle Latenzen zu vermeiden.

Um finanzielle Mittel und Ressourcen zu schonen, wurde bei der Erstellung sowohl auf elektrische Sicherheit als auch auf ein Ätzbadschonendes Design geachtet. So wurden z.B. die Isolationsabstände der Leiterbahnen zu 1.016mm gewählt und sogenannte Polygone als Massenfläche erstellt. Diese werden beim Ätzen nicht angegriffen, wodurch das Kupfer an der Platine verbleibt. Um einen ersten Eindruck des Layouts zu bekommen wurde die Datei in Eagle3d gerendert (Abb: 4.5.8 und Abb: 4.5.8) und anschließend dem Verantwortlichen zur Fertigung übergeben.

Nachdem die Löcher für die Bauteile und Durchkontaktierungen gebohrt waren, wurde die Platine nach unten stehendem Bauteilplan Bestückt und Abschnittsweise in Betrieb genommen.



3D Modell der

Platine aus Eagle (Unterseite)

Dabei stellten wir Abweichungen zum Versuchsaufbau unserer Schaltung fest, konnten diese jedoch ohne weiteren Aufwand auf der Platine beheben.

Zum einen war natürlich der in Abschnitt 4.5.6 erwähnte Tiefpass ein problem, zum anderen mussten wir feststellen das der Seteingang unseres Flip Flops nicht an GND lag aber dafür der Inhibit Eingang unseres Multiplexers. Dieser sollte auf Betriebsspannung liegen und somit das Bauteil erst nutzbar machen. Nachdem die Funktion der Einzelkomponenten gewährleistet war, wurde die gesamte Schaltung mit einer Simulierten Sensorspannung und Ausgabe auf dem Display getestet. Somit konnte direkt der entsprechende Binärwert für die Eingangsspannung abgelesen werden.

Abschließend konnte festgestellt werden das die Schaltung innerhalb ihres Messbereichs die erwarteten Werte sehr genau repräsentiert, wodurch die Berechnung des Neigungswinkels sehr präzise ausfallen sollte.

Stefan Cirol

Bestückungsplan:

Part	Value	Device	Package	Library
C1	100n	C-EU025-025X050	C025-025X050	rc1
C2	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C3	100u	C-EU025-025X050	C025-025X050	rc1
C4	100n	C-EU025-025X050	C025-025X050	rc1
C5	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C6	100n	C-EU025-025X050	C025-025X050	rc1
C7	4.7u	CPOL-EUE2.5-5	E2,5-5	rc1
C8	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C9	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C10	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C11	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C12	100u	CPOL-EUE3.5-8	E3,5-8	rc1
C13	4.7u	CPOL-EUE2-5	E2-5	rc1
C14	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C15	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C16	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
C17	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rc1
R2	10K	R-EU-0207/12	0207/12	rc1
R3	10K	R-TRIMM64W	RTRIM64W	resistor
R4	10K	R-EU-0207/12	0207/12	rc1
D1	1N4148	1N4148DO35-10	DO35-10	diode
IC1	NE555	NE555	DIL08	st-microelectronics
IC2	DG408DJ	DG408DJ	DIL16	maxim
IC3	74HC08N	74HC08N	DIL14	74xx-eu
IC4	4027N	4027N	DIL16	40xx
IC5	4027N	4027N	DIL16	40xx
IC6	74HC595N	74HC595N	DIL16	74xx-eu
IC7	7805T	7805T	TO220H	linear
IC8	TLC549	TLC549P	DIL08	selfemade
IC9	4011N	4011N	DIL14	40xx
JP1		PINH-2X8	2X08	pinhead
JP2		PINH-2X3	2X03	pinhead

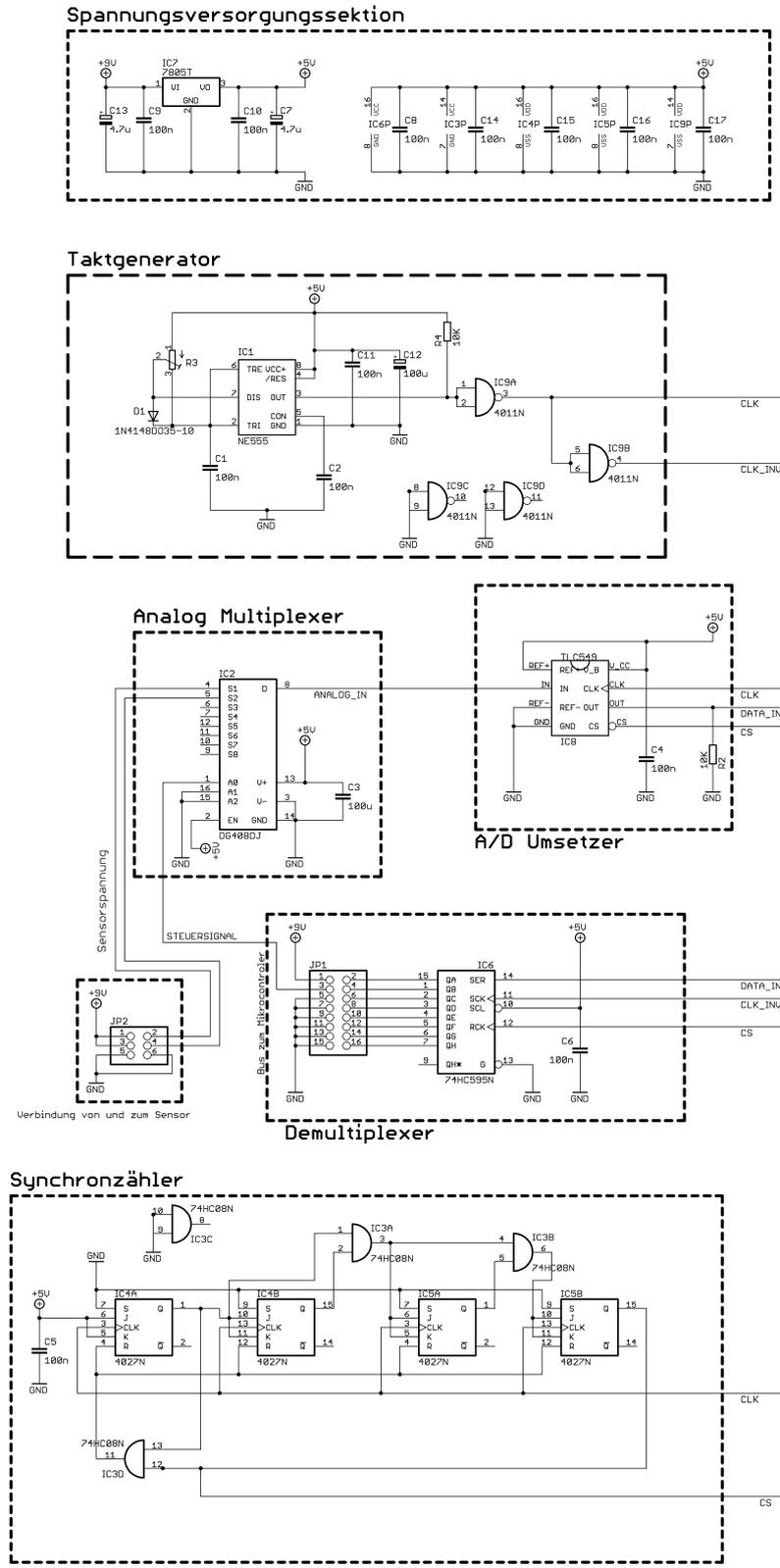


Abbildung 40: Schaltplan der gesamten ADU Sektion aus Eagle