

Technische Universität Berlin

Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik

Fachgebiet Mikroelektronik-Aufbau- und Verbindungstechniken

Leitung (kommissarisch): Prof. Dr.-Ing.Dr.sc.techn. Klaus-Dieter Lang

Fachgebiet Elektronik und medizinische Signalverarbeitung

Leitung: Prof. Dr.-Ing. Reinhold Orglmeister



Zwischenbericht

Projekt B im WiSe 15/16 Der Photonenabsorber (DERP)

PROJEKT
LABOR

8. Dezember 2015

Inhaltsverzeichnis

0	Einleitung	4
1	Lichtsensor	5
1.1	Kleingruppe 1: Sensorik	5
1.1.1	LDR - Messung	6
1.1.2	Tag- und Nacht-Erkennung	9
1.1.3	CMOS Inverter für Tag/Nachtsignal	13
1.2	Kleingruppe 2: Timer	16
1.2.1	Aufbau	16
1.3	Kleingruppe 3: Auswertung	18
1.3.1	Schaltung	18
2	Anzeige	20
2.1	Kleingruppe 1: Messschaltung	20
2.1.1	Winkelmessung	20
2.1.2	Winkelmessung-Programmierung	22
2.1.3	Akku und Ladestrom	23
2.2	Kleingruppe 2: Display	25
2.2.1	Betriebsmodus	25
2.2.2	Schaltplan	26
2.2.3	Nächste Schritte	26
2.3	Kleingruppe 3: Audio	27
2.3.1	Schaltung	27
2.3.2	Programmierung	28
3	Energieversorgung	29
3.1	Kleingruppe 1: Quelle und Regelung	29
3.1.1	Auswahl des Solarmoduls	29
3.1.2	Kennlinie	31
3.1.3	Schaltung	32
3.1.4	Simulationsergebnisse	33
3.1.5	Schaltungsaufbau	33
3.1.6	Probleme und deren Lösung	34

3.2	Kleingruppe 2: Akku	36
3.2.1	Spannungsregelung	39
3.2.2	Strombegrenzung	42
3.2.3	Tiefentladeschutz	46
3.3	Kleingruppe 3: Ausgang	47
3.3.1	Herangehensweise und Schaltungsidee	47
3.3.2	Auswahl der Bauelemente	48
3.3.3	Simulation und Testaufbau	50
4	Motoren	52
4.1	Kleingruppe 1: Sensorgruppe	52
4.1.1	Temperaturmessung	52
4.1.2	Drehzahlmessung	53
4.1.3	Leistungsmessung	55
4.2	Kleingruppe 2: Reglergruppe	56
4.2.1	Grundlagen	56
4.3	Kleingruppe 3: H-Brücke	56
4.3.1	Grundlagen	56
	Literatur	61

0 Einleitung

Beim Projekt B des Projektlabors im WiSe 15/16 wird eine selbstausrichtende Solarzelle realisiert, welche die von der Sonne gewonnene Energie so regelt, dass damit ein Handy-Akku geladen werden kann. Es bildeten sich dafür 4 Arbeitsgruppen: eine Sensorikgruppe, eine Anzeigegruppe, eine Energiegruppe und eine Motorgruppe. Unser allgemeines Blockschaltbild ist in Abb. 1 zu sehen. Die grün gekennzeichneten Signale werden über den Datenbus übertragen, während die schwarz gekennzeichneten Signale über gesonderte, abgesprochene Stecker übertragen werden. Wenn sich ein Signalname auf mehrere Signalleitungen bezieht, ist der jeweilige Pfeil im Blockschaltbild mit der Anzahl der Signalleitungen versehen.

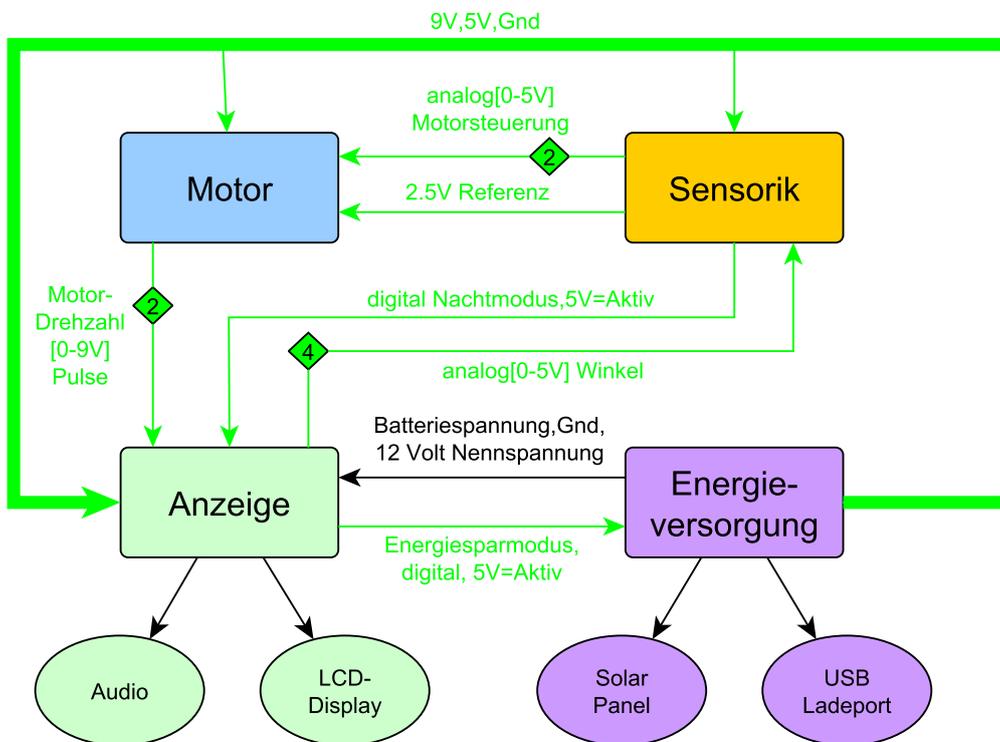


Abbildung 1: allgemeines Blockschaltbild Projekt DERP

Azmi Dönmez

1 Lichtsensor

Um einen reibungslosen Ablauf der selbst ausrichtenden Solaranlage gewährleisten zu können, ist eine gut funktionierende Sensorik unabdingbar; denn diese muss dafür sorgen, dass die Solaranlage sowohl horizontal als auch vertikal exakt ausgerichtet ist.

Im Laufe der Termine ist die Wichtigkeit auch der nebensächlichen Funktionen klar geworden und es wurden drei Untergruppen gebildet, die zwar unabhängig voneinander arbeiten, jedoch unter ständigem Austausch zueinander stehen. Die Untergruppen sind im Folgenden mit ihren Aufgabefeldern explizit genannt.

Richard Schilling

1.1 Kleingruppe 1: Sensorik

Am Anfang des Projekts musste uns klar werden welche Bauteile wir benutzen um eine genaue Ausrichtung der Solaranlage auf die Sonne gewährleisten zu können.

Die Entscheidung fiel auf die Fotowiderstände, die wir in horizontaler und vertikaler Richtung so anbringen, dass wir eine Spannungsdifferenz zwischen jeweils zwei Fotowiderständen messen können. Diese Signale werden dann an die Gruppe *Signalauswertung* gegeben. Ein wichtiger Punkt, der uns im Laufe der Termine klar wurde, war die Notwendigkeit, das Solarpanel, nachdem es sich in einem Tag um ca. 180° gedreht hatte, wieder auf seine ursprüngliche Position in Ost-Richtung zu bringen, da wir uns sonst mit dem Problem konfrontiert sahen, dass die Solaranlage am kommenden Tag nicht mehr funktionsfähig wäre. Da nämlich die Fotowiderstände auf der Vorderseite des Solarpanels angebracht sind, ist eine Ausrichtung auf die Sonne am nächsten Tag durch Fehlen einer induzierten Spannung in den Fotowiderständen nicht möglich. Daher mussten wir noch einen *elektrischen Schalter* bauen, der tagsüber die LDR Messwerte durchgeben kann, und nachts die digitalen Signale des Microcontrollers so wiedergibt, dass sich die Solaranlage um 180° drehen kann, damit diese täglich funktionsbereit bleibt. Um den Schalter bedienen zu können, ist ein *Nachtsignal* notwendig, welches mithilfe eines *Schmitt-Triggers* realisiert wird.

Richard Schilling

1.1.1 LDR - Messung

Aus einer intensiven Vorüberlegung stellen wir an die LDRs folgende Anforderungen:

- Bei mäßiger bis intensiver Einstrahlung und nicht zentraler Position der Quelle soll eine hinreichend große Spannungsdifferenz auftreten.
- Bei diffuser Einstrahlung soll eine hinreichend kleine Spannungsdifferenz auftreten.
- Bei mäßiger bis intensiver Einstrahlung und zentraler Position der Quelle soll eine hinreichend kleine Spannungsdifferenz auftreten.

Eine weitere Aufgabe ist es, mit einem zusätzlichen LDR die Gesamthelligkeit zu überprüfen und mit Hilfe einer Schaltung zu entscheiden, ob Tag oder Nacht ist. Um diese adäquat dimensionieren zu können, kommt eine weitere Bedingung hinzu:

- Zwischen geringer Einstrahlung und Dunkelheit soll eine hinreichend große Spannungsdifferenz auftreten.

Theorie

Der ohmsche Widerstand von LDRs hängt von der Beleuchtungsstärke ab. Für die von uns verwendeten Bauteile vom Typ VT93N2 lassen sich im Datenblatt die zugehörigen Kennwerte finden:

Beleuchtungsstärke	10 lux	$2f_c = 21.528lux$	Dunkelheit
Widerstand [$k\Omega$]	48	30	500

Tabelle 1: Kennwerte des LDR Typ VT93N2

Eine Beleuchtungsstärke von 10 lux tritt in etwa bei herkömmlicher Straßenbeleuchtung auf und entspricht somit einer mäßigen Einstrahlung. Im Vergleich dazu liegt direkte Sonneinstrahlung im Bereich von 100.000 lux. Zum Abgreifen der Spannung U_{out} für die Auswertung wählen wir Spannungsteiler mit einem Widerstand von $R = 22k\Omega$ in Serie (Abb. 2), um auch bei großen Beleuchtungsstärken noch eine Differenzierung zu ermöglichen. Die Versorgungsspannung beträgt $U_V = 5V$.

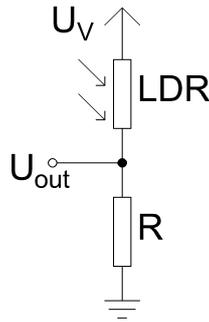


Abbildung 2: Spannungsteiler mit LDR

Im Falle einer dezentralen Position der Lichtquelle wirft die vertikale Trennung einen Schatten auf eines der Bauteile und sein Widerstand steigt. So wie die Längenverhältnisse gewählt sind, sollte das ab einem Winkel von $2 - 5^\circ$ der Fall sein.

Die geometrische Anordnung der LDRs realisieren wir wie in Abb. 4 zu sehen.

Versuch

Aufgrund eingeschränkter realer Lichtverhältnisse simulieren wir unterschiedliche Beleuchtungsstärken durch verschiedene Lichtquellen in variablem Abstand zum Sensoraufbau. Wir beschränken uns in der Folge auf qualitative Beschreibungen der Lichtverhältnisse. Das genügt, um ein ähnliches Verhalten bei Sonnenlicht zu prognostizieren. Zusätzlich messen wir noch den Winkel zwischen der senkrechten Trennung und der Quelle mit einem Geodreieck und Verlängerungen, sowie die Ausgangsspannungen nach einstellen des stationären Zustands unter Verwendung eines Oszilloskops. Das Bestimmen der Winkel ist fehlerbehaftet, weil die Lichtquellen nicht punktförmig sind. Für alle Messungen werden der Aufbau und die Verschaltung aus der Theorie verwendet. Die Versorgungsspannung von $U_V = 5V$ wird von einer Gleichspannungsquelle geliefert. Ein Steckbrett verbindet die einzelnen Komponenten.

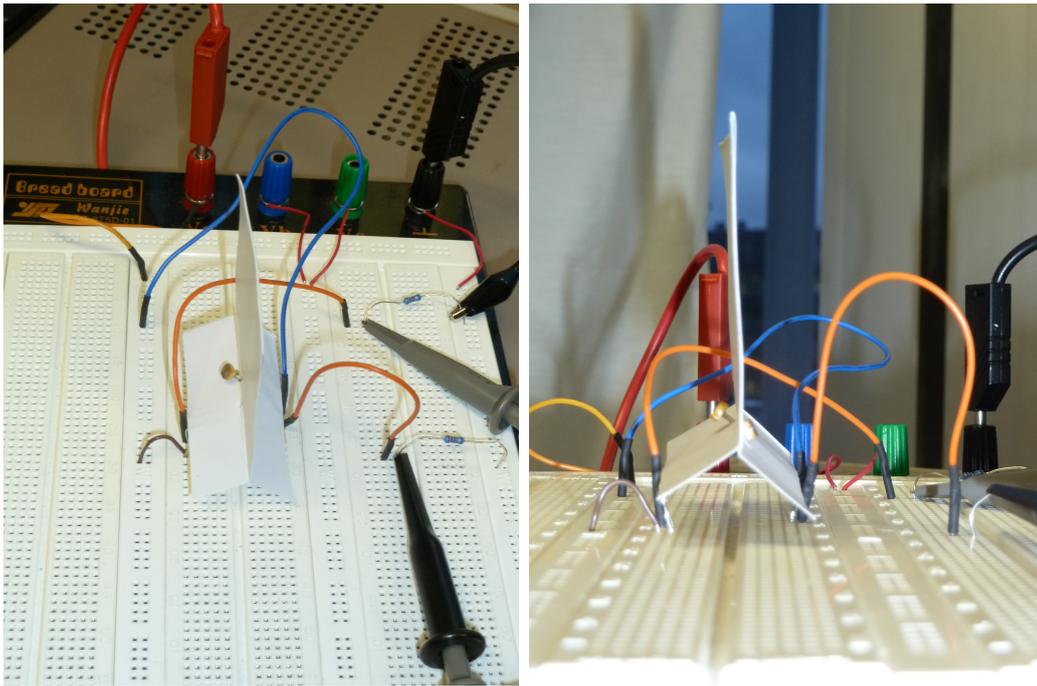


Abbildung 3: LDR Aufbau (experimentell)

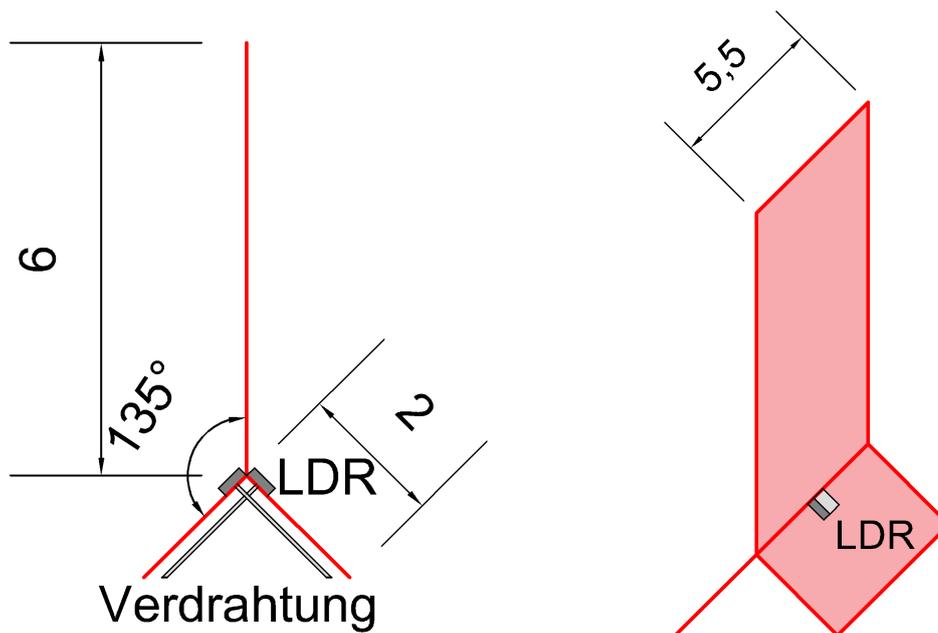


Abbildung 4: Anordnung der LDRs

Auswertung

Es zeigt sich deutlich, dass, wenn eine zentrale Einstrahlung vorliegt, keine Spannungsdifferenzen auftreten, die größer als 0,1V sind. Schon bei relativ kleinen Winkeln wird jedoch ein signifikanter Unterschied festgestellt. Sobald eine Differenz vorliegt, die größer als 0,2V ist, kann man davon ausgehen, dass die Solarzelle nachgeführt werden sollte. Nacht und Tag lassen sich ebenfalls unterscheiden. Mit Blick auf die Messwerte legen wir den Übergang bei 1,5-2V fest. Damit kann die Hystereseschaltung dimensioniert werden.

Quelle	Entfernung [m]	Lichtstärke	Gerichtet	Winkel [°]	$U_{out,l}$ [V]	$U_{out,r}$ [V]
Neonröhren	2	hell	Nein	10	4.3	4.1
Karton um LDRs	2	dunkel	Nein	-90 - +90	1.3	1.5
Neonröhren	5	mäßig hell	Nein	55	3.5	2.3
Sonne Dämmerung	$149.6 \cdot 10^9$	dunkel	Nein	-60	1.3	2.3
Sonne Dämmerung	$149.6 \cdot 10^9$	hell	Nein	-60	1.4	3.2
75W Lampe	0.2	sehr hell	etwas	0	4.7	4.7
75W Lampe	0.2	sehr hell	etwas	5	4.4	4.8
75W Lampe	0.4	sehr hell	etwas	50	4.5	3.5
75W Lampe	0.6	sehr hell	etwas	0	4.1	4.1
Taschenlampe	0.15	sehr hell	Ja	0	4.9	4.8
Taschenlampe	0.15	sehr hell	Ja	5	4.8	3.8

Tabelle 2: Messwerte LDR Messung

Jonas Beuchert

1.1.2 Tag- und Nacht-Erkennung

Aufgabenstellung

Die Schaltung muss ermitteln, ob aktuell Tag oder Nacht ist. Letzterer Zustand ist dabei durch eine sehr geringe Beleuchtungsstärke gekennzeichnet, sodass keine nennenswerte Stromproduktion möglich ist. Das Ausgangssignal soll bei Nacht den Wert 5V liefern, bei Tag 0V.

Schaltungsidee und -beschreibung

Das Messen der Beleuchtungsstärke erfolgt mit einem zusätzlichem LDR und einem Spannungsteiler, der identisch zu dem bereits im Versuch zur LDR-Messung vorgestelltem ist. Um ein häufiges Schwanken des Ausgangssignals U_{out} zu verhindern, wird eine Hysterese

verwendet. Passend zu den Versuchsergebnissen sind die untere Schwelle im Bereich von 1,5V und die obere in der Nähe von 2V zu wählen. Für die Realisierung bietet sich ein invertierender Schmitt-Trigger an. Dieser besteht aus einem Operationsverstärker und den beiden Widerständen R_1 und R_2 und ist auf der rechten Hälfte des Schaltplans (Abb. 5) zu finden. Links neben dem LDR befindet sich ein Spannungsteiler mit den drei Elementen R_{s1} , R_{s2} und R_{s3} . Dieser dient erstens dazu den OPV mit einer symmetrischen Spannung U_V' von 2,5V zu versorgen und zweitens eine noch zu berechnende Referenzspannung U_r zur Verfügung zu stellen. Der lichtabhängige Spannungspegel liegt am anderen (dem invertierenden) OPV-Eingang an. Die Versorgungsspannung U_V beträgt 5V. Sinkt die Spannung am Widerstand R_{LDR} unter die kleinere Schwelle, liegt sie am Ausgang an. 0V werden ausgegeben, wenn die lichtabhängige Spannung die obere Schwelle überschreitet.

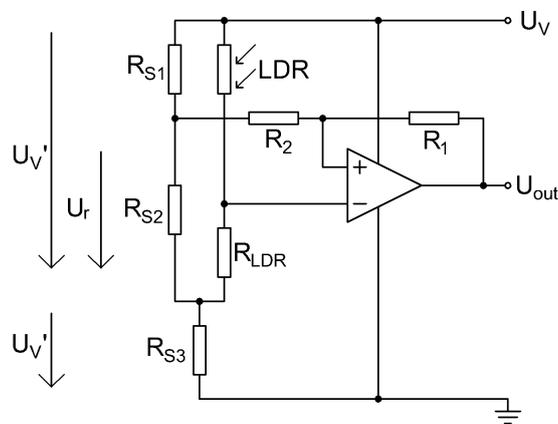


Abbildung 5: Schaltplan der Tag-/Nachterkennung; Schmitt-Trigger

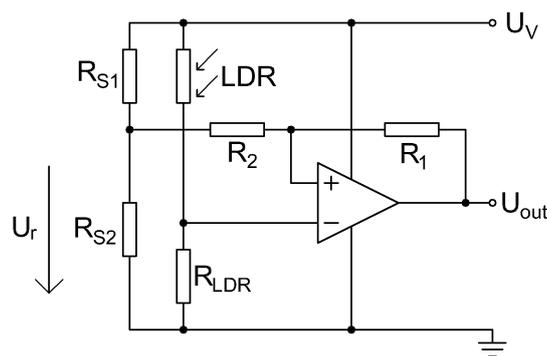


Abbildung 6: veränderter Schaltplan

Dimensionierung

Als Operationsverstärker findet ein AD820 Verwendung, weil dieser auch mit der relativ niedrigen Versorgungsspannung arbeiten kann. Als Ausgangspunkt für die Dimensionierung werden folgende Werte gewählt:

- Versorgungsspannung $U'_V = \frac{5V}{2} = 2,5V$
- Obere Schaltschwelle $U_1 = \frac{2V}{2} = 1V$
- Untere Schaltschwelle $U_2 = \frac{1,5V}{2} = 0,75V$

Die Division durch zwei erklärt sich dadurch, dass die halbe Versorgungsspannung als Bezugsspannung verwendet wird, um die symmetrische Versorgung des OPVs zu gewährleisten. Mit zwei Formeln können daraus die Referenzspannung U_r und das Verhältnis der Widerstände des Schmitt-Triggers R_1 und R_2 berechnet werden:

$$U_r = U'_V \cdot \frac{(U_1 + U_2)}{(2 \cdot U'_V + U_2 - U_1)} = 2,5V \cdot \frac{(1V + 0,75V)}{(2 \cdot 2,5V + 0,75V - 1V)} = 0,921V$$

$$R_1 = \frac{(U'_v - U_1)}{(U_1 - U_r)} \cdot R_2 = \frac{(2,5V - 1V)}{(1V - 0,921V)} = 19 \cdot R_2$$

Die Widerstände des Spannungsteilers ergeben sich zu:

$$\frac{R_{s2}}{(R_{s1} + R_{s2})} = \frac{U_r}{U_V} \Leftrightarrow R_{s2} = \frac{U_r}{U_v} \cdot (R_{s1} + R_{s2}) = \frac{0,921V}{2,5V} \cdot (R_{s1} + R_{s2}) = 0,3684 \cdot (R_{s1} + R_{s2})$$

$$R_{s3} = R_{s1} + R_{s2} = 2,741 \cdot R_{s2}$$

$$R_{s1} = R_{s3} - R_{s2} = 1,714 \cdot R_{s2}$$

Wählt man $R_2 = R_{s2} = 1k\Omega$ ergeben sich folgende Werte:

$$R_1 = 19k\Omega \quad (1.1.1)$$

$$R_{s1} = 1,714k\Omega \quad (1.1.2)$$

$$R_{s2} = 2,714k\Omega \quad (1.1.3)$$

Testaufbau

Für den ersten Testaufbau werden diese Bauteile verwendet:

- $R_1 = 15k\Omega + 10k\Omega$ Potentiometer
- $R_2 = 1k\Omega$
- $R_{s1} = 1k\Omega + 2k\Omega$ Potentiometer
- $R_{s2} = 1k\Omega$
- $R_{s3} = 1k\Omega + 2k\Omega$ Potentiometer

Die Potentiometer sind so justiert, dass sich die berechneten Widerstandswerte ergeben. Die Versorgungsspannung U_V beträgt 5V, die Spannung an den Klemmen von RLDR wird variiert.

Die realen Schaltschwellen zeigen sich am Oszilloskop und betragen $U_1 = 2V$ und $U_2 = 1,65V$. Die Ausgangsspannung U_{out} wechselt zwischen 0 und 5V. Nach Weglassen von R_{S3} ändern sich diese Ergebnisse nicht, sodass die Schaltung dahingehend vereinfacht wird (Abb. 6).

Die Schwellen liegen im Zielbereich und können in Zukunft durch die beiden verbleibenden Potentiometer noch präziser eingestellt werden.

Simulationsergebnisse

Die vereinfachte Schaltung wurde mit LTSpice IV implementiert (Abb. 8).

Anschließend erfolgt die Simulation mit steigender und fallender Spannung an V2 (Abb. 7). Den beiden Graphiken können die idealen Schaltschwellen $U_1 = 2,1V$ und $U_2 = 1,7V$ entnommen werden.

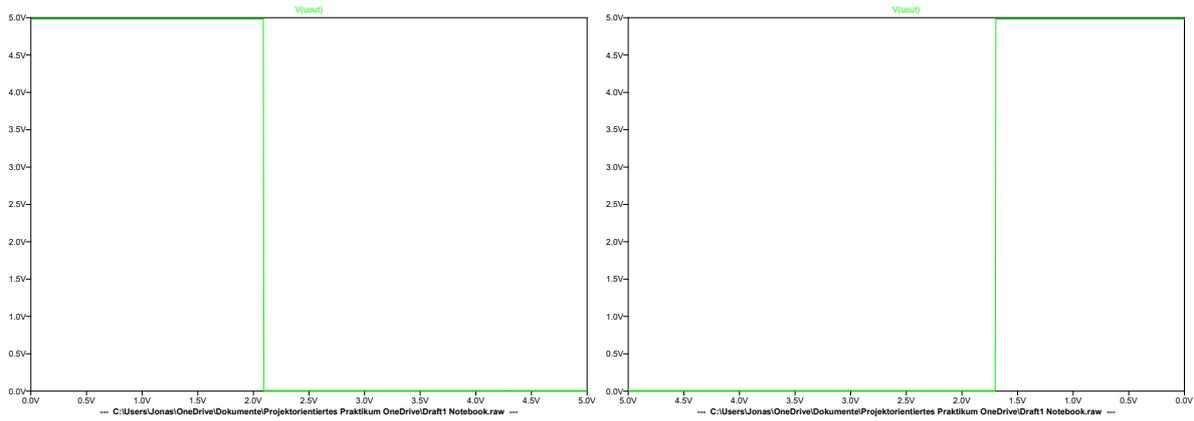


Abbildung 7: Schmitt-Trigger Signal

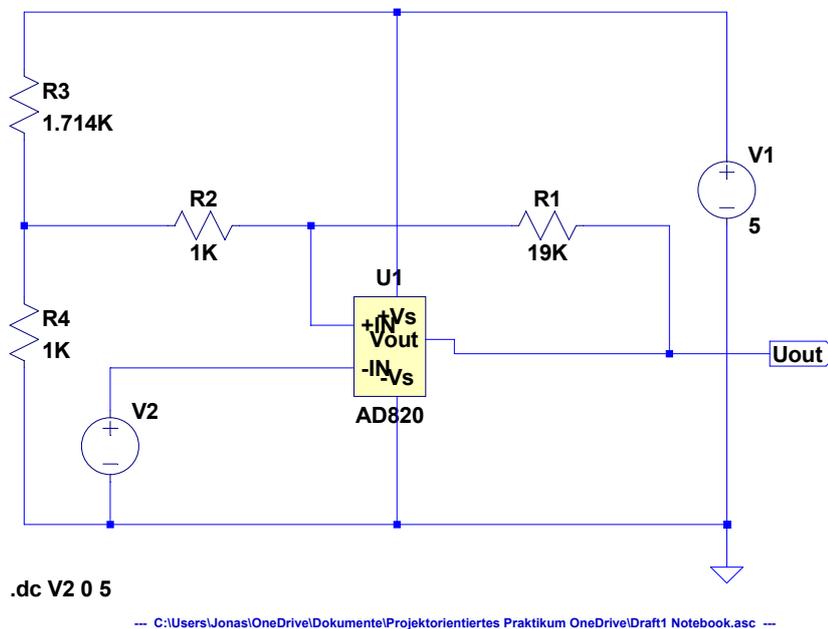


Abbildung 8: LTSpice Schematic zur Abb.6

Jonas Beuchert

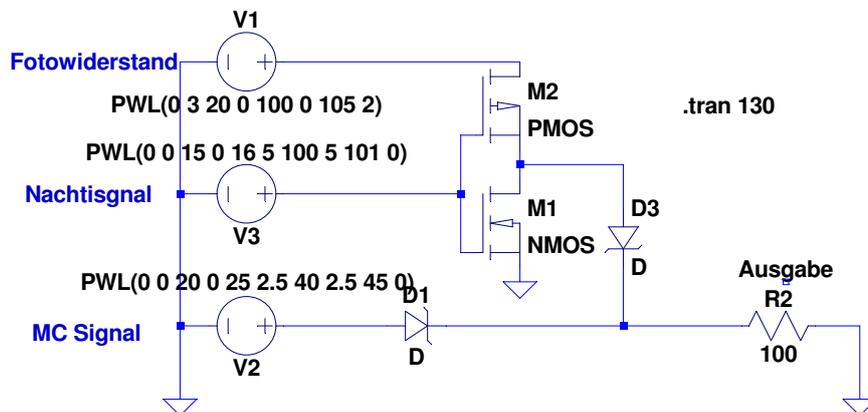
1.1.3 CMOS Inverter für Tag/Nachtsignal

Der CMOS Inverter hat die Aufgabe tagsüber die Signale der LDRs weiterzugeben um so eine exakte Ausrichtung auf die Sonne ermitteln zu können. Dabei ist es wichtig, dass die Schaltung die tatsächlichen Signale nicht beeinflusst.

Ab einer bestimmten Spannung, die durch die Dimensionierung des *Schmitt-Triggers*

festgelegt ist, wird ein *Nachtsignal* ausgesendet, dass den CMOS Inverter auf GND schaltet, somit wird die Aussendung des Signals der Fotowiderstände unterbunden. Um nun eine Drehung von ca. 180° erreichen zu können wird ein Signal von der Microcontroller Gruppe erwartet. Dies wird ebenfalls auf die Leitung gelegt, die dann zur *Auswertungsgruppe* geleitet wird. Es sei gesagt, dass der Mikrocontroller erst reagiert, wenn das Nachtsignal eingeschaltet ist, der CMOS Inverter als auf GND ist. Somit haben wir keine Überlagerung der Signale.

Um einen Spannungsabfall zu verhindern, und Signale nur an die Ausgabegruppe zu senden, müssen nach dem CMOS Inverter und dem Microcontroller Dioden in Durchlassrichtung eingefügt werden (siehe Abb. 9).



--- C:\Users\Richard Schilling\Desktop\Uni\Projektlabor\Schaltung Schalter\SchaltungNachtsignal.asc ---

Abbildung 9: LTSpice Schmeatic des CMOS Inverters mit eingefügten Signalen, hier als Spannungsquellen *Nachtsignal* und *Microcontroller Signal* dargestellt. Die Fotowiderstände wurden als Spannungsquellen interpretiert.

Das Nachtsignal wird im Kapitel 1.1.2 erläutert, wie wir jedoch in Abb. 10 erkennen können, ist dort das Nachtsignal bei einer Spannung von 5V in blau hinterlegt. In diesem Zeitraum, so die Konvention, befinden wir uns im Nachtmodus, innerhalb dieses Modus werden nur die Signale des Microcontrollers weitergeleitet (hier türkis).

Die Schaltung funktioniert noch nicht optimal, gerade durch den Spannungsverlust scheint ein OPV nützlich, dieser wird nachträglich eingefügt und wird so die Spannungsdifferenz ausgleichen.

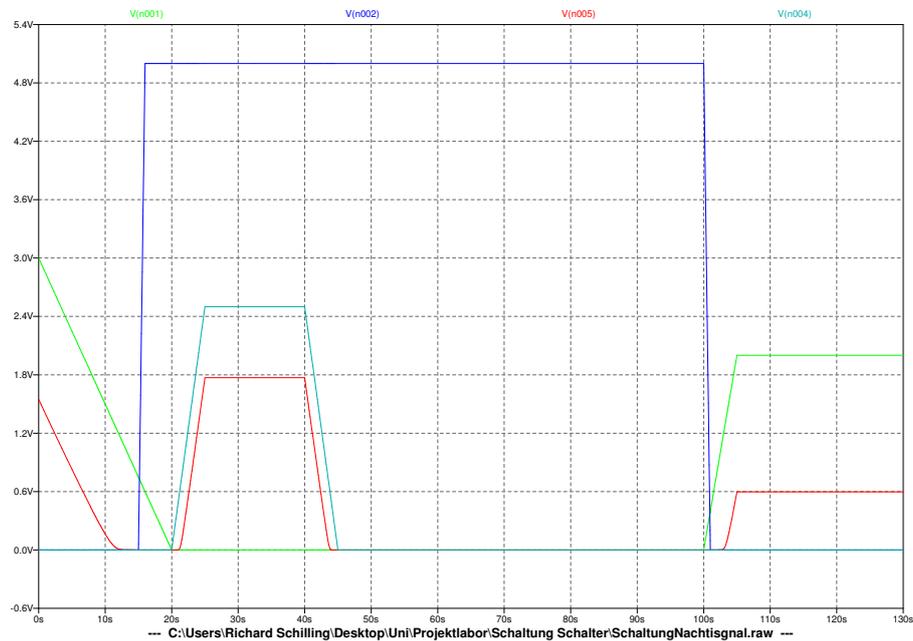


Abbildung 10: Die Graphik zeigt uns den qualitativen Verlauf der ausgegebenen Signale anhand eines Tageszyklus. V(n005) zeigt die Ausgangsspannung, die übergeben wird.

- V(n001) - LDR-Signal
- V(n002) - Nachtsignal
- V(n004) - Microcontroller Signal
- V(n005) - Ausgangssignal

Richard Schilling

1.2 Kleingruppe 2: Timer

Ziel unserer Teilgruppe war es, einen Timer zu entwerfen, der beim High Signal hochzählt, eine Spannung für ein Intervall hält und gleichzeitig den Schalter zwischen Sensorik- und Auswertegruppe öffnet und somit die Übertragung für genau dieses Intervall unterbricht.

1.2.1 Aufbau

Im Falle einer optimalen Ausrichtung gibt die Auswertegruppe 5V an unsere Gruppe und im gegensätzlichen Fall 0V. Dieses Signale startet unseren Timerbaustein NE555 in der monostabilen Kippstufe, der den Kondensator auf- und entlädt.

In Zusammensprache mit den anderen Untergruppen beschlossen wir ein Intervall von 15 Sekunden. Der NE555 musste also so dimensioniert werden, dass wir für T , also die Zeit des Auf- und Entladevorgangs des Kondensators von $2/3$ bis $1/3$ der Versorgungsspannung, genau dieses Intervall bekommen. Das haben wir mit einer Steckplatine und einer Diode, in Reihe mit einem Widerstand, veranschaulicht und dann haben wir mit einem Oszilloskop die Periodendauer nachgemessen. Die dafür verwendeten Kenngrößen sind: $R_1 = 2.2k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$, $C = 10^{-5}F$

Derzeit versuchen wir den Schalter mit einem NPN-Transistor zu realisieren, aufgebaut ist das auf einer Steckplatine in Abbildung 12. Dabei haben wir das mit zwei LED's veranschaulicht, die zur Hälfte der Interfalldauer abwechselnd leuchten.

Probleme bestehen derzeit darin den NE555 nicht alleine durch den Q-Ausgang des SR-Flip Flops mit Strom zu versorgen. Mittels eines zusätzlichen Schalters und einer zusätzlichen Spannungsquelle, bzw. Verbindung von der 5V Leitung der Auswertegruppe möchten wir das lösen.

Möglicherweise muss der Schalter noch mit einer Sample and hold Schaltung realisiert werden, da wir nach bisheriger Überlegung den optimalen Wert, den die Sensorik- der Auswertegruppe gibt nicht speichern können, was wir für den Schalter aber benötigen. Zudem sind die Spannungsverluste über den Schalter zu hoch, weshalb sie die Werte verfälschen würden.

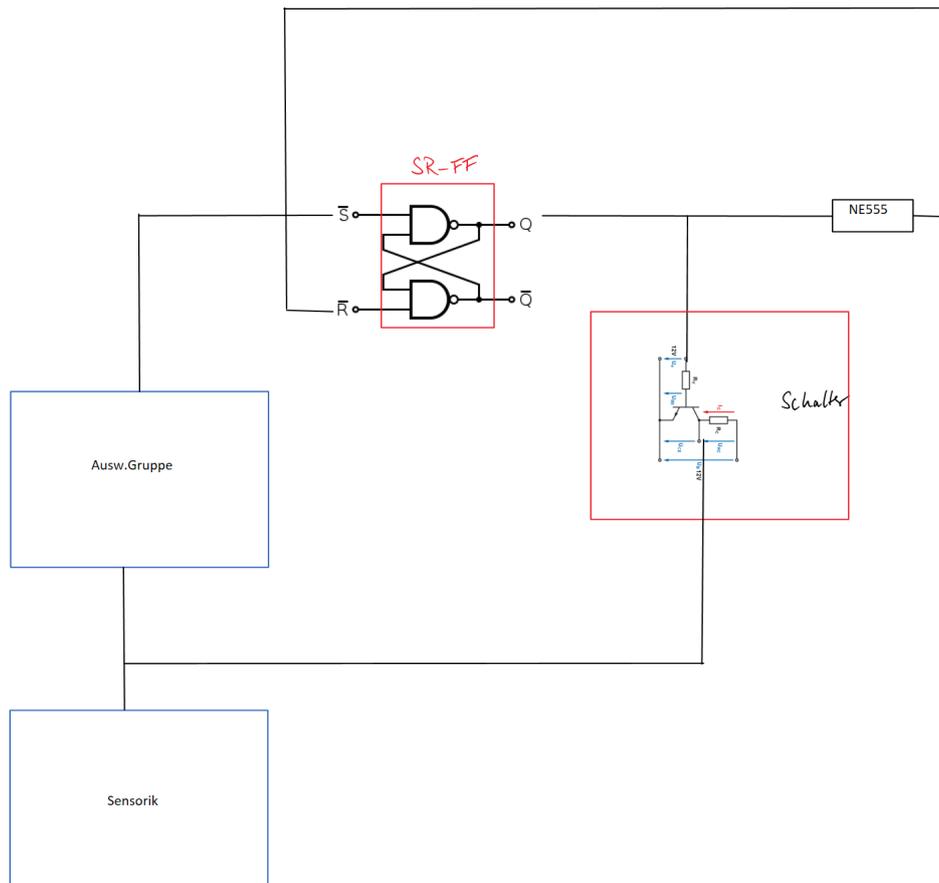


Abbildung 11: Blockschaltbild

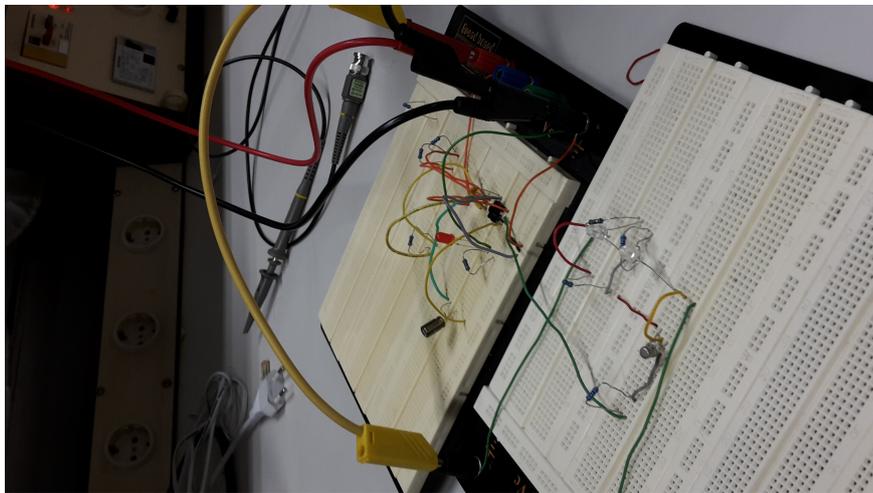


Abbildung 12: Aufbau mit NE555 als Taktgeber und Transistor als Schalter

Autor fehlt

1.3 Kleingruppe 3: Auswertung

Mein Name ist Trung Nguyen-Xuan und ich vertrete hiermit die Auswertungsgruppe der Lichtsensoren.

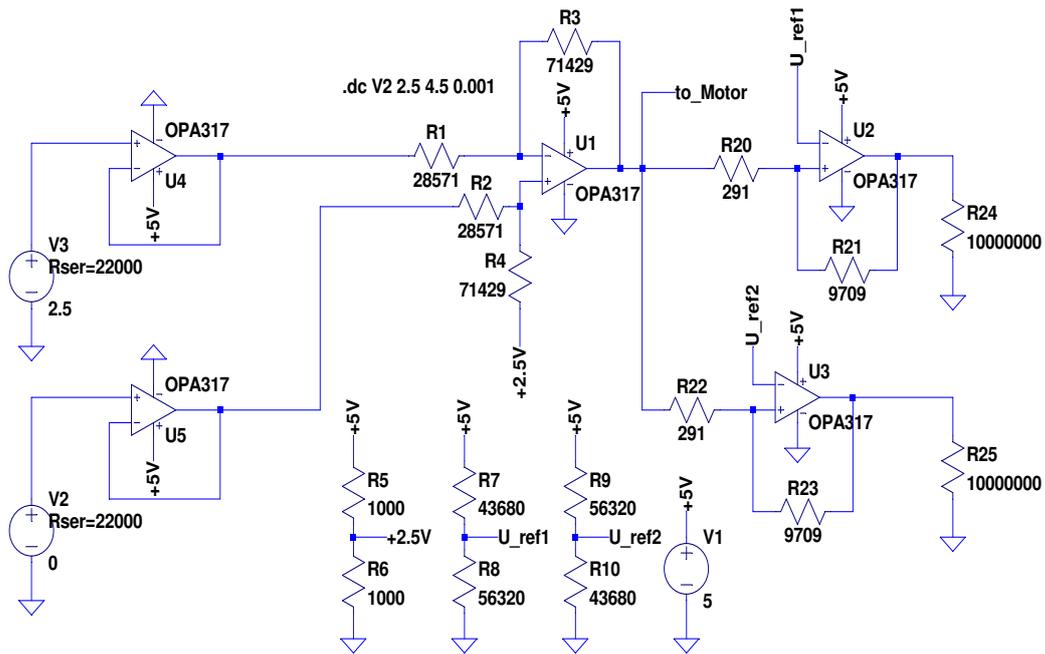
Wir, die Auswertungsgruppe, empfangen ein Signal bzw. um genauer zu sein eine Spannung, durch die Sensorikgruppe. Diese Spannung wurde durch Photodioden erzeugt, welche in alle Himmelsrichtungen am Spiegel befestigt werden, und gibt die Information, in welche Richtung der Spiegel sich zu drehen hat, an. Somit bilden wir die Schnittstelle zwischen Sensorik und der Timergruppe und der Motorgruppe.

Bis zum jetzigen Termin haben wir uns vorwiegend mit der Schaltungsfindung und der passenden Dimensionierung beschäftigt bzw. konnten es heute (24/11/2015) vollenden. Sämtliche Simulationen wurden erfolgreich bei LTSpice durchgeführt. Somit beschäftigen wir uns jetzt mit der Logikschaltung, welche ein plausibles Signal an die Timer- und Motorengruppe schicken soll. Zusätzlich suchen wir nebenbei nach den passenden Bauteilen, welche wir bestellen werden.

1.3.1 Schaltung

In dieser Sektion wird die Schaltung beschrieben und kurz erläutert. Diese Schaltung, zu sehen in Abb.13, wurde bei LTSpice erstellt und simuliert.

Am Anfang der Schaltung sind zwei Spannungsquellen dargestellt, welche exemplarisch die Spannung ,der Photodioden links- und rechtsseitig am Spiegel, darstellen sollen. Daraufhin folgt ein Spannungsfolger, welcher die Spannungen nachregelt, falls unerwünscht Verluste entstehen. Anschließend fällt die Spannungen am Differenzenverstärker ab und dieser liefert das Ergebnis, ob und in welche Richtung der Spiegel sich zu drehen hat. Die folgenden zwei Schmitt-Trigger gewähren manuellen Zugriff auf das Schaltverhalten der Schaltung.



.inc C:\Users\prolab.AVT-domäne\Desktop\Projektlabor-B1-Auswertung\OPA317_PSPICE_AIO\OPA317.txt
 .options reltol=0.003 abstol=1e-10 gmin=1e-8 noopiter

Abbildung 13: Schaltung der Auswertungsgruppe

Trung Nguyen-Xuan

2 Anzeige

Die Anzeige-Gruppe beschäftigt sich mit der Ausarbeitung und Darstellung von Messdaten auf einem Display. Um Daten messen zu können, müssen mithilfe von Mikrocontrollern Schaltungen erstellt werden. Außerdem wollen wir als Extra-Feature eine Audio-Ausgabe einbauen. Dazu haben wir die Gruppe in 3 Kleingruppen eingeteilt: Sensorik, Display, Audio.

2.1 Kleingruppe 1: Messschaltung

Die Gruppe Messschaltung ist eine Kleingruppe der Anzeige. Wir beschäftigen uns mit der Ausarbeitung und Messungen. In der Gruppe gibt es eine Unterteilung der folgenden Themen: Winkelmessung, Lichtintensität, Akku und Ladestrom.

2.1.1 Winkelmessung

Die Winkelmessung befasst sich mit der Richtungsorientierung der Solarzelle bezüglich der vorhandenen Spannung. Die Solarzelle kann sich mithilfe von 2 Achsen in Horizontale und Vertikale Richtung drehen. Die Horizontale hat einen Gesamtwinkel von 360 Grad und die Vertikale einen von 90 Grad. Den Winkel bestimmen wir über die Drehzahl, die wir von der Motorgruppe übergeben bekommen. Damit lässt sich die Winkelgeschwindigkeit bestimmen mit folgendem mathematischen Ansatz:

$$w = \frac{2 \cdot \pi}{f} \quad (2.1.1)$$

$$f = \frac{1}{n}$$
$$w = 2 \cdot \pi \cdot n \quad (2.1.2)$$

Für den Winkel gilt somit:

$$\phi = w \cdot t \quad (2.1.3)$$

wobei t die abgelaufene Zeit beschreibt. Die an uns gestellte Forderung der Lichtsensorgruppe ist, dass folgende Funktionalitäten von uns realisiert werden, damit die Solarzelle zu seiner Standardposition zurückkehren kann. Es sind 4 Signale vorhanden:

Signal 1 = links, Signal 2 = rechts,
Signal 3 = unten, Signal 4 = oben

Folgendes soll nun umgesetzt werden:

links > rechts => Linksdrehung gewünscht, um Standardposition zu erreichen

links = rechts => keine Drehung gewünscht, Standardposition erreicht

links < rechts => Rechtsdrehung gewünscht, um Standardposition zu erreichen

Um dies zu realisieren haben wir uns folgendes überlegt:

Jeweils für Horizontale und Vertikale Winkel werden von uns 2 Signale erwartet. Der eine Signal soll den Ursprungswinkel 0 Grad darstellen. Wir legen fest, dass der Ursprungswinkel genau die Spannung 2,5V besitzt. Der zweite Signal soll den von uns berechneten Winkel widerspiegeln. Dazu legen wir fest, dass für den Horizontalen Winkel zwischen [0V - 2,5V] der Bereich von 0 Grad bis -180 Grad dargestellt wird und zwischen [2,5V - 5V] der Bereich von 0 Grad bis 180 Grad.

Das Problem welches bei dieser Überlegung aufgetreten ist, dass wir nur anhand der Drehzahl nur ein positiven Winkel von 0 bis 360 Grad darstellen können. Wir können keine Aussage darüber treffen, in welche Richtung sich der Motor momentan dreht. Deshalb benötigen wir Informationen von der Motorgruppe bezüglich der Drehrichtung des Motors. Folgende Informationen haben wir erhalten. Es existiert eine Spannung von 0-5 V. Bei [0-2,5[findet eine Linksdrehung statt und bei]2,5 - 5] V eine Rechtsdrehung. Bei exakt 2,5V herrscht Stillstand. Um den genauen Winkel nun bestimmen und als Spannung zurückgeben zu können, wurde folgende mathematische Formel hergeleitet:

$$f(\phi) = \frac{2,5}{180} \cdot \phi + 2,5V \quad (2.1.4)$$

Als Eingang wird der zuvor berechnete Winkel(siehe Gl. 2.1.3) verwendet. Der Winkel wird mit der Spannung pro 1 Grad multipliziert und ein Offset von 2,5V dazu addiert. So können wir für jeden Winkel eine Spannung zuordnen und diese in Form von Signalen an die Lichtsensorik-Gruppe weiterleiten.

2.1.2 Winkelmessung-Programmierung

Listing 1: Winkelmessung

```
1  #include <avr/io.h>
2
3  int main(void)
4  {
5      double w,n,phi,t,f,direction;
6      double pi=3.141592;
7      while (1){
8          w=2*pi*n;
9          phi=w*t;
10
11         if (2.5<direction<=5) //Rechtsdrehung
12         {
13             f=(2.5/180)*phi+2.5;
14         }
15         else if (0<=direction<2.5) //Linksdrehung
16         {
17             phi=(-1)*phi;
18             f=(2.5/180)*phi+2.5;
19         }
20         else(direction==2.5) //Stillstand
21         {
22             f=2.5;
23         }
24     }
25 }
```

Azmi Dönmez, Berkay Cihan

2.1.3 Akku und Ladestrom

Weiter hatten wir die Aufgabe den Ladestrom sowie den Akkustand zu ermitteln und ausgeben zu lassen. Dafür haben wir ersteinmal mit einer gründlichen Recherche begonnen. Daraufhin skizzierten wir grob unsere Vorstellung zum Schaltplan. Anschließend diskutierten wir die Wahl der einzelnen Komponenten für die Schaltung und deren Anordnung. Unsere Skizze übertrugen wir dann schließlich auf EAGLE. In Abb.14 befindet sich unser erarbeitetes Schaltplan:

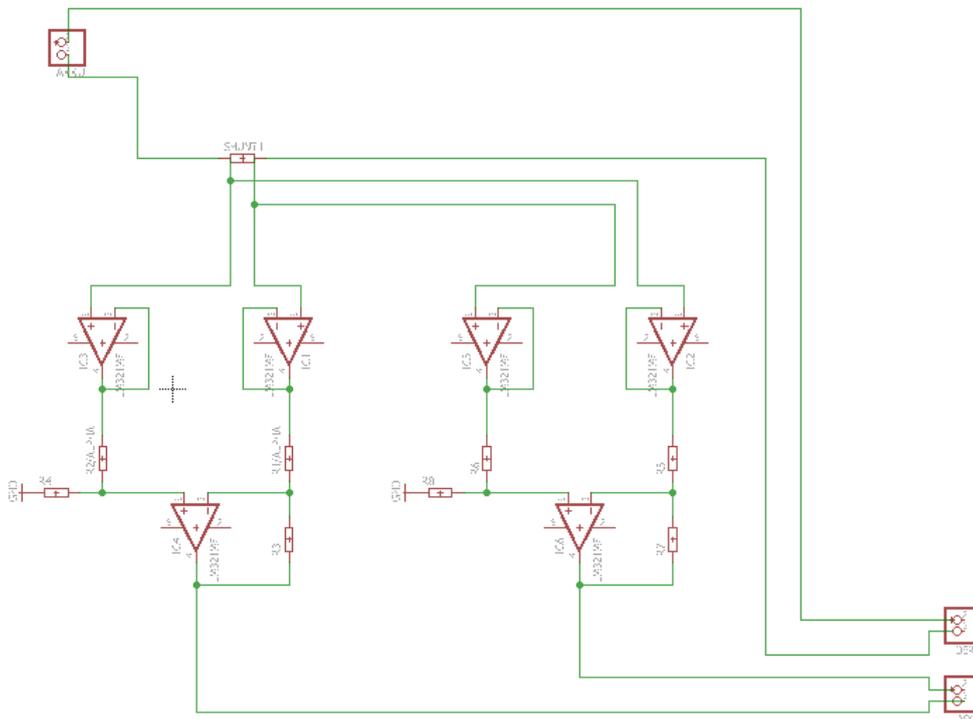


Abbildung 14: Schaltplan Strommessung am Akku

Die Schaltung, die wir erstellt haben besteht aus einem Akku (oben links), zwei Teilschaltungen (mittig) und vier Ausgängen (unten rechts). Die Teilschaltungen sind aus zwei Impedanzwandlern, einem Subtrahierer sowie einer Erdung aufgebaut.

Um die gesuchten Ströme angeben zu können haben wir einen Shuntwiderstand verwendet. Die beiden Enden des Shuntwiderstands haben wir als Eingangssignal zu einem

Impedanzwandler gezogen, wodurch sich der Spannungsabfall berechnen lässt. Um die Differenz der beiden Eingangssignale zu erhalten, wurde danach ein Subtrahierer mit einer Verstärkung von $\alpha = 2$ benutzt. Unten ist die Formel für die Ausgangsspannung des Subtrahierers:

$$U_{\alpha} = \alpha \cdot (U_2 - U_1) \quad (2.1.5)$$

Um Rechenfehler zu vermeiden müssen die Eingänge des Subtrahierers niederohmig sein, was wir durch die Verwendung von Impedanzwandler erreicht haben. Denn ein Impedanzwandler kann an seinem Ausgang ein niederohmiges Signal ausgeben, obwohl der Eingang hochohmig ist.

Die linke Teilschaltung gibt uns den Versorgungsstrom zum Ausgang 4. Analog zur linken Teilschaltung, jedoch mit vertauschten Eingängen im Impedanzwandler, haben wir mit der rechten Teilschaltung die Möglichkeit, den Ladestrom zu messen. Dieser wird im Ausgang 3 wiedergegeben. Ausgang 1 ist der Minuspol des Akkus, Ausgang 2 der Strom I_{Derp} .

Eyüp Boyraz, Taner Fakiroglu

2.2 Kleingruppe 2: Display

Um unser Gerät benutzerfreundlicher zu gestalten, wollen wir ein Display verbauen, welches verschiedene, relevante Werte ausgibt. Die meisten LCD's verwenden den IC *HD44780* zur Ansteuerung weshalb wir auch ein entsprechendes LCD mit diesem verbautem IC verwenden. Die Messwerte werden durch die Logiken der entsprechenden Kleingruppe ausgewertet und über den Mikrocontroller, wir verwenden hier den *ATmega 328P*, an das LCD weiter gegeben.

2.2.1 Betriebsmodus

LC-Displays werden normalerweise über 8 Bits, also über 8 verschiedene Leitungen, angesteuert. Da das LCD und die Messauswertungen über den gleichen Mikrocontroller realisiert werden, bietet es sich jedoch an das Display im 4-Bit-Modus zu betreiben um Pins zu sparen. Um ein Byte zu übertragen braucht man somit zwei Zugriffe wobei man zuerst Bit 4 bis Bit 7 überträgt und danach Bit 0 bis Bit 3. Die Datenleitungen die am LCD dabei nicht benötigt werden lässt man offen.

2.2.2 Schaltplan

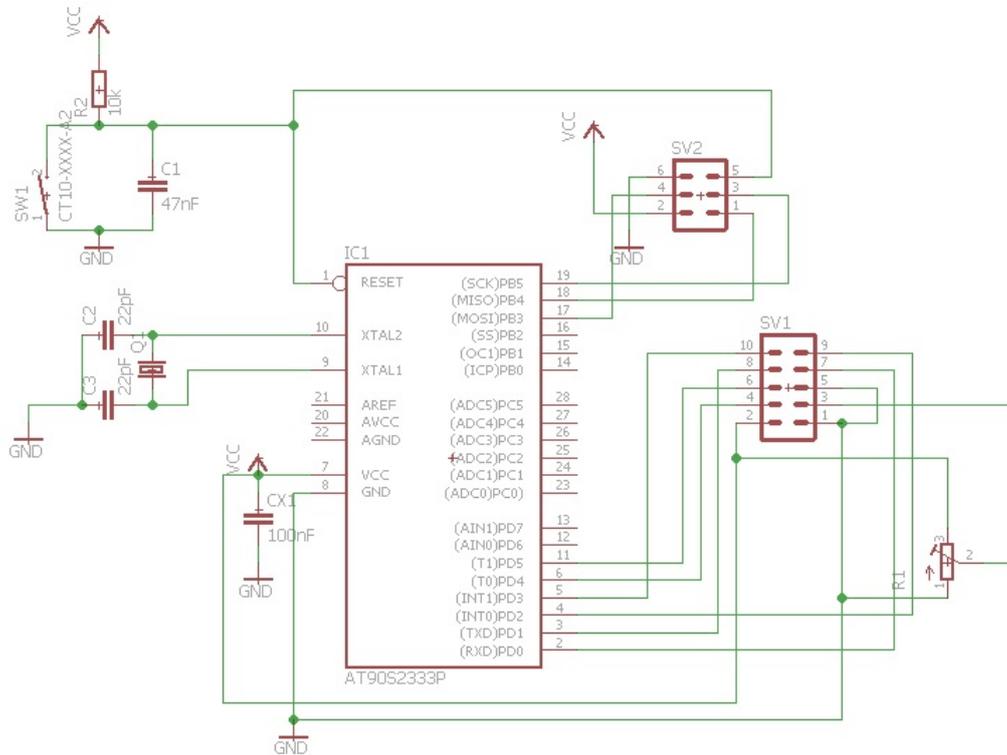


Abbildung 15: Schaltplan LCD

In dem Schaltplan steht *SV1* für den IC des LCD, wobei man hier noch ein Potentiometer verschaltet hat zur Einstellung des Kontrastes. *SV2* ist die Programmierschnittstelle des Mikrocontrollers. Außerdem haben wir noch eine Schaltung für den Reset und den Quarz erstellt. Da es unseren Mikrocontroller nicht in der Eagle Library gab, haben wir einen bit-kompatiblen benutzt.

2.2.3 Nächste Schritte

Als nächstes müssen wir das Display programmieren, damit uns bei der späteren Programmierung eine Display-Klasse zur Verfügung steht, mit welcher wir arbeiten können.

Valentin Steltzer, Doruk Yildizhan

2.3 Kleingruppe 3: Audio

Ziel der Audioausgabe ist, Auskunft über die Messgrößen durch Ansagen zu geben. Den genauen Informationsinhalt wird je nach dem Programmieraufwand in einem späteren Moment festgelegt: im günstigsten Fall wird es sich um ein eigenständiges Output handeln, sonst könnte man sich auch für eine Ergänzung zur Videoausgabe entscheiden. Die Audioausgabe erfolgt durch einen getrennten MC aufgrund der Pin-Belegung und der Speicherbelastung. Für die Schnittstelle zwischen den MCs ist das UART-Protokoll vorteilhaft, weil es eine asynchrone Kommunikation erlaubt, d.h. die MCs dürfen mit verschiedenem Takt arbeiten.

2.3.1 Schaltung

Die Schaltungs-Bestandteile sind: ATmega644, Programmiererstecker, SD-Karte-Port, Quarzschaltung, Beeper, Resetknopf, Pufferkondensator und Jumper.

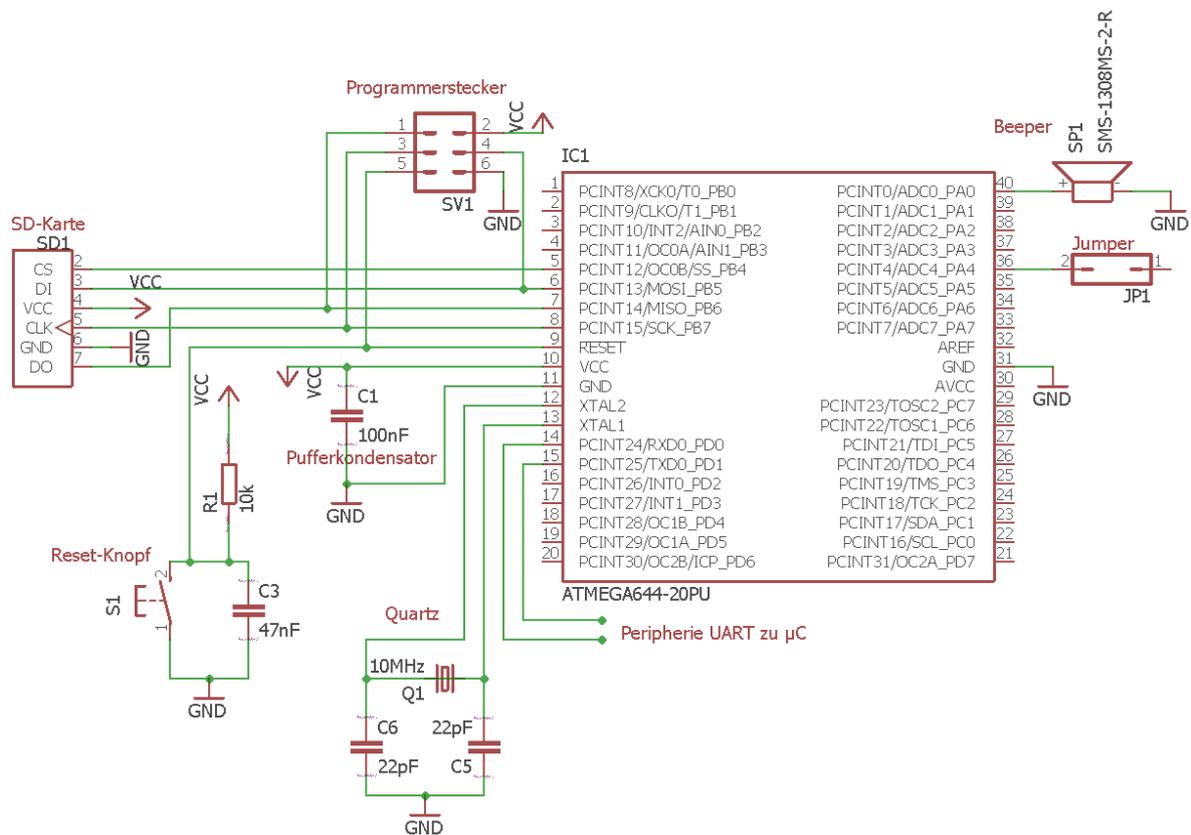


Abbildung 16: Schaltungsschema

Funktionsweise:

Der erste MC gibt dem Audio-MC durch die UART-Pins die auszugebenden Werte weiter, und der Audio-MC ruft die entsprechenden Dateien aus der SD-Karte auf. Dafür werden die Tracks zum Spielen auf einer SD-Karte als WAV-Dateien gespeichert, sodass kein zusätzlicher Dekoder-Chip gebraucht wird.

Der MC wird wie alle Peripherien mit 3,3 V Spannung betrieben, sodass kein Pegelwandler zwischen Peripherien und MC gebraucht wird.

Das analoges Signal für die Lautsprecher wird durch die PWM, einen Tiefpassfilter und eine Verstärkerschaltung gewonnen.

2.3.2 Programmierung

Die Programmierung des MC wird vor allem in den nächsten Terminen stattfinden, weil dafür die Komponente erst gebraucht werden.

Cesare Marchesi, Georg Hölger, Yuexia Fan

3 Energieversorgung

Um die Energieversorgung der benötigten Schaltungen zu gewährleisten, muss das Solarmodul sowie der Akku sinnvoll geregelt werden um die höchst mögliche Leistung zu erzielen. Es wurden drei Kleingruppen gebildet. Die Aufgaben der Kleingruppen werden in den jeweiligen Abschnitten explizit erklärt.

3.1 Kleingruppe 1: Quelle und Regelung

Die Mitglieder der ersten Kleingruppe bestehen aus Andreas Kieninger, Dominik Niederdrenk und Patrick Granzow.

Die Aufgabe dieser Kleingruppe war es mit Hilfe einer geeigneten Schaltung die höchste erzielbare Leistung aus dem Solarpanel zu erzielen. Aus diesem Grund wird eine eigene Maximum-Power Point Tracker Schaltung entworfen, um dieses Ziel zu erreichen, siehe Abbildung 20.

Andreas Kieninger

3.1.1 Auswahl des Solarmoduls

Für die Energiequelle wird ein Solarmodul von Wattstunde (Wattstunde 20 Watt) ausgesucht, siehe Abbildung 17. Dieses Modul gibt es bereits für 30 Euro bei Ebay und eignet sich für die Anwendung.



Abbildung 17: Solarpanel [Ebay]

Dieses Solarmodul besteht aus 36 Solarzellen und kann mit einer maximalen Spannung von 17,88V arbeiten. Damit wir aus dem Solarmodul die maximale Leistung herausbekommen, empfiehlt es sich, dieses im sogenannten Maximum Power Point (MPP) zu betreiben. Diese Spannung des MPPs hängt geringfügig von der Lichtintensität und der Temperatur ab und bewegt sich für eine Solarzelle ungefähr bei 5 V. In Abbildung 18 sind die technischen Daten kurz zusammengefasst.

Technische Daten	
WATTSTUNDE® WS20M Solarmodul 20W:	
Modultyp	12V Modul
Nennleistung (Pmpp)	20Wp
Ø Tagesertrag	80 Wh/d
Kurzschlussstrom (Isc)	1,26 A
Leerlaufspannung (Uoc)	22,54 V
Spannung (Umpp)	17,82 V
Strom (Impp)	1,12 A
Modulwirkungsgrad	18%
Zellenzahl	36
Anschlussdose	ja
Maße	485 x 360 x 28 mm
Gewicht	1,95 kg

Abbildung 18: Typenschild des Solarmoduls [Ebay]

3.1.2 Kennlinie

Im nachfolgenden Bild ist die Kennlinie einer ausgewählten Solarzelle zu sehen:

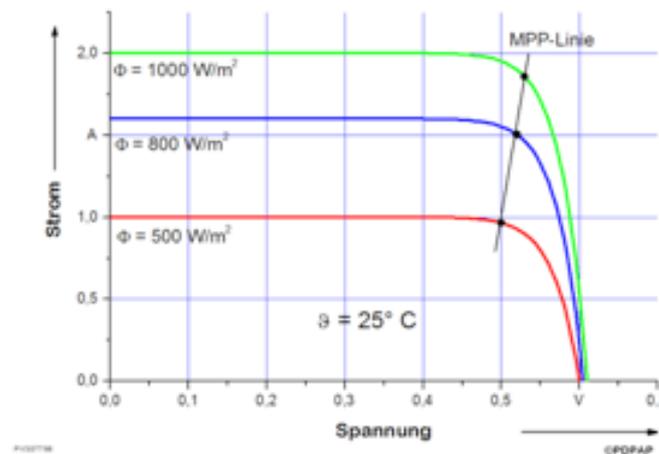


Abbildung 19: Kennlinie einer Solarzelle [Plumhoff]

Da das Solarmodul aus 36 Solarzellen besteht, liegt der Maximum Power Point bei

ca. 17,8 V, siehe Abbildung 18 und folglich sollte die Schaltung für diese Spannung ausgelegt werden. Um das Solarmodul in diesem Bereich betreiben zu können, wurde ein Schmitt-Trigger und ein p-MOSFET als Schalter benutzt. Die Referenzspannung für den OPV haben wir in der Simulation mit Hilfe einer Spannungsquelle realisiert. Auf der Platine kann diese mit einem IC realisiert werden, welche eine Spannung von 2,5 V liefert. Nun wird nur eine Last an das Modul angeschlossen, wenn die Spannung am Modul im oben genannten Bereich ist. Da nun der Mosfet sehr schnell ein und aus schaltet, wird hinter den Mosfet noch ein Abwärtswandler geschaltet. Dieser besteht aus einer Diode, welcher mit der Masse verbunden ist, einer Spule und einem Kondensator, welcher ebenfalls an der Masse angeschlossen ist.

Patrick Granzow

3.1.3 Schaltung

Der nachfolgende Schaltplan zeigt den selbst entworfenen Maximum-Power-Point Tracker und wurde mit Hilfe von LTSpice entworfen:

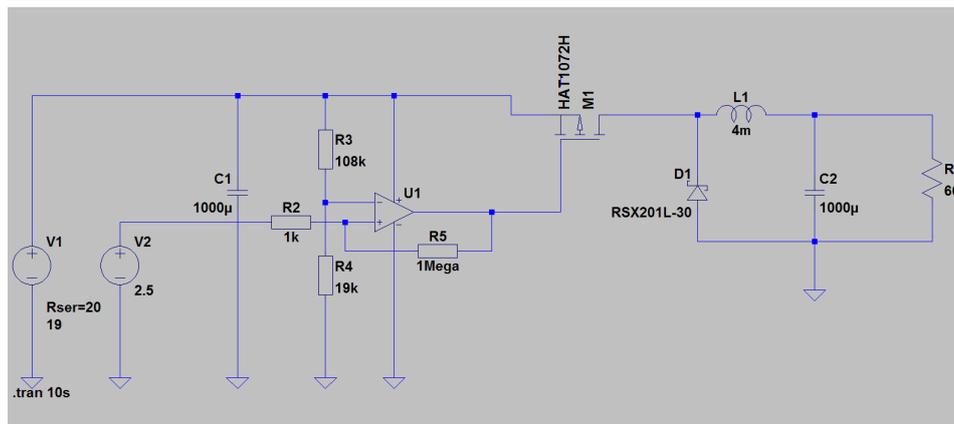


Abbildung 20: Maximum Power Point Tracker

Der p-MOS Transistor M1 wird leitend, sobald die Spannung der Solarzelle ca. 16 Volt beträgt. Dies wird durch den eingebauten Spannungsteiler sichergestellt. Der rechte Teil der Schaltung, bestehend aus D1, L1 und C2 ist ein sogenannter Tiefsetzsteller, der eine hohe Eingangsspannung in eine kleinere Ausgangsspannung wandelt. Damit der Transistor in den richtigen Momenten durchschaltet, wurde mit den Widerständen R2, R3, R4 und R5 und dem Operationsverstärker ein Schmitt-Trigger aufgebaut. Ein

Schmitt-Trigger war aus dem Grund nötig, damit die Schaltverluste über dem p-MOSFET nicht zu groß werden, da bei einem Schmitt Trigger der Ausgang des OPV an den nicht-invertierenden Eingang zurückgeschaltet wird, was auch als Mitkopplung bezeichnet wird. Durch diese Mitkopplung erhält man eine Hysterese. Somit wurde mit den Widerständen R2 und R5 die Ober- und Unterschwelle für die Hysterese des Operationsverstärkers festgelegt. Die 2,5 V Spannungsquelle dient als Referenzspannungsquelle und wird aus einem integrieren Schaltkreis entnommen. Die Widerstände R3 und R4 bilden einen einfachen ohmschen Spannungsteiler um die richtige Schaltfrequenz für den p-MOS Transistor zu gewährleisten. Die Spannungsquelle V1 soll die vom Solarmodul erzeugte Spannung simulieren, während der Widerstand R1 der Widerstand der nachfolgenden Schaltung, Sepic-Wandler der Akku-Kleingruppe, simulieren soll.

3.1.4 Simulationsergebnisse

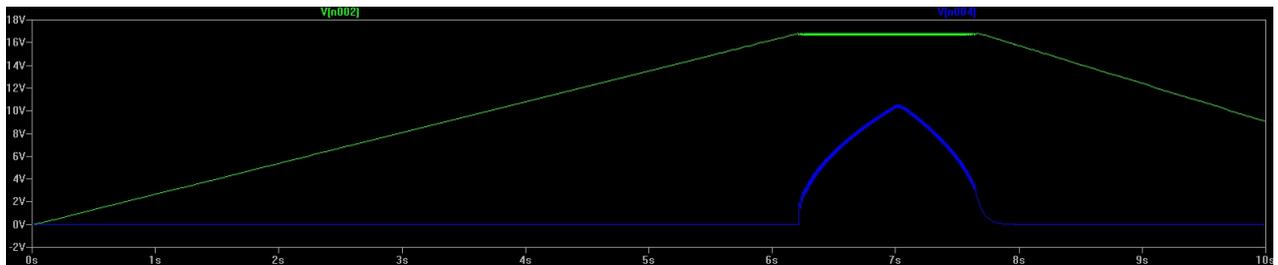


Abbildung 21: Simulationsergebnisse des MPP-Trackers

Die grüne Kurve soll den Spannungsverlauf der Solarzelle darstellen, während der blaue Spannungsverlauf die Ausgangsspannung der Schaltung ist. Mit Hilfe von LT Spice konnten auch die Schaltungsverluste über dem p-MOSFET bestimmt werden, welche sich im mW Bereich befanden.

Andreas Kieninger

3.1.5 Schaltungsaufbau

In Abbildung 22 wurde die Schaltung aus Abbildung 20 aufgebaut. Die Sonneneinstrahlung wurde mit einem 200 W Strahler simuliert.

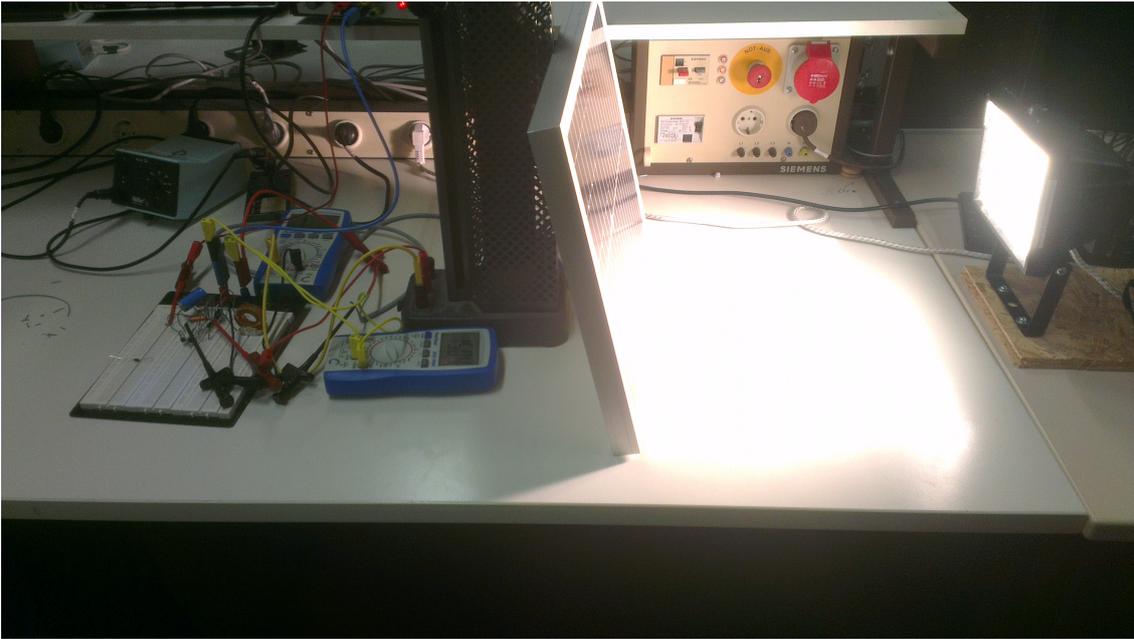


Abbildung 22: Schaltungsaufbau

Mit Hilfe der beiden Multimeter konnte die Solarspannung, wie auch die Ausgangsspannung gemessen werden. Der Ausgangswiderstand ist ein Potentiometer und befindet sich rechts in der Abbildung und das Solarmodul ist daran angelehnt. Dadurch konnte der Ausgangswiderstand variiert werden, um die Schaltung für verschiedene ohmsche Lastfälle zu prüfen.

3.1.6 Probleme und deren Lösung

Beim Durchmessen der aufgebauten Schaltung hat man festgestellt, dass die Gatekapazität des p-MOS Transistors M1 zu langsam geladen wurde, d.h. der Gatestrom, der bei der Zustandsänderung fließt, war zu klein. Um dieses Problem zu lösen, wurde eine Stromverstärkung mit einem npn und pnp Transistor an den Ausgang des Operationsverstärkers gebaut, siehe Abbildung 23.

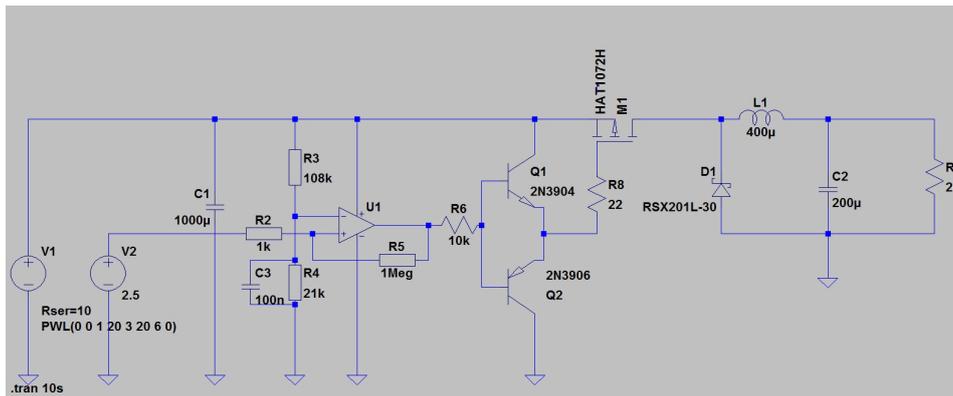


Abbildung 23: Schaltung mit Stromversärkung

Der Kondensator C3 wurde parallel zum Widerstand R4 geschaltet um hohe Frequenzen herauszufiltern, da ein Kondensator für hohe Frequenzen wie ein Kurzschluss wirkt ($Z_C = \frac{1}{j\omega C}$)

Dominik Niederdrenk

3.2 Kleingruppe 2: Akku

Die zweite Kleingruppe der Gruppe *Energieversorgung* besteht aus Martin Furlan, Martin Otto und Jenny Wu.

Die Kleingruppe hatte folgende Aufgaben:

- Auswahl eines geeigneten Akkus
- Realisierung eines vorgeschalteten Spannungsreglers
- Realisierung einer vorgeschalteten Strombegrenzung mit Rückstromunterdrückung
- Realisierung einer Schaltung zum Tiefentladeschutz
- Integration eines Not-Stromeingangs zur externen Aufladung des Akkus

Zum Zeitpunkt des Zwischenberichts war die Auswahl des Akkus abgeschlossen. Das entsprechende Datenblatt ist den Abbildungen 24 und 25 zu entnehmen.

Es wurde ein Blei-Akku mit einer Kapazität von $C_n = 7.2 \text{ A h}$ ausgewählt, der bei einer Nennspannung von $U_n = 12 \text{ V}$ arbeitet. Dabei war zu beachten, dass die eingangsseitige Ladespannung $U_{L,e}$ im Bereich $U_{L,e} = 13.6 \text{ V} \dots 13.8 \text{ V}$ liegen musste und der maximale Anfangs-Ladestrom $I_{L,0}$ den Wert $I_{L,0,max} = 1.08 \text{ A}$ nicht überschreiten durfte.

Daher mussten Schaltungen zur Spannungsregelung (siehe Abschnitt 3.2.1) und zur Strombegrenzung (siehe Abschnitt 3.2.2) entworfen werden, um den Akku beim Laden nicht zu überlasten. Des Weiteren wurde in der Strombegrenzungsschaltung eine Spannungsüberprüfung integriert, die eingangsseitig einen negativen Stromfluss (vom Akku zur Solarzelle) verhindern sollte.

Um den Akku vor Tiefentladung zu schützen, wurde außerdem eine Schaltung zum Tiefentladeschutz (siehe Abschnitt 3.2.3) umgesetzt. Diese sollte bei Unterschreiten einer definierten Spannungsgrenze am Ausgang des Akkus wirksam werden. Um ständiges Ein- und Ausschalten zu verhindern, wurde die Ansteuerung in Form eines Schmitt-Triggers implementiert.

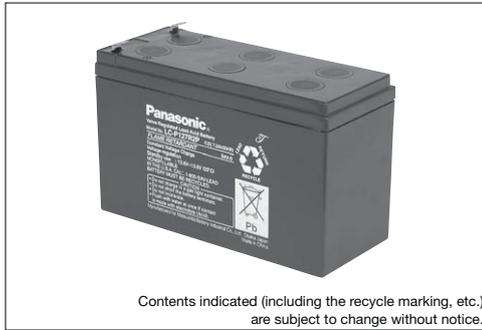
Martin Otto

Individual Data Sheets

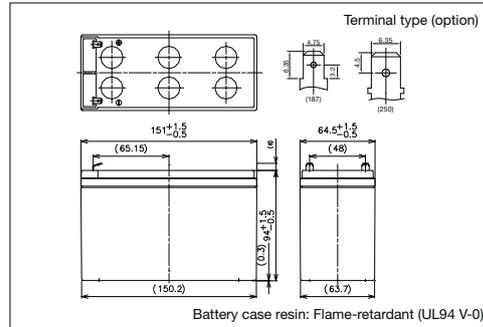


LC-P127R2P

For standby power supplies.
Expected trickle design life: 10 – 12 years at 20°C according to Eurobat.



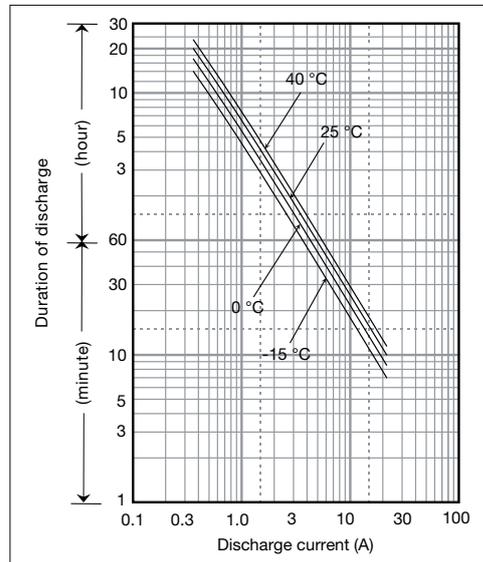
Dimensions (mm)



Specifications

Nominal voltage	12V	
Nominal capacity (20 hour rate)	7.2Ah	
Dimensions	Length	151mm
	Width	64.5mm
	Height	94mm
	Total Height	100mm
Approx. mass	2.5kg	
Terminal	Faston 187 or Faston 250 with hole	

Duration of discharge vs Discharge current



Characteristics

Capacity (25°C)	20 hour rate 10 hour rate 5 hour rate 1 hour rate	7.2Ah 6.8Ah 6.3Ah 4.9Ah
Internal resistance	Fully charged battery (25°C)	21mΩ
Temperature dependency of capacity (20 hour rate)	40°C 25°C 0°C -15°C	102% 100% 85% 65%
Self discharge (25°C)	After 3 months After 6 months After 12 months	91% 82% 64%

Watt Table

(Wattage/Battery)

Cut-off V	3min	5min	10min	15min	20min	30min	45min	1h	1.5h	2h	3h	4h	5h	6h	10h	20h	24h
9.6V	433	341	223	170	143	106	75.1	60.1	41.3	32.0	23.8	18.3	15.1	12.1	8.04	4.36	3.64
9.9V	401	320	218	169	140	105	74.7	60.1	40.5	31.7	23.7	18.2	15.0	12.1	8.00	4.34	3.62
10.2V	370	300	213	166	138	104	74.0	58.9	39.7	30.9	23.4	18.0	14.9	12.0	7.92	4.33	3.61
10.5V	329	269	197	154	131	102	72.8	57.7	38.9	29.8	23.1	17.9	14.7	11.8	7.88	4.32	3.60
10.8V	278	237	176	144	128	98	71.6	56.5	37.8	28.4	22.6	17.7	14.4	11.7	7.80	4.30	3.58

Ampere Table

(Ampere/Battery)

Cut-off V	3min	5min	10min	15min	20min	30min	45min	1h	1.5h	2h	3h	4h	5h	6h	10h	20h	24h
9.6V	38.9	30.6	19.9	14.8	12.3	9.1	6.4	5.1	3.50	2.70	2.00	1.53	1.26	1.012	0.670	0.363	0.303
9.9V	36.1	28.7	19.5	14.7	12.1	9.0	6.4	5.1	3.43	2.68	1.99	1.52	1.25	1.008	0.667	0.362	0.302
10.2V	33.3	26.9	19.0	14.4	11.9	8.9	6.3	5.0	3.36	2.61	1.97	1.51	1.24	1.000	0.660	0.361	0.301
10.5V	29.6	24.1	17.6	13.4	11.3	8.7	6.2	4.9	3.29	2.52	1.94	1.50	1.23	0.988	0.657	0.360	0.300
10.8V	25.0	21.3	15.7	12.5	11.0	8.4	6.1	4.8	3.20	2.40	1.90	1.48	1.20	0.972	0.650	0.358	0.298

Abbildung 24: Datenblatt des verwendeten Akkus [Panasonic_LC]

Individual Data Sheets



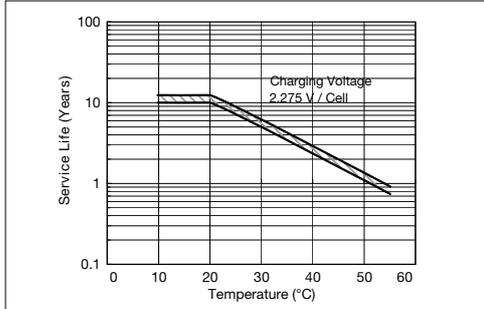
Charging Method

Trickle Use	Control voltage: 13.6 - 13.8V; Initial current: 1.08A or smaller
-------------	---

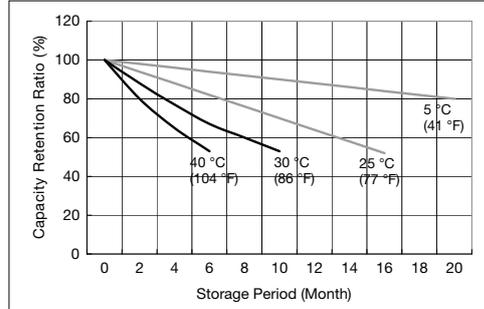
Cut off voltage

Discharge current	0.36A - 1.44A	1.44A - 3.6A	3.6A - 7.2A	7.2A - 14.4A	14.4A - 21.6A
Cut off voltage (V)	10.5	10.2	9.9	9.3	8.7

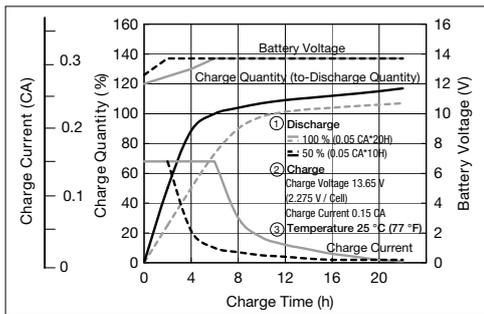
Influence of Temperature on Trickle life



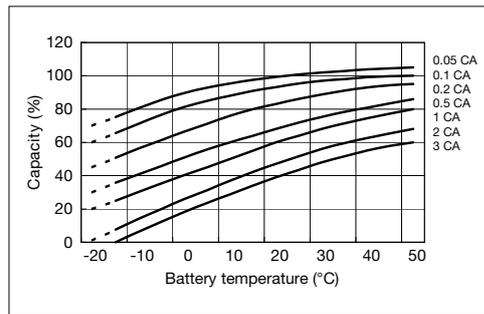
Residual capacity vs storage period



Constant-voltage and constant-current charge characteristics for Trickle use



Discharge capacity by temperature and by discharge current



Discharge characteristics

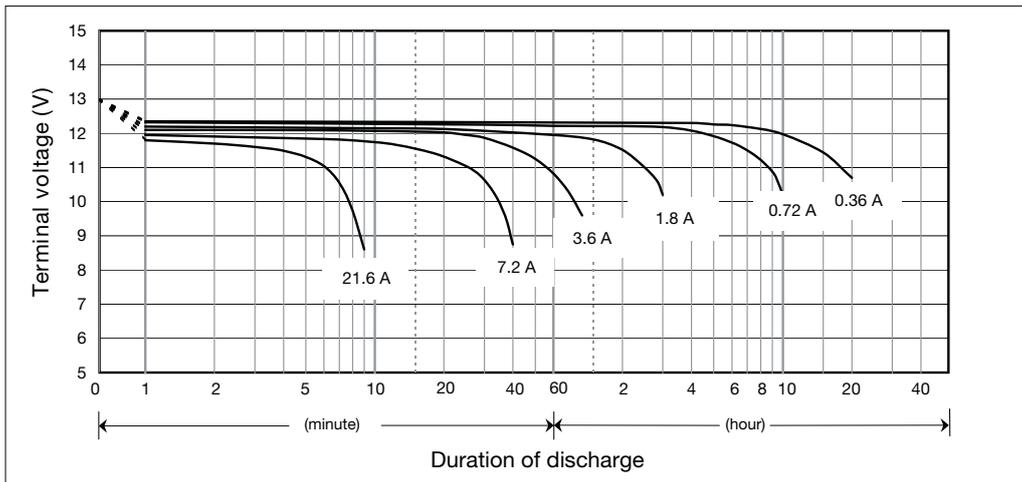


Abbildung 25: Datenblatt des verwendeten Akkus, Forts. [Panasonic_LC]

3.2.1 Spannungsregelung

Ein Blei-Akku wird mit einer konstanten Spannung geladen. Deswegen ist eine Spannungsregelung notwendig.

Um die Ladespannung annähernd konstant zu halten, wird ein Schaltregler verwendet, der als SEPIC-Wandler ausgeführt ist. Ein SEPIC-Wandler hat die Eigenschaft, eine konstante Ausgangsspannung bei sowohl kleinerer als auch größerer Eingangsspannung (im Verhältnis zur Ausgangsspannung) zu liefern.

Bis jetzt wurde die Schaltung simuliert und dimensioniert. Für die Simulation wurde folgende Beschaltung eines LT1370 Schaltreglers verwendet:

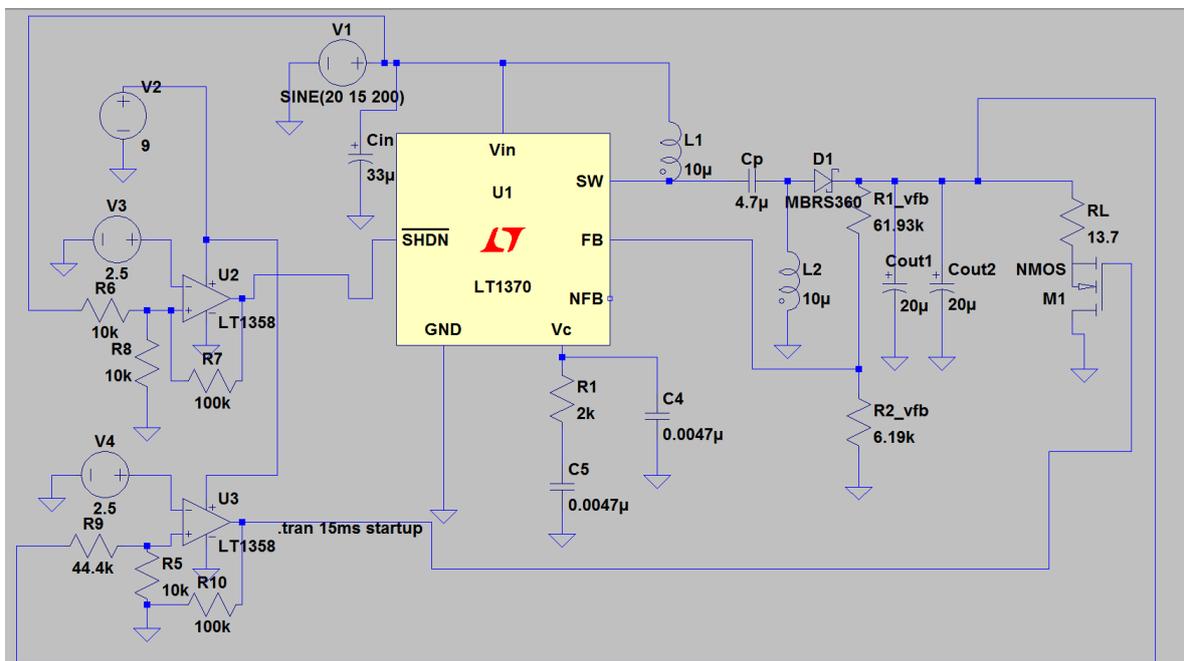


Abbildung 26: Simulationsaufbau

Des Weiteren sind noch Spannungsüberprüfungen eingebaut, damit unter einer gewissen Quellenspannung des Solarpanels keine Leistung gezogen wird und damit die richtige Ladespannung für den Akku sichergestellt werden kann. Da die genauen Werte der zur Verfügung stehenden Spannungen und Ströme noch nicht bekannt sind, wurden für die Dimensionierung mehrere großzügig gewählte Annahmen getroffen.

Im folgenden Abschnitt werden die verschiedenen Größen erklärt und die Berechnung durchgeführt:

- $U_{in_{min}} = 6 \text{ V}$...minimale Eingangsspannung
- $U_{in_{max}} = 22 \text{ V}$...angenommene maximale Eingangsspannung
- $U_{out} = 13.7 \text{ V}$...Ausgangsspannung
- $U_{fwd} = 0.8 \text{ V}$...Vorwärtsspannung der Schottky-Diode (aus Datenblatt)
- $\Delta U_{ripple} = 0.05 \text{ V}$...maximale Ripple-Spannung (überlagerte Wechselspannung) am Ausgang
- $I_{in} = 3 \text{ A}$...angenommener maximaler Eingangsstrom
- $I_{out} = 1 \text{ A}$...maximaler Ausgangsstrom
- $\eta_u = 0,8$...angenommener minimaler Wirkungsgrad
- $f_s = 500 \text{ kHz}$...Schaltfrequenz des Schaltreglers
- $f_{s_{min}} = 460 \text{ kHz}$... minimale Schaltfrequenz des Schaltreglers
- $\Delta I_{L_{prozent}} = 30 \%$... maximal zulässiger Ripple-Strom durch die Spulen
- $R_{2V_{fb}} = 6.19 \text{ k}\Omega$...Widerstand vom Feedback Pin gegen Masse (vorgegeben)
- $V_{fb} = 1.245 \text{ V}$... anliegende Spannung am Feedback Pin

Nun kommen wir zur Berechnung der benötigten Werte:

Als erstes wird der Duty-Cycle (An-Zeit des Signales) berechnet.

$$D = \frac{U_{out} + U_{fwd}}{U_{in} + U_{out} + U_{fwd}}$$

D_{max} erhält man, wenn man für $U_{in} = U_{in_{min}}$ einsetzt. D_{min} ergibt sich dann also für $U_{in} = U_{in_{max}}$. Damit erhält man $D_{max} = 0,707$ und $D_{min} = 0,397$.

Als Nächstes wird der effektive Eingangsstrom berechnet:

$$I_{in_{eff}} = \frac{I_{in}}{\eta_u} = 3.75 \text{ A}$$

Daraus kann jetzt der Ripple-Strom durch die Spulen berechnet werden:

$$\Delta I_L = I_{in_{eff}} * \Delta I_{L_{prozent}} = 1.13 \text{ A}$$

Da der Ripple-Strom nun bekannt ist, kann die minimale benötigte Induktivität berechnet werden:

$$L_{min} = \frac{1}{2} \frac{U_{in_{min}} * D_{max}}{\Delta I_L * f_{s_{min}}} = 4.1 \mu\text{H}$$

Um eine Spule auswählen zu können, muss noch der Spitzenstrom durch diese bestimmt werden:

$$I_{L_{peak}} = I_{in_{eff}} + \frac{\Delta I_L}{2} = 4.31 \text{ A}$$

Da die Spulen nun ausgelegt sind, werden nun die Kondensatoren berechnet. Als erstes werden die Ströme durch die Kondensatoren bestimmt:

$$I_{C_{out_{rms}}} = I_{out} * \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 1.87 \text{ A}$$

$$I_{C_{in_{rms}}} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = 0.325 \text{ A}$$

$$I_{C_{p_{rms}}} = I_{in_{eff}} * \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{D_{max}}} = 2.41 \text{ A}$$

Die Stromfestigkeit der Spulen und Kondensatoren darf diese Werte nicht unterschreiten! Die Bauteile würden sonst zerstört werden.

Zum Schluss werden noch die minimale Ausgangskapazität und der Spannungsteiler für den Feedback Pin berechnet:

$$C_{out_{min}} \geq \frac{I_{out} * D_{max}}{\Delta U_{ripple} * f_{s_{min}}} = 36.9 \mu\text{H}$$

$$R_{1_{V_{fb}}} = R_{2_{V_{fb}}} * \frac{U_{out}}{V_{fb}} - 1 = 61.93 \text{ k}\Omega$$

Nun sind alle Werte bekannt, die man benötigt. Lediglich C_{in} und C_p müssen noch abgeschätzt werden. Explizit berechnet werden diese aber nicht.

Martin Furlan

3.2.2 Strombegrenzung

Die Schaltung zur Strombegrenzung dient dazu, den Ladestrom des Akkus zu begrenzen. Laut Datenblatt (siehe Abbildung 25) sollte dieser den Wert $I_{L,0,max} = 1.08 \text{ A}$ nicht überschreiten.

Prinzip der Schaltung zur Strombegrenzung

Um den Strom ohne großen schaltungstechnischen Aufwand zu begrenzen, bot sich eine Schaltung mit einem p-MOSFET-Schalter an. Dieser sollte gemäß Abbildung 27 durch einen Widerstand vor dem Source-Anschluss geregelt werden.

Dazu wurden zwei Dioden (jeweils mit $U_F = 0.7 \text{ V}$) parallel zu R_B und dem Gate des p-MOSFETs in Reihe geschaltet. Mit diesem relativ konstanten Spannungsabfall von $U_{Dioden} \approx 1.4 \text{ V}$ und durch die Auswahl eines geeigneten Widerstands bewirkt die Schaltung ein Absättigen des Stromes durch den p-MOSFETs bei $I_L \approx 1.08 \text{ A}$.

Der genaue Wert des Sättigungsstromes hängt im Wesentlichen von den Werten von R_B und R_E , vom p-MOSFET selbst sowie von der Eingangsspannung U_E und der Akkuspannung U_{Akkus} ab. Der Innenwiderstand R_i des Akkus wurde für die folgenden Betrachtungen als $R_i = 40 \text{ m}\Omega = \text{konst.}$ angenommen. Er hat auf Grund seines geringen Wertes kaum Einfluss auf die Funktionsweise der Schaltung.

Berechnung des Arbeitspunktes

Im Folgenden sei exemplarisch die Berechnung des Arbeitspunktes der Grundschaltung durchgeführt. Die Schaltung selbst ist durch Abbildung 27 gegeben.

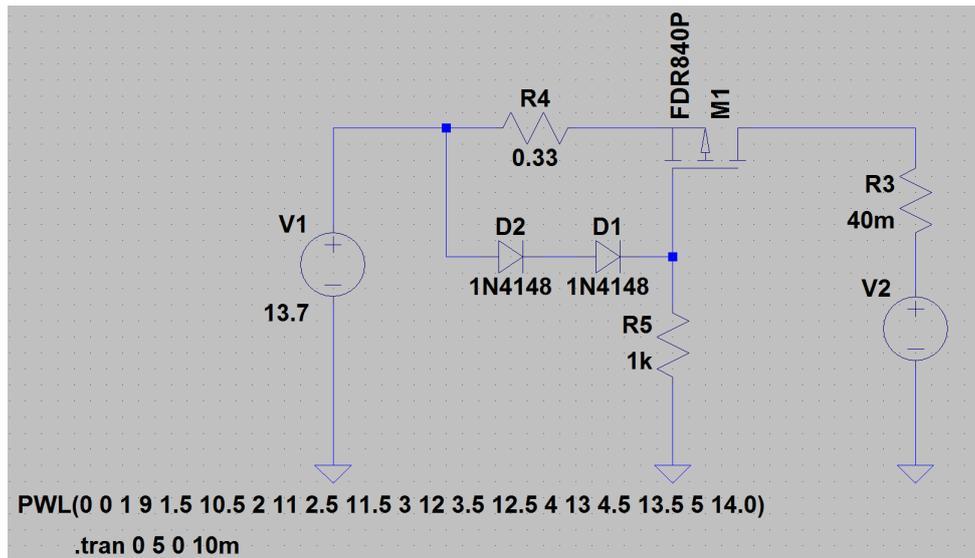


Abbildung 27: Prinzip der Schaltung zur Strombegrenzung

Es wurden folgende (vorläufige) Annahmen getroffen:

- $U_E = 14.0 \text{ V} \dots 14.4 \text{ V}$
- $U_{Akku} = 10.5 \text{ V} \dots 13.8 \text{ V}$
- $I_{L,max} = I_{L,0,max} = 1.08 \text{ A}$
- $R_i = R_{i,0} = 40 \text{ m}\Omega$

Für den Transistor wurden folgende Kennwerte verwendet:

- $U_{th,p} = U_{th,p,0} = -0.9 \text{ V}$
- $k_p = \mu_h \cdot C'_{ox} = 50 \mu\text{A}/\text{V}^2$
- $\frac{W_p}{L_p} = 1 \cdot 10^6$

Zur Bestimmung des Arbeitspunktes wurde angenommen, dass der Spannungsabfall über der Schaltung, $\Delta U = U_E - U_{Akku}$, groß genug ist, um die Dioden in den leitenden Zustand zu versetzen. Damit ergab sich:

$$\begin{aligned} U_F &= 0.7 \text{ V} \\ \Rightarrow U_{R,B} + U_{SG} &= 1.4 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.2.1)$$

Unter der Annahme, dass der Transistor in Sättigung betrieben wird, was bei größeren Spannungsabfällen ΔU erfüllt ist, ergibt sich bei Vernachlässigung der Kanallängenmodulation die vereinfachte Kennliniengleichung für die Sättigung:

$$I_L \approx \frac{k_p}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot (U_{SG} + U_{th,p})^2 \quad (3.2.2)$$

Aus Gleichung 3.2.1 und mit $U_{th,p} = 0.9 \text{ V}$ folgt für Gleichung 3.2.2:

$$\begin{aligned} U_{SG} &= -U_{R,B} + 1.4 \text{ V} \\ \Rightarrow I_L &\approx \frac{k_p}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot (-U_{R,B} + 1.4 \text{ V} - 0.9 \text{ V})^2 \\ \Leftrightarrow I_L \cdot \frac{2}{k_p} \cdot \frac{L}{W} &\approx (-U_{R,B} + 0.5 \text{ V})^2 \\ \Rightarrow U_{R,B} &\approx 0.5 \text{ V} - \sqrt{I_L \cdot \frac{2}{k_p} \cdot \frac{L}{W}} \\ U_{R,B} &\approx 0.292 \text{ V} \end{aligned}$$

Damit konnten die Widerstände R_B und R_E dimensioniert werden:

$$\begin{aligned} R_B &= \frac{U_{R,B}}{I_{L,max}} \approx 0.271 \Omega \\ \Rightarrow R_B &= 0.33 \Omega \pm 5\% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_E &\approx 1 \text{ k}\Omega && \Rightarrow \\ \Rightarrow R_E &= 1 \text{ k}\Omega \pm 5\% \end{aligned}$$

Die Simulation ergab das gewünschte Verhalten der Grundsaltung. Dabei wurde klar, dass diese Schaltung – auf Grund des relativ großen Spannungsabfalls U_{SG} – einen deutlich höheren Leistungsverbrauch hat als vergleichbare Lösungen mit Spannungsregler-Bausteinen. Trotzdem wurde die Schaltung beibehalten, um den Schaltungsaufwand in Grenzen zu halten.

Erweiterung der Schaltung

Zusätzlich zu ihren strombegrenzenden Eigenschaften sollte die Schaltung verhindern, dass ein Strom vom Akku in die Solarzelle zurückfließt. Dazu wurde eine unkonventionelle Teilschaltung implementiert: Ein p-MOSFET mit entgegengesetzt zur positiven

Stromrichtung gepolter Body-Diode. Über einen Schmitt-Trigger wird geprüft, ob die Spannung am Akku größer als die am Eingang ist, wobei beim Schalten des Komparators auf *high* der p-MOSFET den Strom abschalten sollte.

Frühe Simulationen ergaben, dass der p-MOSFET ohne weitere Beschaltung nicht dazu in der Lage war, den Strom schnell genug abzuschalten. Die Folge waren hohe Stromspitzen in Rückwärtsrichtung. Deshalb wurde eine Gatetreiber-Schaltung an den Ausgang des Schmitt-Triggers angeschlossen, um die gewünschte Funktionsweise der Schaltung zu gewährleisten.

Es ergab sich das in Abbildung 28 dargestellte vollständige Schaltbild.

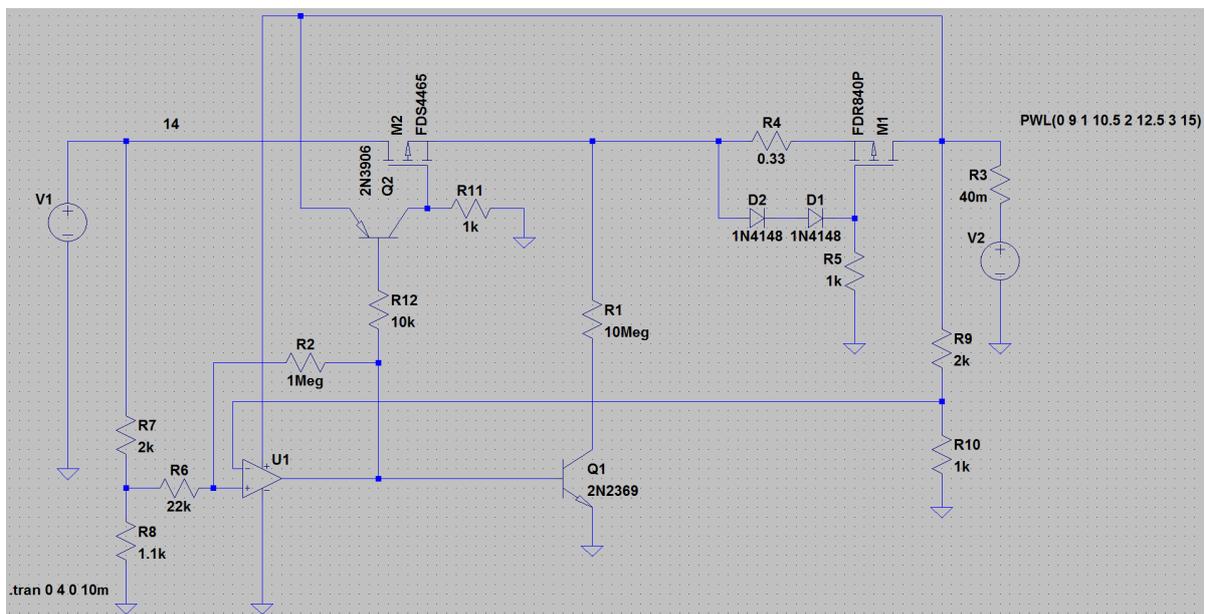


Abbildung 28: Vollständige Schaltung zur Strombegrenzung

Zur Dimensionierung der Schaltung wurden weitere Simulationen durchgeführt. Wichtig war dabei vor allem die richtige Dimensionierung der Spannungsteiler und Widerstände für den Schmitt-Trigger, um ein sicheres Schalten des Stromes zu erreichen.

Der Testaufbau und der Entwurf der Platine stehen noch aus.

Martin Otto

3.2.3 Tiefentladeschutz

Der Tiefentladeschutz sorgt dafür, dass sich der Akku bei einer Unterschreitung der voreingestellten Spannung vom Verbraucher trennt. Sobald ein gewisser Wert wieder überschritten wird, wird der Verbraucher wieder dazugeschaltet. Bei dem Blei-Akku liegen die Spannungsgrenzen bei 10.5 V und 12.1 V.

Schaltplan

Als Leitfaden für den Tiefentladeschutz hat man sich die Schaltung des Akkuwächters von Conrad genommen.

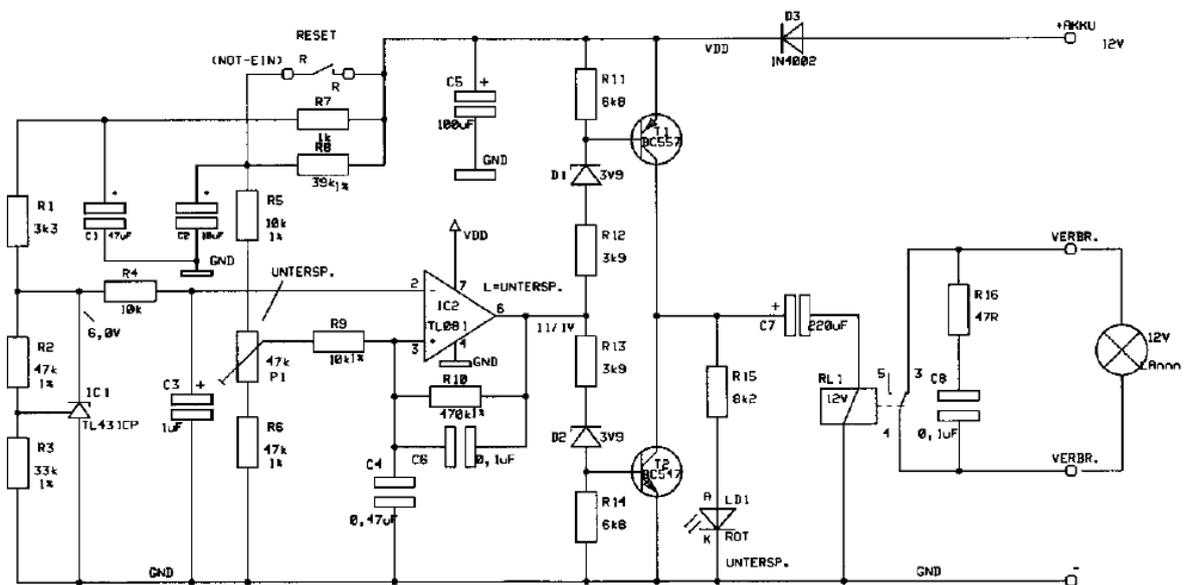


Abbildung 29: Schaltplan: Tiefentladeschutz [Conrad]

Dimensionierung

Die Dimensionierung der Schaltung wurde noch nicht vorgenommen und die Spannungsgrenzen liegen noch bei 10.8 V und 12.5 V.

Jenny Wu

3.3 Kleingruppe 3: Ausgang

Zu dem dritten Bereich der Energieversorgungsgruppe gehören Alina Krivoi, Sylvana Kalmutzki und Maximilian Bulwahn. Da das sich selbst ausrichtende Solarmodul hauptsächlich mittels eines Akkus betrieben werden soll, müssen die für die anderen Gruppen benötigten Spannungen bereitgestellt werden und ein USB-Port zum Laden eines Handys realisiert werden.

3.3.1 Herangehensweise und Schaltungsidee

In der Anfangsphase mussten die verschiedenen Anforderungen der anderen Gruppen eingeholt und mit den Eigenen in Einklang gebracht werden. Die 10,5 bis 12 V des Akkuausganges sollten so geregelt werden, dass für die anderen Gruppen und deren Schaltungen zwei Ausgänge mit 5 V und 9 V zur Verfügung stehen. Nach ersten Überlegungen standen für die Umsetzung dieser Aufgabe zwei Reglertypen zur Auswahl: Linear- und Schaltregler. Da der Solarzelle nicht unendlich viel Energie zu entnehmen ist, war die Effizienz des Reglers ein wichtiger Kritikpunkt, sodass nach ersten Recherchen und Abwiegen der anderen Vor- und Nachteile die Entscheidung auf Schaltregler fiel.

Des Weiteren musste eine sinnvolle Ausführung der Handy-Lade-Option gefunden werden. Nach mehrfachen Absprachen mit der MC-Gruppe galt es eine doppelt abgesicherte Ein- beziehungsweise Ausschaltung des Energiesparmodus zu verwirklichen. Die Ausgangsgruppe erhält dabei von der MC-Gruppe ein Signal (Spannungssignal → an oder keine Spannung → aus) und vergleicht dieses mit einem eigenen Signal derselben Form (Spannungssignal → aus oder keine Spannung → an). Das eigene Signal soll mittels eines Komparators mit Hysterese und eines Inverters verändert werden. Diese beiden On/Off-Spannungen sollen mittels einer logischen AND-Verknüpfung die doppelte Absicherung unseres Energiesparmodus darstellen. Als einfachen Schalter wird ein MOSFET präferiert.

Die ersten Schaltungsideen sind im Blockschaltbild Abbildung 30 zu erkennen. Blau hinterlegt sind die bereits beschriebenen Aufgaben, mit denen sich die Ausgangsgruppe beschäftigt.

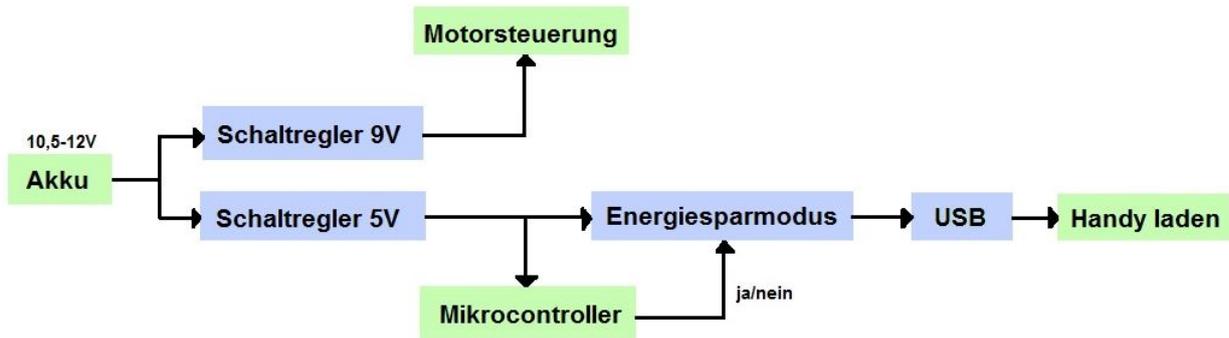


Abbildung 30: Blockschaltbild für den Ausgang

3.3.2 Auswahl der Bauelemente

Für die Regelung der Spannung werden zwei Schaltregler benötigt, Einen für jeden Ausgang. Es wird für beide Ausgänge der Gleiche bevorzugt, um überflüssigen Aufwand zu reduzieren. Der gesuchte Schaltregler sollte effizient arbeiten, Ströme von bis zu 3 A vertragen können und in der Verschaltung nicht unnötig schwer zu verstehen sowie zu realisieren sein. Nach einiger Zeit der Ermittlung wurde der IC LM2576-ADJ gefunden. Dieser erfüllt alle bereits weiter oben beschriebenen Voraussetzungen, besitzt sogar einige Schutzfunktionen und erleichtert aufgrund der relativ niedrigen Taktfrequenz von 52 kHz die Gestaltung des Board-Layouts. Zusätzlich kann, wie gewünscht, die Ausgangsspannung variable zwischen $1,2\text{ V}$ und 50 V eingestellt werden, sodass die endgültige Entscheidung schnell getroffen war.

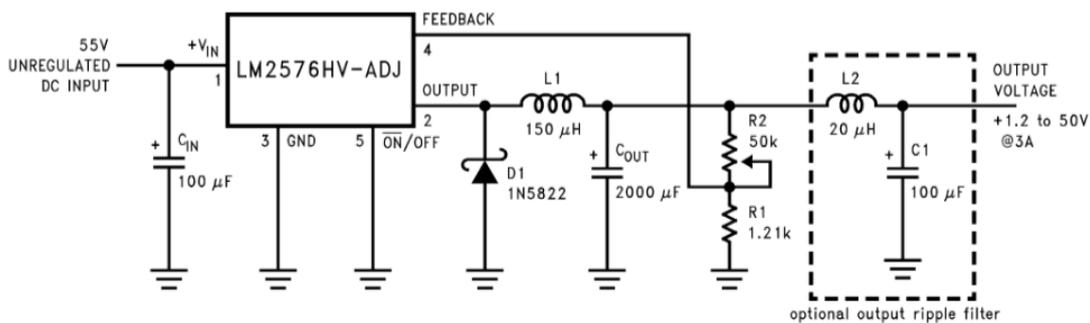


Figure 33. 1.2V to 55V Adjustable 3A Power Supply with Low Output Ripple

Abbildung 31: Schaltregler LM2576-ADJ, Verschaltung [Texas Instruments]

Mithilfe des Datenblattes erfolgte die Dimensionierung des LM2575-ADJ für eine $U_a = 5\text{ V}$ Ausgangsspannung. Zuerst wurde der Widerstand $R1 = 1\text{ k}\Omega$ gewählt. Die Berechnung

von $R2$ erfolgt dann mittels der Formel (mit $V_{ref} = 1,23V$):

$$R2 = R1 \cdot \left(\frac{V_{out}}{V_{ref}} - 1 \right) = 1 \text{ k}\Omega \cdot \frac{5V}{1,23V} = 4 \text{ k}\Omega \quad (3.3.1)$$

Die Bestimmung der Induktivität geschieht über die Ermittlung eines Verhältnisses EM (mit f in kHz):

$$EM = (V_{in} - V_{out}) \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{1000}{f} = (14 - 5) \cdot \frac{5}{14} \cdot \frac{1000}{52} V\mu s = 61,81 V\mu s \quad (3.3.2)$$

Mithilfe des Diagramms in Abbildung 32 wird nun die benötigte Induktivität L_1 abgelesen.

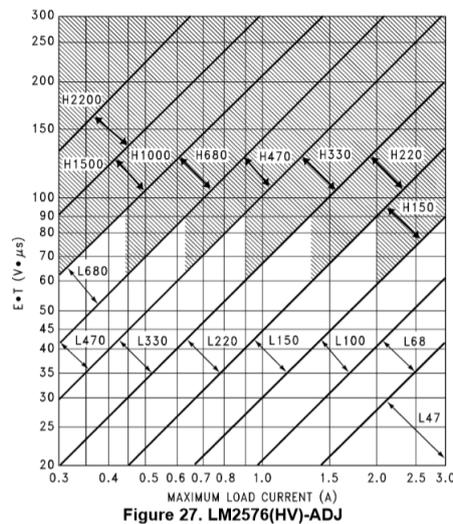


Abbildung 32: Grafik zur Bestimmung der Induktivität L_1 [Texas Instruments]

Anschließend erfolgt die Berechnung der Kapazität C_{out} mithilfe von:

$$C_{out} = 13300 \cdot \frac{V_{in,max}}{V_{out} \cdot L[\mu H]} = 13300 \cdot \frac{14V}{5V \cdot 100\mu H} \mu F = 36,4 \mu F \quad (3.3.3)$$

Die Kennwerte des Ripple-Filter, $L2 = 20 \mu H$ und $C1 = 100 \mu F$, können bedenkenlos übernommen werden. Die Dimensionierung für den 9 V-Ausgang erfolgt analog und liefert:

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad (3.3.4)$$

$$R_2 = 6,3 \text{ k}\Omega \quad (3.3.5)$$

$$EM = 55,4 \text{ V}\mu s \rightarrow L = 68 \mu H \quad (3.3.6)$$

$$C_{out} = 304,25 \mu F \quad (3.3.7)$$

3.3.3 Simulation und Testaufbau

Da der ausgewählte Schaltregler in dem Simulationsprogramm LTSpice nicht als Bauteil vorhanden ist und die Erstellung eines eigenen Bauelements die bisherigen Kenntnisse der Gruppenmitglieder übersteigt, erfolgte die Simulation mit einem anderen, dem LM2576-Adj sehr ähnlichen Schaltregler, dem LT1076. Die zuvor dimensionierten restlichen Bauteile wurden in der Simulation übernommen. Die Schaltung des 5 V-Spannungsreglers in LTSpice ist in Abbildung 33 dargestellt.

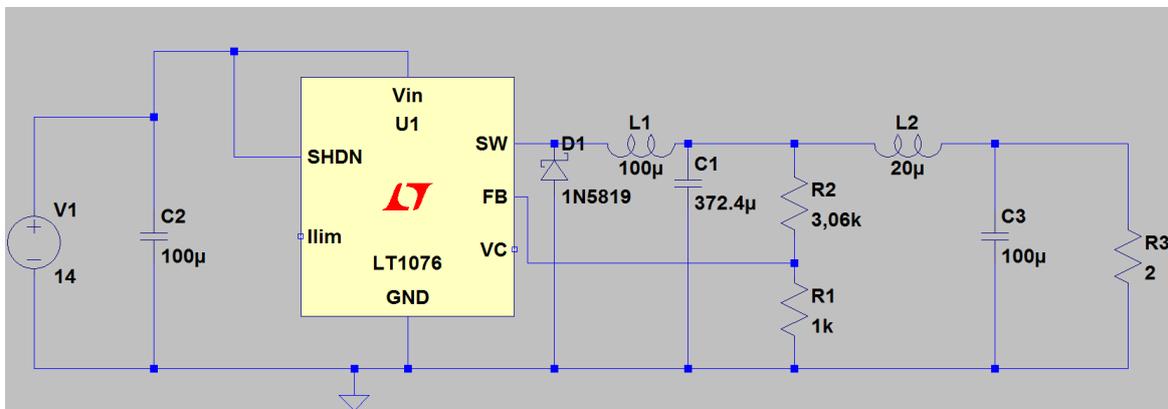


Abbildung 33: Schaltung des 5V-Spannungsreglers

Mit LTSpice wird nun die Spannung und der Strom am Ausgang über dem Widerstand $R_3 = 2 \Omega$ simuliert. Dieser Widerstand wurde so gewählt, dass bei einem Strom von $I_a = 2 \text{ A}$ eine Spannung $U_a = 5 \text{ V}$ abfällt. Die beiden nachfolgenden Abbildungen 34 und 35 zeigen die jeweiligen Verläufe.

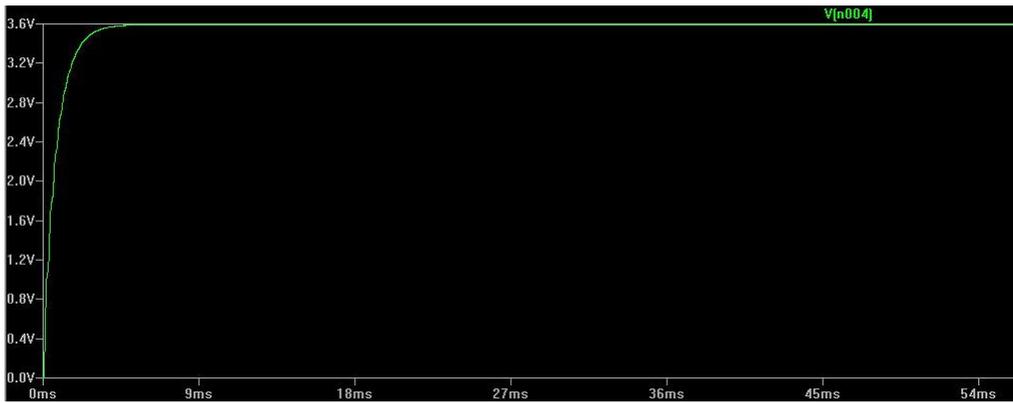


Abbildung 34: Simulation der Ausgangsspannung, 5V-Spannungsreglers

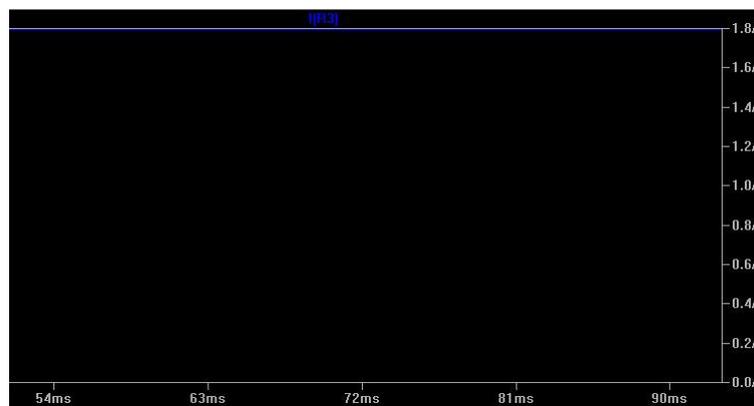


Abbildung 35: Simulation des Ausgangsstroms, 5V-Spannungsreglers

Leider sind mit $3,6\text{ V}$ Ausgangsspannung und $1,8\text{ A}$ Strom am Ausgang nicht die gewünschten Werte erreicht, jedoch wurden die Bauteile nicht für diesen Schaltregler dimensioniert und somit treten Ungenauigkeiten auf.

Mit dem Testaufbau wurde begonnen, da aber nicht alle benötigten Bauteile zur Verfügung standen wird dieser zu einem späteren Zeitpunkt durchgeführt.

Alina Krivoi, Sylvana Kalmutzki und Maximilian Bulwahn

4 Motoren

Wie der Name schon vermittelt, ist diese Gruppe zuständig für eine der Kernfunktionen des Projekts *DERP*- wir ermöglichen die Dynamik des Solarpanels.

Die Motorgruppe besteht wiederum aus den Untergruppen *Sensor*, *Regler* und *H-Brücke*. Mit der *Regler*-Gruppe, die ihre Aufgabe in der Steuersignalumwandlung und Regelung der Motoren trägt, besitzt die Gruppe *H-Brücke* aufgrund der Komplexität die Aufgabe ausschließlich einen Motortreiber umzusetzen. Letztlich dient die *Sensor*-Gruppe zur Realisierung des Feedbacks gemessener Daten wie der Position der Motoren bzw. des Panels, der Drehzahl und einem Add-on wie die Temperatur des Treibers.

4.1 Kleingruppe 1: Sensorgruppe

4.1.1 Temperaturmessung

Um im Fehlerfall zu verhindern, dass der überhitzte Motor wichtige Halbleiterbauteile zerstören könnte, haben wir uns dazu entschieden einen Temperatursensor bei der H-Brücke zu platzieren. Dieser ordnet der Temperatur eine proportionale Spannung zu, die nach entsprechender Verstärkung der Regelungsgruppe zugeführt wird. Wenn die für die Leistungshalbleiterbauelemente kritische Temperatur erreicht wird, kommt es zu einem Notaus.

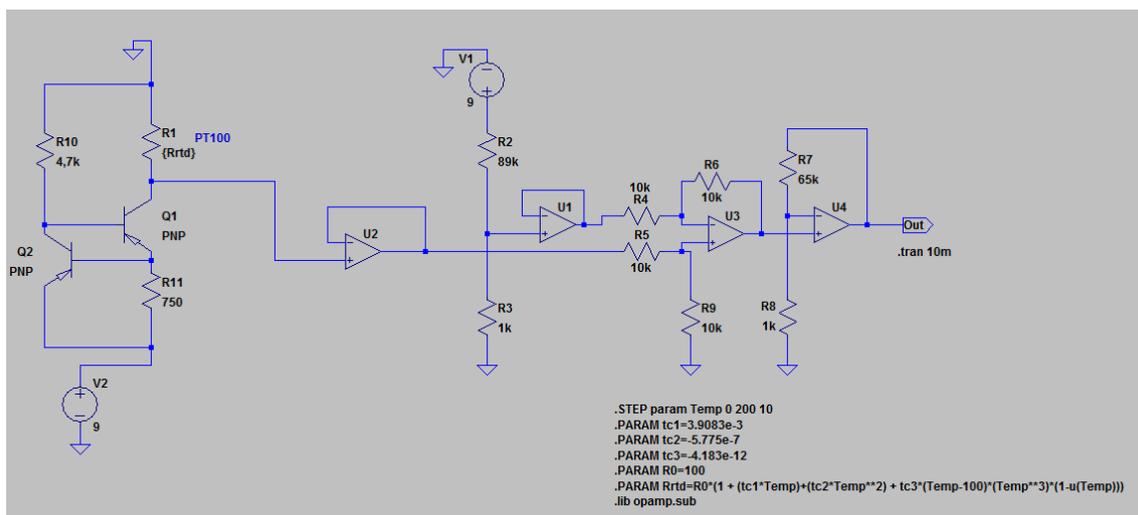


Abbildung 36: Schaltung zur Temperaturmessung

Die Schaltung funktioniert so, dass eine Konstantstromquelle einen gleichbleibenden Strom von 1 mA an den Temperatursensor PT100 gibt. Wäre der Strom über 5 mA, würde es zu einer Eigenerwärmung des Fühlers kommen und die Messung wäre verfälscht. Die Schaltung ist für Temperaturen zwischen 0°C und 200°C ausgelegt. Bei einer Temperatur von 0°C hat der PT100 einen Widerstand von 100Ω , bei 200°C einen Widerstand von $175,86\Omega$. Dementsprechend ergibt sich bei einem Strom von 1 mA ein Ausgangsspannungsintervall von 0 bis 175,86 mV. Damit die darauffolgende Schaltung keinen Einfluss auf das Messsignal hat, wird das Signal über eine Impedanzwandlerschaltung abgekoppelt. Anschließend erfolgt mit einer Subtrahiererschaltung eine Offsetbereinigung bei der 100 mV abgezogen werden, sodass fortan 0°C durch 0 mV und 200°C durch 75,86 mV repräsentiert werden. Mit einem nicht-invertierenden Verstärker werden die Signale abschließend mit einem Verstärkungsfaktor von 66 auf maximal 5 V verstärkt. Es ergibt sich ein Ausgangsspannungsbereich von 0 bis 5 V. Da die Leistungshalbleiterbauteile bei einer Temperatur von 175°C geschädigt werden könnten, wird die Regelungsgruppe die Stromversorgung des Motors bei einer Temperatur von 150°C , also bei einer Ausgangsspannung von 3,6 V, abbrechen.

4.1.2 Drehzahlmessung

Eine wichtige Messgröße für die Regelung ist die Motordrehzahl. Wenn die Regelungsgruppe beispielsweise von der Sensorik-Gruppe das Signal dafür bekommt, dass sich der Motor schnell nach rechts drehen soll, kann es sein, dass sich der Motor, z.B. wegen eines Steins, nicht bewegt obwohl ein Strom fließt. Die Ursache des Problems würde in dem Fall durch die Messung ermittelt werden.

Außerdem kann es auch vorkommen, dass ein zu großer Strom fließt und sich die Solarzelle zu schnell bewegt. In dem Fall stimmen Soll- und Ist-Drehzahl nicht überein und die Drehzahl wird dementsprechend runtergeregelt.

Die Messung erfolgt bei uns mit einem Impulsdrehzahlmesser. Dieser funktioniert nach dem Prinzip, dass an einer rotierenden Fläche angebrachte Markierungen erfasst werden und ein Impuls ausgegeben wird. Die Erfassung erfolgt hierbei optisch.

Zur Ermittlung der Drehzahl werden die Impulse ausgewertet. Hierzu kann über die Winkelgeschwindigkeit, welche definiert ist als die Winkeländerung über die Zeit, auf die Drehzahl geschlossen werden. Um die Auflösung und Genauigkeit der Impulsdrehzahlmessung zu verbessern, kann die Anzahl der Markierungen erhöht werden.

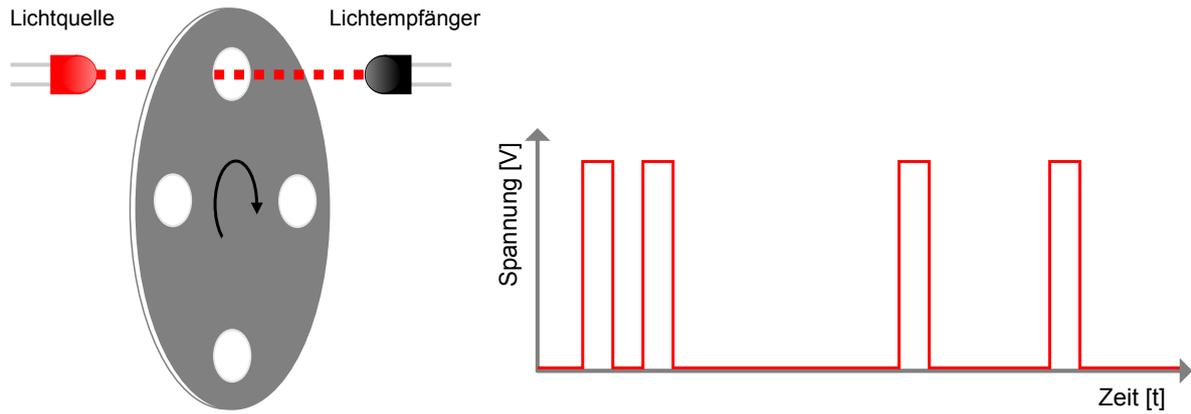


Abbildung 37: Prinzip der Impulsdrehzahlmessung

Bei der konkreten Realisierung der Messung wird durch den Motor ein Kreissegment zum Rotieren gebracht und durch eine Gabellichtschranke geführt.

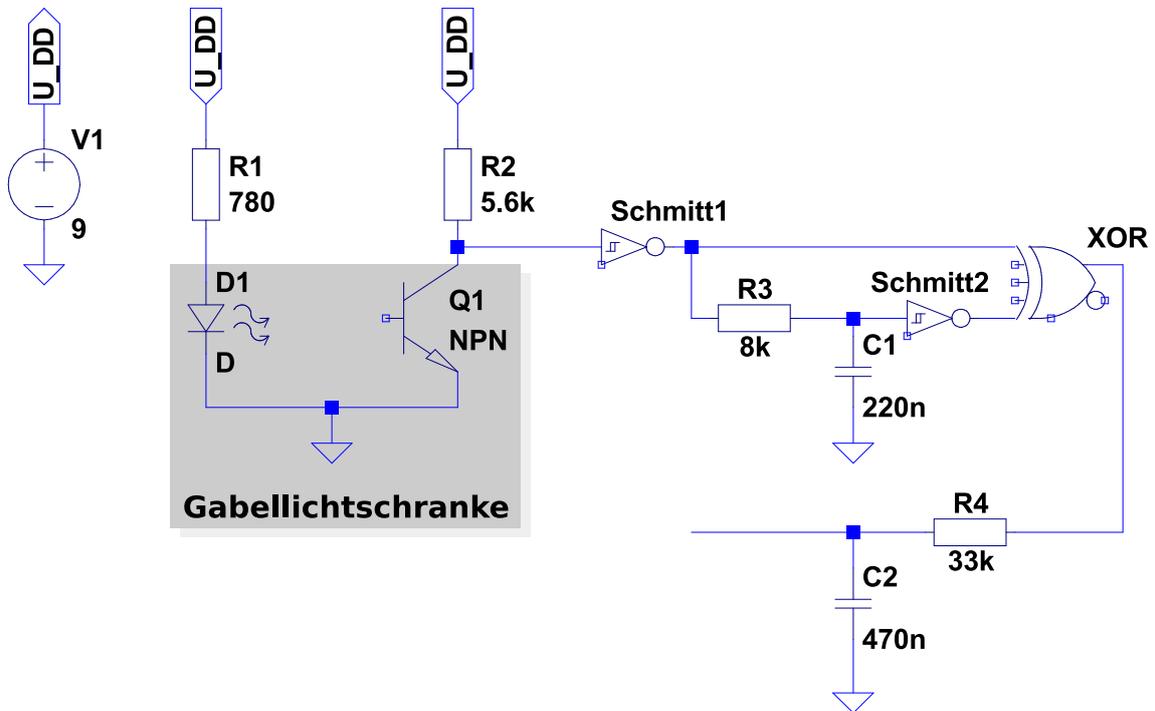


Abbildung 38: Schaltung zur Drehzahlmessung

4.1.3 Leistungsmessung

Damit der Motor nicht durch eine zu hohe Stromstärke geschädigt wird, erfolgt vor dem Motor eine Strommessung. Das Signal, das die Information über die Stromstärke liefert, wird an die Regelungsgruppe gegeben, die dann dafür sorgt, dass der zugeführte Strom begrenzt wird.

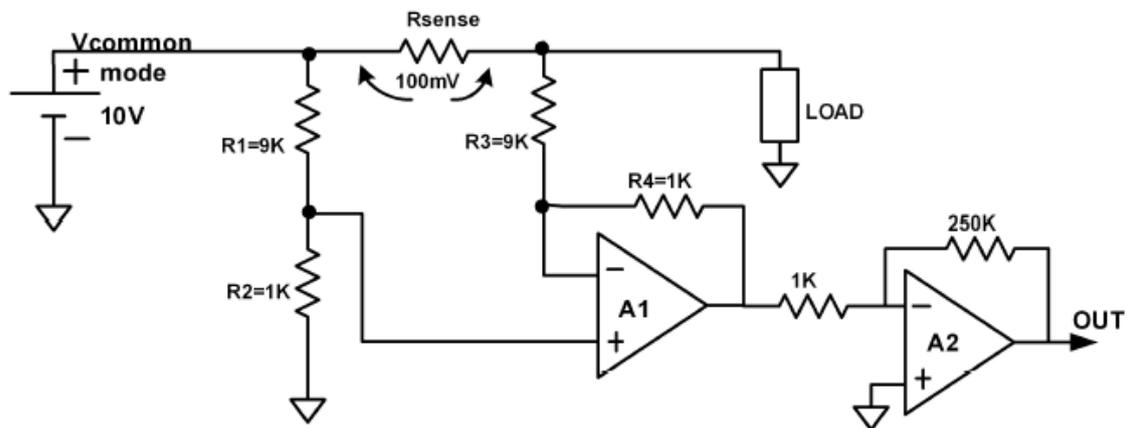


Abbildung 39: Schaltung zur Strommessung

Daniel Steckler, Sebastian Lasogga, Dennis

4.2 Kleingruppe 2: Reglergruppe

Die Reglergruppe erfüllt zwei Aufgaben für den Motor Betrieb. Den Vergleich des Soll- und Istzustands sowie die Generierung des PWM Signals für den Motortreiber.

4.2.1 Grundlagen

Die erste Aufgabe des Reglers ist es, die eingehenden Spannungen zu vergleichen und daraus ein Signal zu erzeugen, das den Motor korrekt regelt. Wir erhalten von extern eine Regelungsspannung, die uns sagt, was der Soll-Zustand des Motors ist. Diese Spannung bewegt sich von 0 V bis 5 V und steht für Stillstand, Drehmoment jeweils in die beiden Richtungen. Intern geht ebenfalls die Information des aktuellen Ist-Zustands von unserer internen Motorsensorgruppe ein. Diese sagt auf der gleichen Skala aus, in welche Richtung mit welcher Geschwindigkeit sich der Motor aktuell dreht. Mit Hilfe einer zweiten Baugruppe generieren wir auf Basis der gewonnenen Daten zu Soll- und Istzustand das PWM Signal für den Motortreiber.

Anm. d. Redaktion: Autor fehlt

4.3 Kleingruppe 3: H-Brücke

Die zuständige Gruppe für die H-Brücke besteht aus Jan-R. Dustmann, Johannes Richter und Benjamin Melzer.

Die H-Brücke dient als Motortreiber und ist somit unerlässlich für das Projekt. Nicht nur wird grundlegend die horizontale und vertikale Dynamik des Solarpanels ermöglicht, sondern auch die präzise Positionierung mittels Schrittmotor und der Leistungsumsetzung vom PWM-Signal durch die H-Brücke.

4.3.1 Grundlagen

Eine Brückenschaltung (bridge circuit) ist eine aus fünf Bauteilen bzw. Zweipolen angeordnete Schaltung, dessen schematischer Aufbau dem Großbuchstaben H ähnelt.

In der Messtechnik besteht die H-Schaltung zumeist aus ohmschen oder komplexen Widerständen mit einem Voltmeter in der Mitte. Hier wird das Konzept zweier paralleler Spannungsteiler mit drei bekannten und einer unbekanntem Komponente genutzt,

um sehr präzise Messungen an der unbekanntenen Komponente durchzuführen. In der Leistungselektronik nehmen Schalter in Form von Relais, Transistoren oder Dioden den Platz der Widerstände ein. Hier kann eine Last in der Mitte der H-Brücke, jetzt auch Vierquadrantensteller (h bridge) genannt, in Betrag und Vorzeichen manipuliert werden.

Dieses Schaltungskonzept schien demnach ideal, um die an unsere Kleingruppe gestellten Anforderungen – das Treiben eines Gleichstrommotors in variabler Richtung und Geschwindigkeit – zu erfüllen. So fingen wir an, uns mit dem Vierquadrantensteller (im weiteren Verlauf häufig auch einfach H-Brücke genannt) zu beschäftigen und eine an unsere Ansprüche angepasste Lösung zu suchen.

Es folgt nun ein Erläuterung des von uns verwendeten Schaltungsprinzipes und den ihm zugrunde liegenden Überlegungen.

Der Vierquadrantensteller ist eine Spezialform der H-Brücke. Häufig wird die Schaltung als Treiber einer Gleichstrommaschine verwendet. Durch einfaches Umschalten kann die Laufrichtung eingestellt werden. Abbildung 40 zeigt den Vorgang stark vereinfacht durch Schalter. Dennoch wird hieran noch eine weitere Eigenschaft deutlich: Durch periodische Öffnen und Schließen der entsprechenden Schalter kann über die Laufrichtung hinaus auch das Drehmoment des Motors manipuliert werden. Dabei wird durch Pulsweitenmodulation der Effektivstrom reguliert. Bei einem idealen Gleichstrommotor ist dieser proportional zum Drehmoment ($I \sim M$).



Abbildung 40: Änderung der Motorlaufrichtung durch beschaltete H-Brücke

Auf niedrigerer Abstraktionsstufe werden die Schalter durch Transistoren ersetzt. Schon allein da im Betrieb der Motoren zeitweise sehr hohe Ströme fließen, bieten sich hier MOSFETs an.

Verschiedene Ausführungen (siehe Abbildung 41) sind möglich. Reine n-MOSFET-Schaltungen profitieren von den generell guten Eigenschaften dieser Bauteile, haben allerdings den Nachteil, dass die Source-Pins der oberen MOSFETs nicht direkt auf Masse liegen und eine genau Definition des Potentials an dieser Stelle durch die Nichtlinearität des Motors nicht ohne weiteres möglich ist. Bei der gemischten Variante rechts entfällt das Problem. Dafür leidet sie unter den schlechteren Eigenschaften der p-MOSFETs und der Gefahr des Shoot-throughs, eines Kurzschlusses aufgrund einer Differenz zwischen Ein- und Abschaltzeit der MOSFETs.

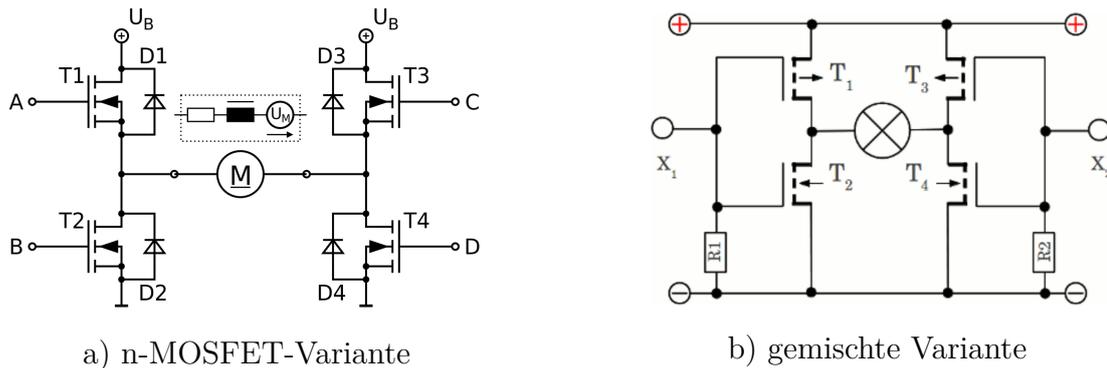


Abbildung 41: Gegenüberstellung zweier H-Brückenvarianten

Wir entschieden uns für die nur mit n-MOSFETs bestückte Grundschaltung, u.a. da durch die geringeren, beim Schaltprozess auftretenden, ohmschen Verluste eine höhere, von allen Gruppen verfolgte, Energieeffizienz möglich wird. Das oben geschilderte Problem wird durch das sogenannte Bootstrapping gelöst. Hierbei handelt es sich um ein Schaltungskonzept, das durch die Kopplung eines Kondensators kurzzeitig ein Messepotential an der gewünschten Stelle erzeugen kann.

Des weiteren muss das von der Regler-Kleingruppe bereitgestellte PWM-Signal in Abhängigkeit der geforderten Laufrichtung an die richtigen Gates unserer MOSFETs geführt werden. Hierzu verwenden wir eine Logikschaltung, die die gewünschte Richtung direkt über das am Bus liegende Signal der Sensor-Gruppe ermittelt.

Jan-Rudolf Dustmann

Abbildungsverzeichnis

1	allgemeines Blockschaltbild Projekt Derp	4
2	Spannungsteiler mit LDR	7
3	LDR Aufbau (experimentell)	8
4	Anordnung der LDRs	8
5	Schmitt-Trigger Sensorik	10
6	Schmitt-Trigger Sensorik, verändert	10
7	Graphik Schmitt-Trigger	13
8	LTSpice Schmeatic Schmitt-Trigger	13
9	Schematic CMOS Inverter	14
10	Graphik des CMOS Inverter	15
11	Schaltung und Schnittstelle zw. Untergruppen	17
12	Aufbau mit NE555 als Taktgeber und Transistor als Schalter	17
13	Schaltung	19
14	Schaltplan Strommessung am Akku	23
15	Schaltplan LCD	26
16	Schaltungsschema	27
17	Solarpanel [Ebay]	30
18	Typenschild des Solarmoduls [Ebay]	31
19	Kennlinie einer Solarzelle [Plumhoff]	31
20	Maximum Power Point Tracker	32
21	Simulationsergebnisse des MPP-Trackers	33
22	Schaltungsaufbau	34
23	Schaltung mit Stromversärkung	35
24	Datenblatt des verwendeten Akkus	37
25	Datenblatt des verwendeten Akkus, Forts.	38
26	Simulationsaufbau	39
27	Prinzip der Schaltung zur Strombegrenzung	43
28	Vollständige Schaltung zur Strombegrenzung	45
29	Schaltplan: Tiefentladeschutz	46
30	Blockschaltbild für den Ausgang	48
31	Schaltregler LM2576-ADJ, Verschaltung [Texas Instruments]	48
32	Grafik zur Bestimmung der Induktivität L_1 [Texas Instruments]	49
33	Schaltung des 5V-Spannungsreglers	50

34	Simulation der Ausgangsspannung, 5V-Spannungsreglers	51
35	Simulation des Ausgangsstroms, 5V-Spannungsreglers	51
36	Schaltung zur Temperaturmessung	52
37	Prinzip der Impulsdrehzahlmessung	54
38	Schaltung zur Drehzahlmessung	54
39	Schaltung zur Strommessung	55
40	H-Brücke - Änderung der Motorlaufrichtung	57
41	Gegenüberstellung zweier H-Brückenvarianten	58

Literatur

- [Ebay] <http://www.ebay.de/itm/20W-WATTSTUNDE-Solarmodul-20-Watt-MONO-PV-Solarpanel-12V-monokristallin-/151337293013>
Stand: 14.11.2015, 21.20 Uhr
- [Plumhoff] <http://www.plumhoff.eu/Veran/Girlsday/Kennlinie01.gif>
Stand: 14.11.2015, 21.50 Uhr
- [Conrad] http://www.produktinfo.conrad.com/datenblaetter/175000-199999/197300-as-01-de-Akku_Waechter.pdf
Stand: 1.12.15, 11.10 Uhr
- [Panasonic_LC] <http://industrial.panasonic.com/lecs/www-data/pdf2/ACD4000/ACD4000CE95.pdf>
Stand: 29.11.15, 23.50 Uhr
- [Texas Instruments] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576.pdf>
Stand: 20.11.2015, 19.30 Uhr