
DIPLOMARBEIT

Einzelleistung

Entwurf einer Weidezaunüberwachung im Zaunpfahl

2. Überarbeitete Version

Stromversorgung und Elektronik

Lukas Possenig 5AHMEA

Herr Dipl.-Ing Peter Duracher

ausgeführt im Schuljahr 2015/16

Abgabevermerk:

Datum: 08.04.2016

übernommen von:

DIPLOMARBEIT 2015/16

DOKUMENTATION

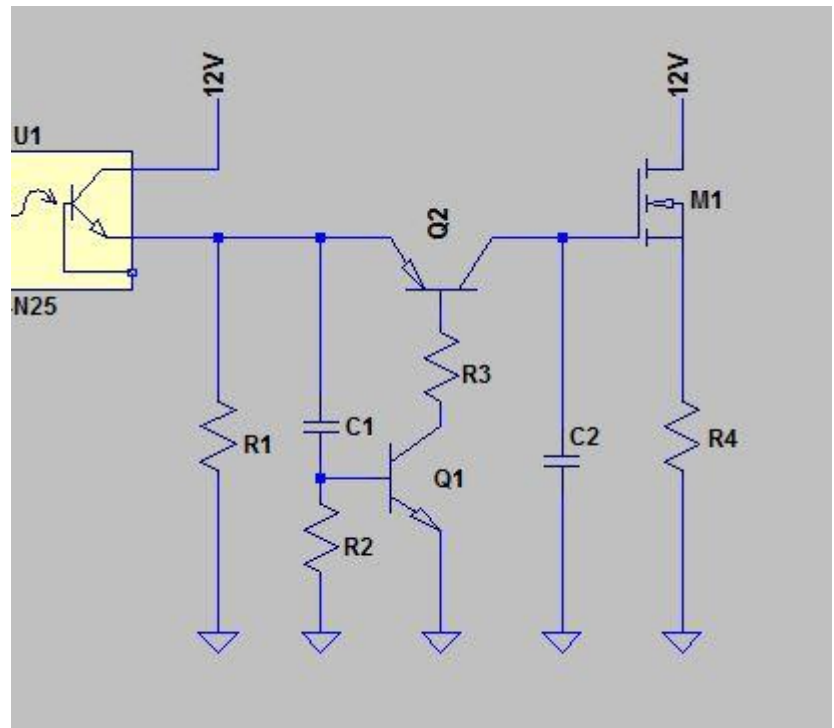
Namen der Verfasser/innen	Possenig Lukas
Jahrgang Schuljahr	2015 / 2016 13. Schulstufe
Thema der Diplomarbeit	Stromversorgung und Elektronik
Kooperationspartner	Hr. Filzmaier Josef MS Electronic GmbH

Aufgabenstellung	<p>Die Spannungsversorgung des bestehenden Gerätes sollte verändert bzw. dahingehend verbessert werden, dass ein effizienterer Betrieb ermöglicht wird.</p> <p>Die Messschaltung der Zaunspannung sowie die Messungen sollen verändert werden, sodass die die Auswertung einfacher und genauer erfolgen kann.</p>
------------------	---

Realisierung	<p>Die Spannungsversorgung wurde dahingehend verändert, dass anstatt des bisher verwendeten Linearreglers ein effizienterer Step-Down-Wandler und ein Pufferakku eingesetzt wurden.</p> <p>Die Messschaltung sowie die Messpunkte wurden dahingehend verändert, dass ein Kondensator die Impulsspannung des letzten Impulses dauerhaft speichert, sodass diese vom Controller ausgewertet werden können</p>
--------------	---

Ergebnisse	<p>Ein Test unter Laborbedingungen zeigte, dass das entwickelte Versorgungskonzept einen um etwa 300% höheren Wirkungsgrad als die bisherige Schaltung besitzt.</p> <p>Die Messschaltung wurde experimentell getestet und erbrachte das gewünschte Ergebnis</p>
------------	---

Typische Grafik, Foto etc.
(mit Erläuterung)



Eine letztendlich nicht umgesetzte Version

Teilnahme an Wettbewerben,
Auszeichnungen

Keine

Möglichkeiten der
Einsichtnahme in die Arbeit

Technik Live WKO Bezirksstelle Lienz, am 24.Mai.2016

Approbation
(Datum / Unterschrift)

Prüfer/Prüferin

Direktor/Direktorin
Abteilungsvorstand/Abteilungsvorständin

DIPLOMA THESIS

Documentation

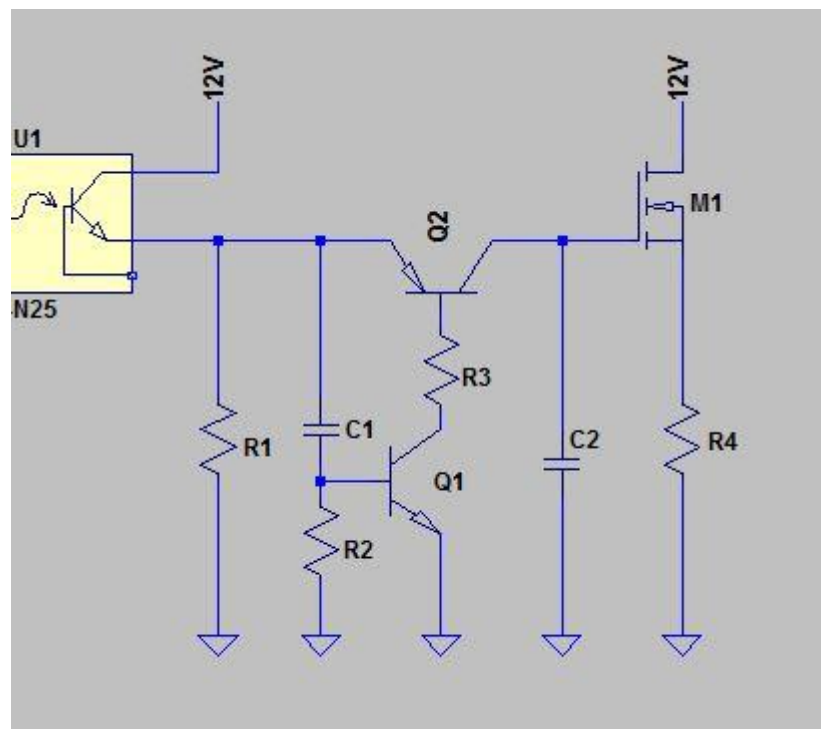
Author(s)	Possenig Lukas
Form Academic year	2015 / 2016 13. Schulstufe
Topic	Power Supply and Electronics
Co-operation Partners	Mr. Filzmaier Josef MS Electronics GmbH

Assignment of Tasks	<p>The existing power supply of the device needed to be improved, because the efficiency was low.</p> <p>Also the measurement of the fence voltage was needed to be improved, to make it easier to analyse the voltage by the microcontroller</p>
---------------------	---

Realisation	<p>Instead of the linear controller, a step down controller is now used to generate the voltage the electronics need. Also a battery was added to store energy and provide higher currents.</p> <p>The measuring circuit and measuring points were changed, so now a capacitor stores the voltage level of the last HV pulse. So the microcontroller can use this value all over the time.</p>
-------------	--

Results	<p>A test within laboratory conditions proved that the efficiency of the power supply was nearly tripled.</p> <p>The measurement circuit was tested experimentally and matched the expected results.</p>
---------	--

Illustrative Graph, Photo
(incl. explanation)



A not realised version of the measurement circuit

Participation in Competitions
Awards

none

Accessibility of
Diploma Thesis

Technik Live WKO Bezirksstelle Lienz, am 24.Mai.2016

Approval
(Date / Sign)

Examiner

Head of College /
Department

Eidesstattliche Erklärung

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbstständig und ohne fremde Hilfe Verfasst, andere als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen an solche erkenntlich gemacht habe.

Debant, 7.4.2016

der Verfasser:

Lukas Possenig

Inhalt

Vorwort	S.7
1. Funktionsweise von Transistoren	S.8
1.1 Bipolar	S.8
1.2 Unipolar	S.9
1.3 Vergleich	S.10
2. Treiberschaltungen	S.10
1.1 Diskrete Treiberstufen	S.11
1.1.1 Transistor Treiberstufen	S.11
1.1.2 Komplementäre Treiberstufen	S.11
1.2 Integrierte Treiberstufen	S.11
3. Veranschaulichungsbeispiel	S.12
4. Das Hütegerät	S.13
4.1 Stromversorgung	S.13
4.2 Schaltung des Zaungerätes	S.14
5. Messungen am Zaun	S.15
6. Entwicklung einer Messschaltung	S.15
6.1 Erkennung mittels Gleichrichter	S.15
6.2 Erkennung mittels Optokoppler	S.16
7. Entwicklung einer Auswerteschaltung	S.17
7.1 Lade- und Entladetransistor	S.17
7.2 Ladetransistor mit Ansteuerung	S.18
7.3 Erkennung mittels OPV	S.19
8. Spannungsversorgung	S.20
8.1 Linearregler	S.20
8.2 Tiefsetzsteller	S.22
9. Langzeittest der Ladeschaltung	S.23
9.1 Entwicklung eines Datenloggers	S.23
9.2 Testergebnisse	S.26
10. Schlussbemerkung	S.27
11. Anhang	S.28
11.1 Bildverzeichnis	S.28

Vorwort

In der Elektronik des Weidezaun Überwachungsgerätes Fency3000 wurden im Zuge des Vorliegenden Projektes verschiedene Änderungen vorgenommen, um die Funktionalität und Effizienz desselben zu Steigern. Dafür wurden eine Reihe verschiedener Schaltungen entwickelt und getestet. Nachfolgend soll auf diese Entwicklung sowie auf die verwendeten Bauteile (teilweise) eingegangen werden, um dem Leser die Entwicklung anschaulich darlegen zu können.

1. Funktionsweise von Transistoren

Die in der Elektronik des Projektes verwendeten Transistoren lassen sich in 2 Gruppen gliedern: bipolare und unipolare (u.a. Feldeffekt) Transistoren. Die Funktion der beiden Typen unterscheidet sich wesentlich, wodurch sich je nach Einsatzzweck massive Vor- oder Nachteile ergeben können. Um auf diese genauer eingehen zu können ist die Funktionsweise der beiden Typen nachfolgend erläutert.

1.1 Bipolartransistor

Bipolare Transistoren bestehen aus einer Aneinanderreihung von drei Verschieden Dotierten Siliziumschichten (N-P-N oder P-N-P), wodurch sich die Unterscheidung NPN oder PNP ableitet. Die folgende Erklärung befasst sich mit dem NPN Typ. PNP Transistoren funktionieren im Wesentlichen gleich, nur müssen die Vorzeichen der Spannungspfeile geändert werden. Zu beachten ist auch der Unterschied zwischen technischer Stromrichtung und Richtung des Elektronenflusses.

Durch die Aneinanderreihung der verschieden dotierten Siliziumschichten entstehen im Transistor zwei Neutrale Zonen. In diesen Zonen diffundieren überschüssige Elektronen des N dotierten Materials in das P dotierte Material, wodurch der Elektronenüberschuss bzw. Mangel in den Randschichten ausgeglichen wird. In diesen Zonen besitzen die Atomkerne somit vollständig gefüllte äußere Schalen, was dazu führt das keine freien Elektronen mehr vorhanden sind, sie werden zum Isolator.

Wird nun eine positive Spannung an den Kollektor angelegt, so steigt die Anzahl der Elektronen im Emitttermaterial, während sie gleichzeitig im Kollektor abnimmt. Das führt in weiterer Folge dazu, dass der Emitter den stärksten Überfluss an Elektronen hat. Wird zusätzlich an der Basis eine Spannungsquelle mit $U > 0.6V$ angeschlossen, so ist die Diode des Ersatzschaltbildes leitend. D.h. ein geringer Teil der Elektronen fließt nun vom Emitter zur Basis.

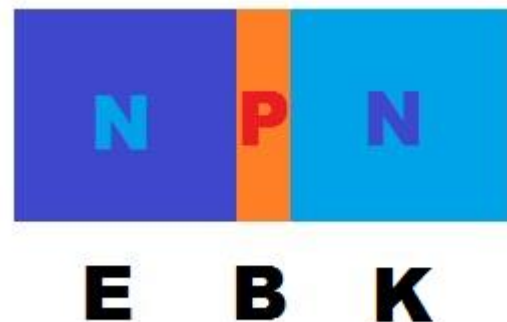


Abb. 1 NPN Transistor

Zusätzlich ist das Basismaterial des Transistors sehr dünn gehalten, was dazu führt, dass nun mehr Elektronen von dem Potential des Kollektors angezogen werden, d.h. die B/K Trennschicht durchqueren, wodurch der Transistor leitend wird. Der dabei von Kollektor nach Emitter fließende Strom ist um ein Vielfaches größer, als der von Basis nach Emitter fließende. In der Praxis beträgt dieses Verhältnis bei Kleinsignaltransistoren etwa 100:1 bis 300:1.

Der fließende Kollektorstrom ist somit proportional zum fließenden Basisstrom, d.h. ein Bipolartransistor kann als „stromgesteuerter Stromsteller“ betrachtet werden.

1.2 Unipolartransistor.

Es gibt verschiedene Typen von Unipolartransistoren. Aufgrund der Bedeutung für die elektronische Schaltungstechnik des Projektes wird nachfolgend im Wesentlichen auf Metalloxid Feldeffekttransistoren (nachfolgend MOSFET genannt) eingegangen.

Auch bei MOSFETS ist je nach Materialwahl eine Entscheidung zwischen N-Channel und P-Channel Typ möglich. Des Weiteren kann zwischen 2 Untertypen unterschieden werden: Anreicherungs- und Verarmungstyp.

- Verarmungstyp: bei Verarmungstypen (P oder N Channel) besteht im unbetätigten Zustand jeweils eine Verbindung zwischen Drain und Source. Der Querschnitt dieses „Channels“ (dt. Kanals) wird durch Anlegen einer Gate-Source oder Gate-Drain Spannung (abhängig vom Typ) verringert bis er schließlich ganz verschwindet. D.h. der Verarmungstyp ist im betätigten Zustand sperrend.
- Anreicherungstyp: Hier besteht im unbetätigten Zustand keine Verbindung zwischen Drain und Source. Der Kanal entsteht erst durch die Beaufschlagung des Gates mit einer Steuerspannung.

Der Aufbau eines MOSFET ist planar. Das bedeutet, bei der Herstellung wird der MOSFET nach und nach auf ein dotiertes Trägermaterial aufgebracht. Bei einem N-Channel Typ werden dabei auf ein P-dotiertes Trägermaterial zwei N-dotierte Flächen (Drain und Source) aufgebracht, die direkt nach außen kontaktiert sind. Zusätzlich wird eine isolierende Schicht aus Metalloxid aufgebracht, auf die der Gatekontakt gesetzt wird. Der Bulk-Anschluss befindet sich auf der unteren Seite des Trägermaterials. Somit bildet sich zwischen Gate und Bulk ein Kondensator.

Wird nun an Gate eine positive Spannung gelegt, so wandern Elektronen aus der Spannungsquelle über Bulk in das Trägermaterial. Aufgrund des elektrischen Feldes werden diese an die Isolierschicht zwischen Gate und Trägermaterial gezogen, wo sie einen Elektronenüberschuss verursachen. Das positiv dotierte Material wird negativ, wodurch sich ein Kanal aus N-dotiertem Silizium zwischen Drain und Source bildet. Je nach Höhe der Spannung am Gate lädt sich die Gate-Bulk Kapazität mehr oder weniger auf, wodurch die Elektronenschicht dicker oder dünner wird. Dies führt zu einer Veränderung des Innenwiderstandes. Da das Gate galvanisch durch die Isolationsschicht von Bulk getrennt ist, ist ein Leistungsloses schalten von Strömen möglich.

Bei allen im Handel erhältlichen MOSFETS ist zusätzlich Bulk intern mit Source verbunden. Dadurch befindet sich der Eingang zwischen Gate und Source und der Ausgang Zwischen Drain und Source. Zusätzlich bildet sich ein PN Übergang zwischen Drain und Source (Bulk), dieser wird als Diode im Schaltsymbol oft eingezeichnet.

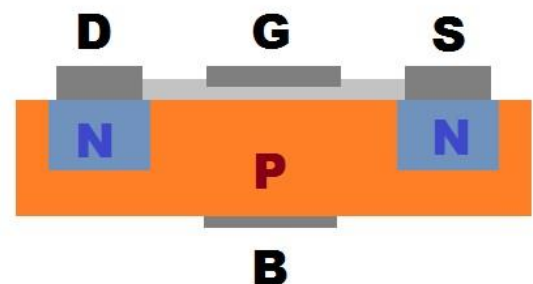


Abb. 2 MOSFET Aufbau

1.3 Vergleich

Aufgrund der oben genannten Bau- und Funktionsweisen ergeben sich für beide Arten von Transistoren verschiedene Vor- und Nachteile. Zum einen betrifft es die Schaltzeit. Diese ist bei bipolaren Transistoren kürzer, da diese, im Gegensatz zu MOSFETs, keine Kapazitäten besitzen. Wie oben genannt, verhält sich der Eingang eines MOSFET aufgrund der Oxidschicht wie ein Kondensator. Die Eingangskapazitäten gängiger MOSFET liegen im unteren pF Bereich. Diese Störkapazität kann sich vor allem bei höheren Frequenzen ungünstig auf die Funktion der Schaltung, bzw. auf die Komplexität der Ansteuerung auswirken.

Außerdem ist es nötig, das Potential des Gates im ungeschalteten Zustand auf ein bestimmtes Potential zu bringen, um ein sicheres Sperren des MOSFET sicherzustellen.

Ein Versuch dazu: das Gate eines MOSFET wird mit Hilfe einer Spannungsquelle über eine Diode aufgeladen. Die Diode dient dabei dazu nach Kurzschließen der Spannungsquelle ein Abfließen der Ladung aus dem Gate zu verhindern. Nun lässt sich beobachten, dass auch nach dem Abschalten oder Kurzschließen der Spannungsquelle der MOSFET (zumindest für eine gewisse Zeit) leitend bleibt.

2. Treiberschaltungen

Obwohl in der Elektronik des Weidezaunüberwachungsgerätes keine hohe Anzahl an MOSFETS als Schalter zu finden ist, sollen sie dennoch der Vollständigkeit halber erwähnt werden.

Treiberstufen, genauer Gate-Treiberstufen, finden in der Praxis unter anderem da Anwendung, wo MOSFETS in Schaltanwendungen eingesetzt werden. Da MOSFETS, wie bereits vorhergehend erwähnt, eine Kapazität zwischen Gate und Source, also dem „Eingang“, aufweisen, ist es zwar möglich, den MOSFET leistungslos zu betreiben, solange der Schaltzustand beibehalten wird, jedoch ist es nötig, eine gewisse Leistung zum auf- und entladen des Gate-Source Kondensators zur Verfügung zu stellen. Je nach verfügbarer Schaltleistung kann somit eine längere oder kürzere Schaltzeit erreicht werden.

Vor allem bei Schaltungen größerer Leistung liegt dabei das Augenmerk auf der Realisierung kürzester Schaltzeiten, um die im MOSFET entstehende Verlustleistung und somit die Wärmeentwicklung, möglichst gering zu halten.

Aus diesem Grund haben sich verschiedene Arten von Treiberschaltungen etabliert, die nachfolgend kurz angesprochen werden sollen.

2.1 Diskrete Treiberstufen

2.1.1 Transistor Treiberstufe

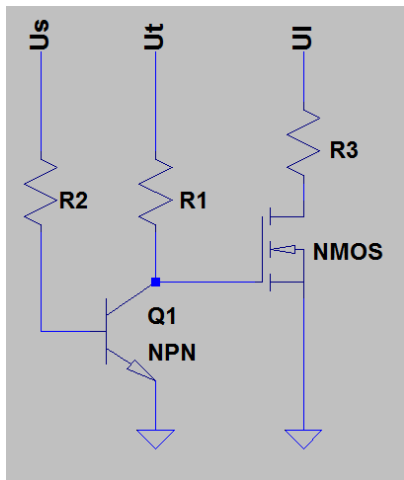


Abb. 3 einfacher Treiber

Die einfachsten Treiberstufen bestehen im Wesentlichen aus einem Transistor (NPN oder PNP) und einem pull-up oder pull-down Widerstand.

Im Bild 8.3 ist eine solche Treiberstufe beispielhaft dargestellt. Solange U_s , das Schaltsignal low ist, sperrt Transistor Q_1 , was zu einem Aufladen der Gate Source Kapazität auf U_t , der Treiberspannung, führt. Die Ladespannung verhält sich dabei nach

$$U_{GS} = U_T \left(1 - e^{\frac{-t}{R_1 \cdot C_{GS}}} \right)$$

Somit gilt, dass für eine möglichst kurze Schaltzeit R_1 klein gewählt werden muss, was wiederum beim Schalten von Q_1 zu einem höheren Stromfluss in der Treiberstufe und somit zu einer größeren Verlustleistung führt. Wird das Steuersignal high gesetzt, so wird Q_1 leitend und das Gate entladen.

Da der Transistor im geschalteten Zustand einen wesentlich kleineren Innenwiderstand besitzt als der Widerstand R_1 , wird in diesem Beispiel das Gate wesentlich schneller entladen als geladen. Diese Tatsache führt in weiterer Folge dazu, dass die Einschaltzeit des MOSFET länger ist als seine Ausschaltzeit.

2.1.2 Komplementäre Treiberstufe

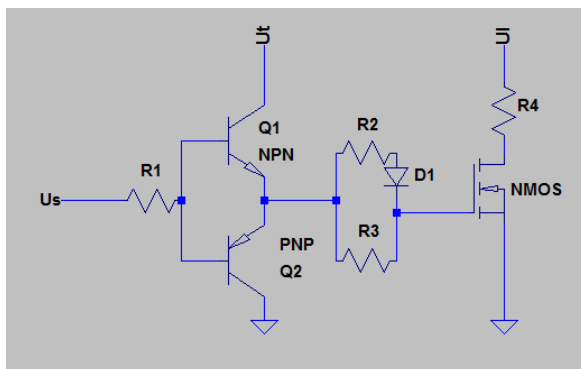


Abb. 4 komplementärer Treiber

Bei komplementären Treiberstufen wird im Gegensatz zu oben genannter Schaltung auf ein komplementäres Bipolartransistor Paar zurückgegriffen. Dabei ist je nach Eingangsspannung (High oder Low) je einer der Transistoren sperrend. Dementsprechend liegt das Gate des MOSFET entweder an U_t oder GND. Das Netzwerk R_2 , D_1 , R_3 dient dabei zur Einstellung der Schaltzeiten, wobei beim Laden

über beide Widerstände und beim Entladen, aufgrund der Diode, nur über R_3 Strom fließt.

Somit können die Schaltzeiten individuell angepasst werden.

Die Möglichkeit, die Schaltzeiten individuell anpassen zu können bringt einige Vorteile, da zu lange aber auch zu kurze Schaltflanken zu unerwünschten Ergebnissen führen können.

2.2 Integrierte Treiberstufen

Integrierte Treiberstufen können aus allen oben genannten Typen bestehen, setzen jedoch meist auf Feldeffekttransistoren und Logikelemente (z.B. Schmitt-Trigger oder Inverter). Der Vorteil integrierter Schaltungen gegenüber diskreter liegt dabei vor allem in der Integrierung der Bauteile in einem IC, sowie der geringeren Eingangsleistung. Außerdem kann ein IC mehrere getrennte Treiberstufen beinhalten, was den Aufwand bei Schaltung, Layout und Bestückung erheblich verringern kann.

MCP1406/07

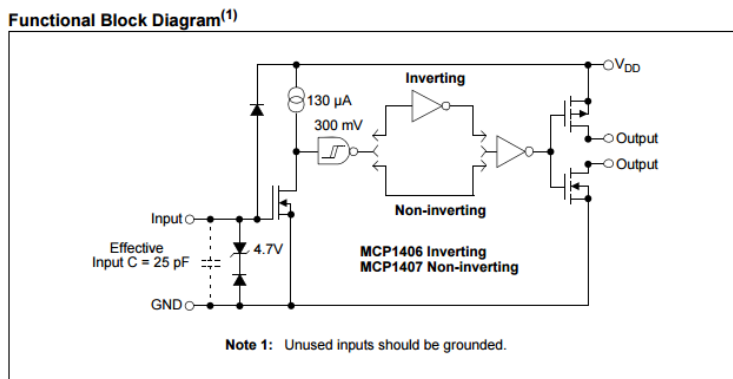


Abb. 5 Integrierter Treiber

3. Veranschaulichungsbeispiel

Bei der Entwicklung des Weidezaun Überwachungsgerätes wurde an vielen Stellen über Verbesserungen nachgedacht, jedoch längst nicht alle Ideen realisiert. So auch die nachfolgende Schaltung. Die Idee dabei war es, den Anschluss an Batterie oder Netzgerät und Zaungerät zu vereinfachen. In der vorhergehenden Version war es nötig, die Batterieklemme an die Batterie und die Zaunklemme an das Zaunaggregat zu schließen. Die Schaltung sollte dies dahingehend verändern, dass die beiden Anschlüsse unabhängig voneinander getauscht werden können, sprich die Batterieanschlussklemme könnte ohne Probleme an das Zaungerät geschlossen werden.

Zwar wurde die Schaltung letztendlich nicht in das Gerät aufgenommen, dennoch ist sie ein anschauliches Beispiel, um einige der vorhergehend beschriebenen Tatsachen praktisch umzusetzen.

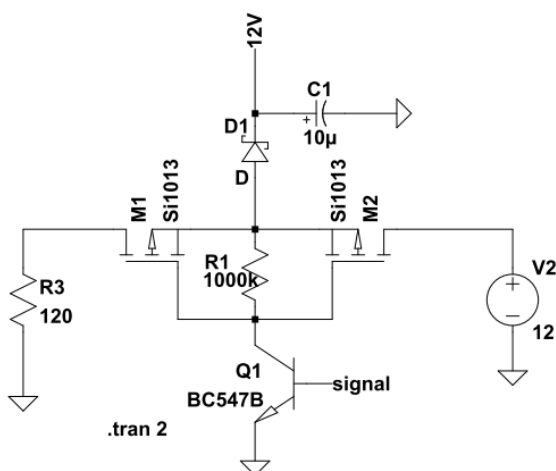


Abb. 6 Eingangsschaltung

Zum einen wird dabei die Source Drain Diode eines MOSFET ausgenutzt. Diese sorgt in dieser Schaltung dafür, dass an der Anode von D1 auch bei gesperrtem MOSFET M2 eine Spannung von $U_{V2}-0.7V$ anliegt, welche die Steuerspannung der Schaltung darstellt. Diese wird mit Hilfe von C1 geglättet. Die Diode D1 sollte ein Entladen des Pufferkondensators in die Schaltung verhindern. V2 soll die Spannungsversorgung (die Weidezaunbatterie), R3 das Weidezaungerät

darstellen. Da M1 ebenfalls über Source mit der Anode von D1 verbunden ist, liegt hier die Drain Source Diode in Sperrrichtung. Würde man nun Spannungsquelle V1 und R3 vertauschen wäre die Diode von M1 leitend und die des MOSFET M2 sperrend, was zum gleichen Potential an D1 führen würde.

Des Weiteren handelt es sich bei den MOSFETs M1 und M2 um so genannte Logic-Level-MOSFETs. Logic-Level-MOSFETs sind spezielle Typen, welche bereits ab Spannungen von etwa 4-5V voll durchgesteuert sind. Diese MOSFETs wären in obiger Schaltung zwar nicht dringend erforderlich, würde man sich auf den Bereich der 12V Zaunaggregate beschränken, jedoch sollen mit dem neuen Überwachungsgerät Zaunaggregate ab einer Spannung von 6V überwacht werden.

R1 und Q1 bilden einen einfachen Gate Treiber, der es ermöglicht, die MOSFETs mit einem Signal des Mikrokontrollers zu schalten. Dies sollte über einen zusätzlichen Inverter geschehen. D.h. solange der Ausgang des Mikrokontrollers den Zustand LOW (also 0V) besitzt, soll der Zaun eingeschaltet werden. Die Idee hinter dieser Invertierung war die Absicherung im Fehlerfall. Sollte aufgrund eines nicht näher genannten Umstandes die Elektronik des Weidezaunüberwachungsgerätes versagen, so würde der Zaun zwangsläufig auf HIGH gesetzt werden, da Q1 die Gates von M1 und M2 entladen würde. Dies würde zwar einen Ausfall der Überwachung, nicht jedoch zwangsläufig den Ausfall des Hütegerätes bedeuten.

Aus Gründen der Effizienz wurde R1 außerdem sehr groß gewählt, um den fließenden Querstrom möglichst gering zu halten. Dies führt zwar zu einer langen Abschaltzeit, was aber aufgrund der geringen Leistung eines Hütegerätes nicht weiter problematisch ist (ein nennenswerter Stromfluss tritt ohnehin nur alle 2-3 Sekunden auf).

4. Das Hütegerät

Das Herzstück jedes elektrisch betriebenen Zaunes ist das Hütegerät. Es erzeugt aus einer niederen Eingangsspannung die erforderliche Zaunspannung. Diese liegt im Idealfall im Bereich von etwa 8-19 kV. Außerdem ist die Hochspannung gepulst. Die Hochspannungsimpulse treten alle 1-2 Sek. mit einer maximal erlaubten Pulslänge von 10ms auf. Die dabei abgegebene Energie darf maximal 5 Joule am 500 Ohm Widerstand erreichen. Das Weidezaungerät kann somit als Spannungsquelle mit einem Innenwiderstand von 500 Ohm und einer Leerlaufspannung von 8-19kV angenommen werden.

4.1 Stromversorgung

Praktisch haben sich mehrere Arten der Versorgung durchgesetzt. Am häufigsten sind jedoch 12V (6V) Bleiakkumulatoren bzw. 9V Braunstein-Kohle-Batterien anzutreffen. Auch Weidezaungeräte mit Netzspannungsanschluss bzw. externem Netzteil, sowie Zaungeräte mit Solarzellen sind im Handel erhältlich.

Die Aufgabe des Überwachungsgerätes besteht neben der Überwachung der Zaunspannung auch aus der Überwachung und Kontrolle der Versorgungsspannung. Dies ist notwendig, um eine leere Batterie (oder ein fehlerhaftes Netzteil) frühzeitig zu erkennen, um die Funktion des Weidezaunes sicherzustellen. Außerdem sollen so Beschädigungen an Akkumulator und Zaungerät verhindert werden.

4.2 Schaltung des Zaungerätes

Weidezaungeräte können intern sehr unterschiedlich aufgebaut sein, was vor allem bei der Verbindung von Batteriemasse und Erde zu Problemen führen kann. Aus diesem Grund war es nötig, diese beiden Potentiale möglichst hochohmig zu verbinden, um unerwünschte Ströme zu vermeiden, aber dennoch ein geeignetes Bezugspotential für die Messung der Hochspannung zu erhalten.

5. Messungen am Zaun

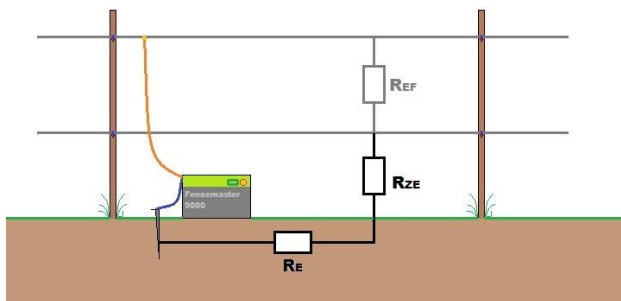


Abb. 7 Weidezaun Widerstände

Widerstandsverhältnisse ein Erdfehler nicht immer erkannt werden (da $R_{ZE} + R_E \gg R_{EF}$).

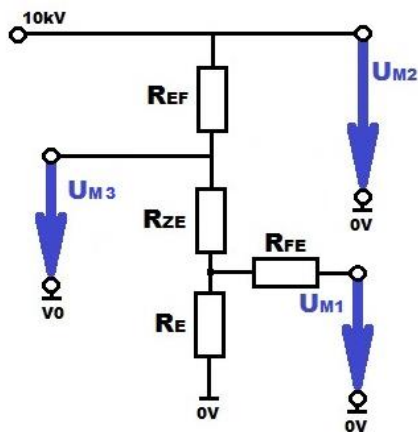


Abb. 9 Messungen neu

Wie vorhergehend genannt gibt ein Weidezaungerät in bestimmten Abständen einen Spannungsimpuls von mehreren 1000Volt ab. Durch die Messung desselben kann die Funktion des Weidezaunes überwacht werden. Bisher wurde lediglich die Spannungsdifferenz zwischen Anfang und Ende des Zaunes (Spannungsabfall über R_{EF}) bezogen auf den Erdspeiß des Zaunaggregates gemessen (Abb.8.8) (R_{EF} stellt dabei den Leitungswiderstand zwischen Einspeise- und Fehlerpunkt dar). Jedoch konnte aufgrund der

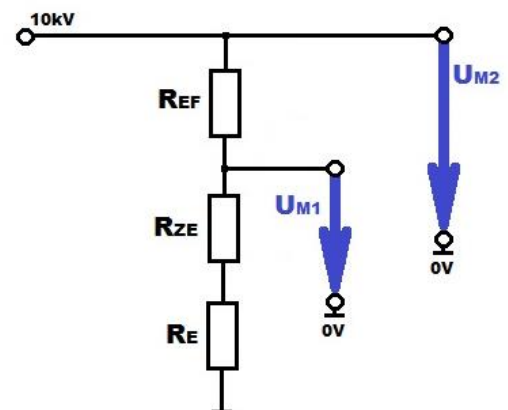


Abb. 8 Messungen bisher

In der nun entworfenen Version (Abb.8.9) soll neben der Spannungsdifferenz am Zaun auch die Spannungsdifferenz zwischen einem weiteren Erdspeiß und dem des Zaunes gemessen werden (U_{M1}), wodurch der Spannungsabfall am Übergangswiderstand vom Zaun zur Erde bestimmt werden kann. Dies soll dazu beitragen, die Güte der Isolation zu überwachen.

Die ursprüngliche Messung (U_{M3}) wurde dabei beibehalten, um eine Unterbrechung des Zaundrahtes ohne Erdschluss erkennen zu können, da in diesem Fall $U_{M2}=U_{M3}$ und $U_{M1}=0$ gilt. (Nummerierung der Messungen nach Priorität)

6. Entwicklung einer Messschaltung

Ein großes Problem bei der Messung der Impulsspannung stellen die langen Pulspausen mit verhältnismäßig kurzen Impulsen (Nadelimpulsen) dar. Das heißt, an die Schaltung wurde die Anforderung gestellt, dass die Spannung lang genug gespeichert werden muss, sodass sie vom μC ausgewertet werden kann, sich aber dennoch schnell genug anpassen lässt, um auf Änderungen innerhalb eines Impulses reagieren zu können.

In der ursprünglichen Schaltung wurde die Spannung dadurch bestimmt, dass der eintreffende Impuls über den Eingangsspannungsteiler (1000:1) einen Bipolartransistor durchsteuerte, an dessen Emitter so ein Kondensator auf $U_B - 0.6\text{V}$ (aufgrund des Anfangs beschriebenen Basis Emitter PN Übergangs) geladen wurde. Die Spannung dieses Kondensators wurde dann über einen Spannungsteiler Ausgewertet.

Der Große Nachteil der Schaltung war die schnelle Entladung des Kondensators über den Messspannungsteiler des Mikrocontrollers. Dieser Umstand machte es nötig, den Impuls zu erkennen und dann unmittelbar die Spannung am Kondensator zu erfassen, da es sonst zu massiven Messfehlern kam. Auch war die Größe der Kapazität kritisch. So bedeutete eine größere Kapazität mehr Verluste ($C = I \cdot t / U$) eine kleinere machte es schwieriger die tatsächliche Spannung zu bestimmen.

Aufgrund der oben genannten Tatsachen ist es nötig eine Verbesserung der Schaltung vorzunehmen. Ursprünglich war dabei auch vorgesehen, die Schaltung so zu gestalten, dass sie sowohl positive als auch negative Impulse erkennen kann. Jedoch wurde diese Anforderung für die finale Version wieder verworfen, da der Marktanteil an Weidezaungeräten mit negativer Ausgangsspannung verschwindend gering ist. Dennoch sollen sie nachfolgend erwähnt werden um die Vor und Nachteile für den Leser darstellen zu können

6.1 Erkennung mittels Gleichrichter

Der 1. Lösungsansatz für die Erkennung positiver als auch negativer Eingangsspannungen stammt aus der Energieversorgung. So soll ein einfacher Brückengleichrichter verwendet werden, um die Spannung gleichzurichten. Zu diesem Zweck soll der Messspannungsteiler „symmetrisch“ aufgebaut werden, sodass die Masse der Versorgungsspannung etwa 5000V über Erdpotential liegt. Aufgrund der Tatsache, dass viele Hütegeräte interne Verbindungen zwischen Erdung und Batteriemasse haben, wäre in diesem Fall meist nur „eine Hälfte“ des Spannungsteilers in Betrieb gewesen.

Die große Problematik dieser Schaltung liegt bei Hütegeräten, die intern keine oder eine sehr hochohmige Verbindung haben, da bei diesen dann Potentialunterschiede von mehreren 1000 Volt auftreten können, welche Schäden am Gerät und dessen Bediener verursachen können. Deshalb wurde relativ schnell von dieser Version Abstand genommen und nach Alternativen gesucht.

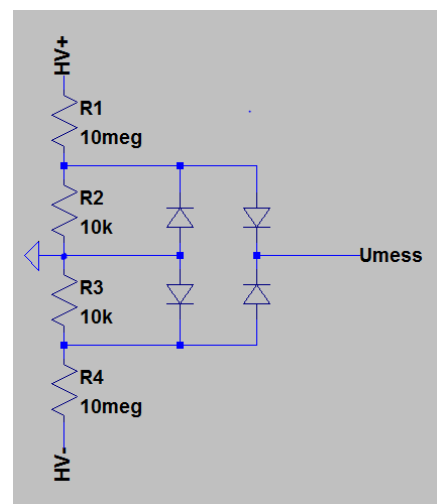


Abb. 10 Gleichrichter Schaltung

6.2 Erkennung mittels Optokoppler

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Spannung mit Hilfe eines AC-Optokopplers zu erkennen. Alternating-Current-Optokoppler besitzen, im Gegensatz zu „normalen“ Optokopplern, zwei Leuchtdioden am Eingang, welche antiparallel geschaltet sind. So leuchtet je nach Vorzeichen LED 1 oder LED2. Das führt dazu, dass ein solcher Baustein, unabhängig vom Vorzeichen des Eingangssignales, das gleiche Signal (positive) ausgibt.

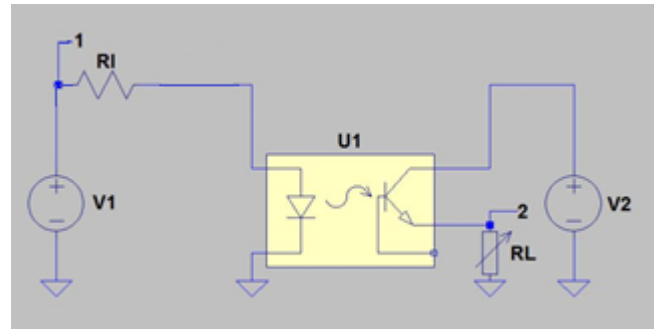


Abb. 11 Testschaltung Optokoppler

Ein weiterer Vorteil von Optokopplern besteht darin, dass die Eingänge und Ausgänge galvanisch voneinander getrennt sind. Optokoppler werden in der Elektronik hauptsächlich dort eingesetzt, wo 2 Stromkreise galvanisch voneinander getrennt werden sollen. Auch im Überwachungsgerät ist eine galvanische Trennung nötig, um ein Netzteil als Spannungsquelle einsetzen zu können. Allerdings ist es in diesem Fall nötig, eine Isolationsspannung von 30kV zu erreichen, was mit Optokopplern nicht möglich ist, da diese höchstens eine Spannungsfestigkeit von 8kV aufweisen. Deshalb wird zur galvanischen Trennung ein Kondensator mit 30kV Spannungsfestigkeit verwendet

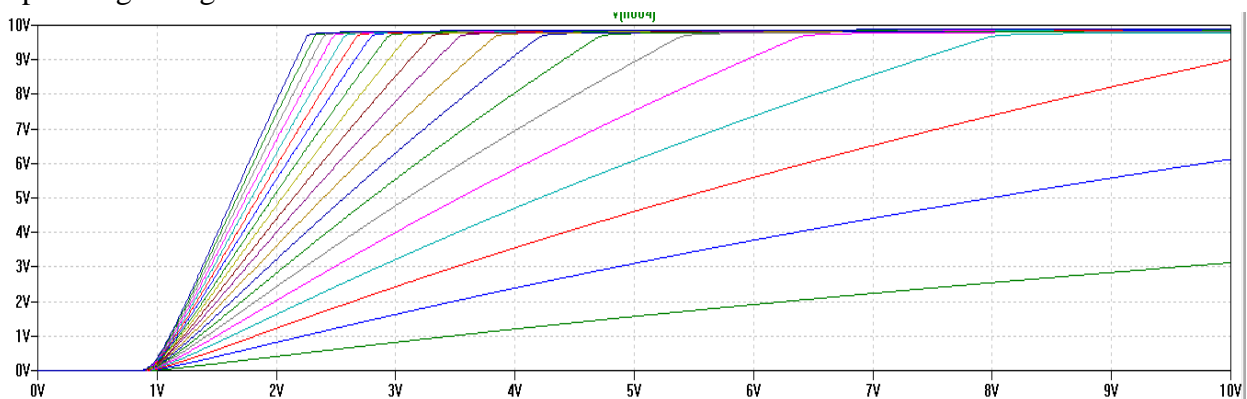


Abb. 12 Ermittelte Kennlinien aus 8.11

Aufgrund des Aufbaues (LED und Fototransistor) kann ein Optokoppler als stromgesteuerter Stromsteller angenommen werden. D.h. um ein möglichst genaues Abbild der Eingangsspannung zu erhalten, ist es nötig, den Ausgang mit einem bestimmten Widerstandswert zu belasten. Im Idealfall sollte dieser dem Innenwiderstand der Eingangsgröße entsprechen (Abb.12, rote Kennlinie). Die Ausgangsspannung (Potential in Punkt 2) ist dann von der Versorgungsspannung V2 weitestgehend unabhängig. Die Ausgangsspannung entspricht der Spannung in Punkt 1. V1 und RI bilden gemeinsam eine reale Spannungsquelle (Spannungsquelle mit Innenwiderstand). Eine Abweichung führt zu einem veränderten Übertragungsverhältnis was unter Umständen gewünscht sein kann, um einen bestimmten Spannungsbereich besser darstellen zu können.

Auch im Fall dieses Projektes sollte der Widerstand experimentell ermittelt werden, obwohl es möglich gewesen wäre, ihn zu berechnen. Der Grund dafür ist jener, dass es in der Praxis unter Umständen nicht notwendig ist, die Zaunspannung oberhalb eines gewissen Wertes genau zu kennen und daher auf die Messung zu verzichten, wodurch die Analogwerte unterhalb dieser Grenze besser aufgelöst und somit auch genauer bestimmt werden können.

7. Entwicklung einer Auswerteschaltung

Für die Auswertung der Signale bestehen ebenfalls mehrere Möglichkeiten. Wovon zwei diskret und eine mittels OPV aufgebaut sind. Die diskreten Schaltungsvorschläge sollten eigentlich die Vorgabe erfüllen, keine weiteren Operationsverstärker im Gerät einzusetzen, welche letztendlich auch verworfen wurde, da dadurch der Schaltungsaufwand massiv verringert und die Langzeitstabilität gegeben werden konnte.

7.1 Lade- und Entladetransistor

In der ersten Version soll der Kondensator C1 den Wert der Spannung des letzten Impulses speichern. Zu diesem Zweck sollte er über Q1 auf $U_{IMP} - 0.6V$ aufgeladen werden. Transistor Q2 ist zunächst leitend, da Kondensator C4 ungeladen sperrt, allerdings in Folge der Aufladung des Kondensators über den Widerstand R5. Somit fließt zu Beginn eines Impulses ein Querstrom, welcher von R3 begrenzt wird.

Beginnt Q2 aufgrund des Spannungsabfalls an C4 zu sperren, so ist das Potential am Kollektor zunächst weiterhin 0V, da C1 ungeladen. Dieser wird nun über R3 und Q1 auf den oben bereits genannten Wert $U_{IMP} - U_{BE Q1}$ aufgeladen.

R2 dient in der Schaltung dazu, wie oben bereits genannt den OPV zu belasten, um das Übertragungsverhältnis des OPV anzupassen. Dieser soll experimentell ermittelt werden.

Die Auswertung der Kondensatorspannung sollte mit Hilfe des N-Channel MOSFET M1 geschehen, da MOSFETS, im Gegensatz zu Transistoren, keinen Steuerstrom benötigen. D.h. der MOSFET führt nicht zum Entladen des Kondensators C1. Daher ist die Kapazität von C1 weitestgehend unkritischer als in der ursprünglichen Schaltung. Um einen analogen Ausgangswert zu erzeugen, sollte der MOSFET im Widerstandsbereich betrieben werden.

Allerdings bringt diese Schaltung einige Probleme mit sich. Das sind zum einen Bauteiltoleranzen. Kondensatoren und Widerstände können nicht 100% genau gefertigt werden, was für die Bestimmung der Zeitkonstanten notwendig wäre. Daher werden sie jeweils in Toleranzklassen von etwa (20% – 0.25% bei Widerständen) angeboten. Je nach Toleranzklasse können dabei massive Preisunterschiede auftreten. Außerdem besteht ein Problem in der Langzeitstabilität. Kondensatoren können mit zunehmendem Alter an Kapazität verlieren, was vor allem bei dieser Schaltung negative Auswirkungen haben kann, da hier C4 zur Bestimmung einer Zeitkonstante genutzt wird.

Der größte Nachteil liegt bei dieser Schaltung allerdings bei dem, bei jedem Impuls fließenden, Querstrom, da dieser zu vergleichsweise hohen Wärmeverlusten an R3 sowie Q1 und Q2 führt und außerdem die Versorgungsbatterie des Hütengerätes erhöht belastet.

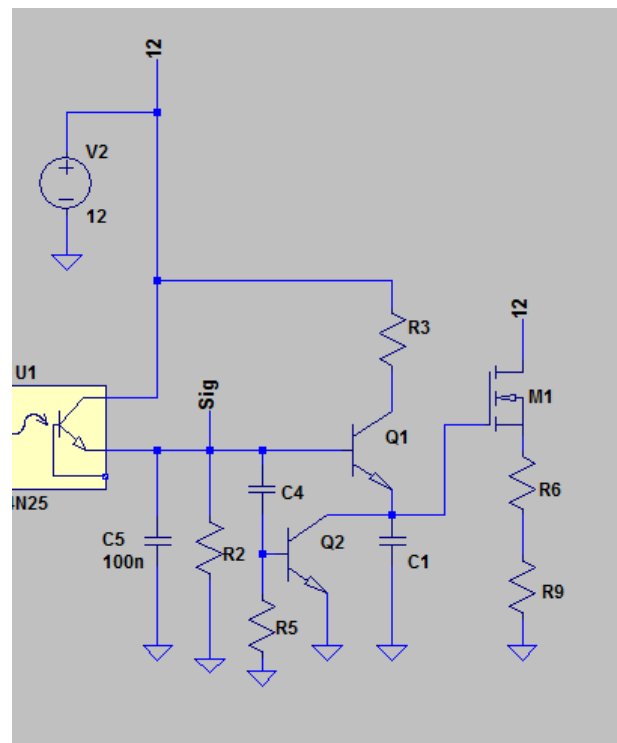


Abb. 13 Lade- und Entladetransistor

7.2 Ladetransistor mit Ansteuerung

Ein weiterer Entwurf sieht vor, den Kondensator über einen einzigen Transistor zu laden, bzw. zu entladen. Zu diesem Zweck wird ein PNP Transistor verwendet, welcher mit der Collector Emmitter Strecke zwischen Speicherkondensator und Optokoppler geschaltet wird. Dies soll bewirken, dass die Energie immer vom höheren zum niedrigeren Potential fließen kann. Ist die Spitzenspannung des aktuellen Impulses höher als die des letzten, so fließt ein Strom von Emitter nach Kollektor. Ist der aktuelle Impuls niedriger als der Letzte, so wird der Kondensator C2 über Q2 und R1 bis auf den Wert der aktuellen Impulsspitze entladen.

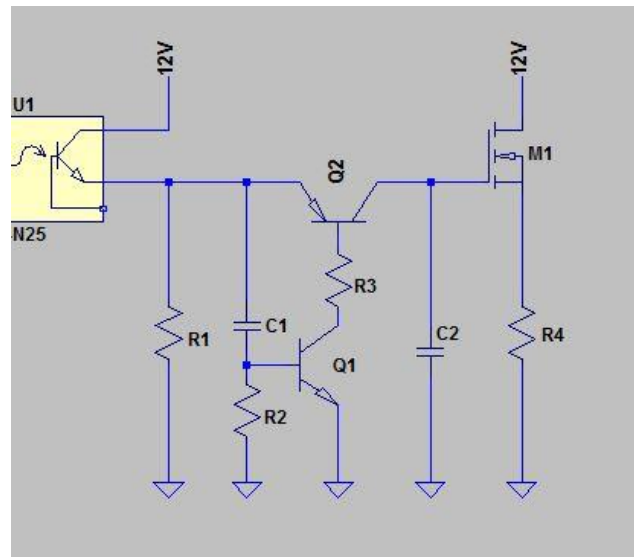


Abb. 14 Ladetransistor

Q2 wird über den Transistor Q1 nach Masse durchgeschaltet, wodurch dieser leitend wird. Widerstand R3 dient dabei zur Basisstrombegrenzung. C1 und R2 bilden an der Basis von Q1 eine Zeitverzögerung. D.h. anfangs ist der Kondensator C1 ungeladen, das Potential am Optokoppler Ausgang entspricht dem der Basis. Durch das Aufladen des Kondensators sinkt die Basissspannung von Q1 relativ schnell unter 0.7V, wodurch dieser sperrt. Das führt dazu, dass auch Q2 sperrt. Das Potential zu diesem Zeitpunkt an C2 wird somit bis zum nächsten Impuls „gespeichert“, da aus dem Kondensator keine Ladung abfließen kann. Außerdem soll die Spannung wieder über den Spannungsteiler M1 R4 ausgewertet werden. M1 soll im Widerstandsbereich betrieben werden. R1 soll auch hier zum Einstellen des OPV Übertragungsverhältnisses dienen.

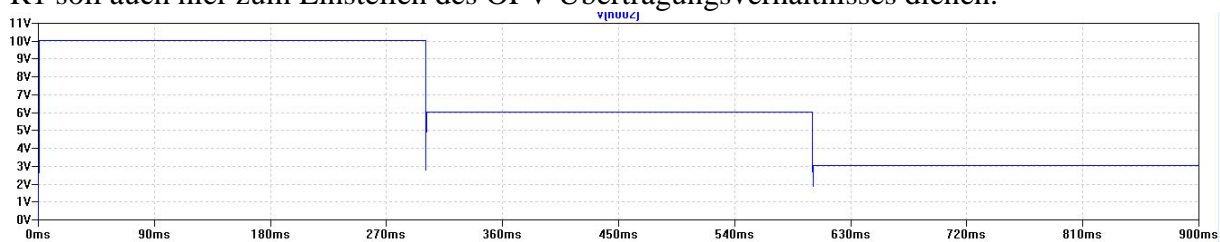


Abb. 15 Spannungsverlauf am Speicherkondensator C2

Oben das Ergebnis einer LT-Spice Simulation der Schaltung. Sie zeigt den Spannungsverlauf am Kondensator C2. Wie unschwer zu erkennen ist, wird der Kondensator bei steigender Flanke zuerst um einige Volt entladen, um anschließend auf Spitzenspannung des neuen Impulses aufgeladen zu werden.

Auch diese Schaltung wurde letztendlich aufgrund der Schwierigkeiten mit Langzeitstabilität und Bauteiltoleranzen nicht realisiert. Ein weiterer Nachteil liegt bei der unteren Grenze der Eingangsspannung, da diese bei etwa 2.5kV liegt. Somit könnte es nötig sein, hier den OPV mit einem anderen Widerstandswert zu belasten, um den unteren Spannungsbereich besser auflösen zu können.

7.3 Auswertung mit OPV

Der dritte Schaltungsvorschlag sieht vor, die Messschaltung mit Operationsverstärkern (kurz OPV, oder OpAMP) aufzubauen. Ein Operationsverstärker ist für diese Anwendung sehr gut geeignet, da er einen sehr hohen Eingangswiderstand bei vergleichsweise niederem Ausgangswiderstand besitzt. In dieser Schaltung werden 2 Stück als Impedanzwandler eingesetzt. Das hat den Vorteil, im Gegensatz zu vorhergehend genannten Schaltungen, dass der Wert genau erfasst werden kann. Außerdem kann der Wert jeder Eingangsspannung zwischen 0 und 4.1V an den AD-Wandler weitergegeben werden.

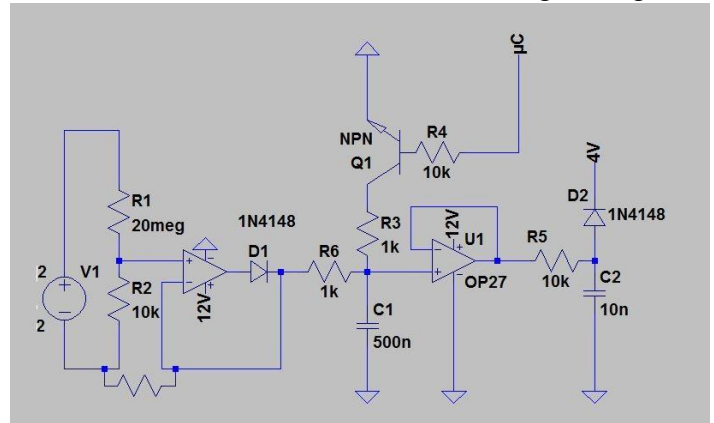


Abb. 16 Messschaltung Komplett

Diode D1 verhindert dabei ein Abfließen der Kondensatorladung über den OPV. R6

Verhindert einen zu großen Ladestrom an C1, da dieser den OPV beschädigen könnte. Außerdem soll der Kondensator über R3 und Q1 entladen werden, um den neuen Wert messen zu können. Der 2. OPV dient dazu, die Spannung am Kondensator zu bestimmen, ohne diesen dabei zu entladen. R5 dient wiederum dazu einen eventuellen Strom zu begrenzen. Die Diode D2 dient dazu die Ausgangsspannung am Mikrokontroller auf maximal $V_p + 0.7V$ zu begrenzen, um eventuelle Schäden am Controller zu vermeiden. C2 dient als Energiepuffer für den AD-Wandler Eingang. Anders als im Schaltplan erkennbar, sollen LM358 OPV verwendet werden, da diese nicht bidirektional versorgt werden müssen.

Für diese Schaltung wurde das Verhältnis des Hochspannungsteilers außerdem auf 20:1 verändert, was zu einer Halbierung des Querstromes führt. Außerdem liegen so bei 8kV Eingangsspannung noch 4V am Ausgang an, welche vom Mikrokontroller ausgewertet werden könne.

8. Spannungsversorgung

Um den Wirkungsgrad der Energieversorgung des Weidezaunüberwachungsgerätes zu verbessern, war es nötig, Veränderungen an der bestehenden Elektronik vorzunehmen. Bisher wurde die 4V Spannung, welche für die Elektronik benötigt wird, durch einen Längsregler erzeugt. Dieser sollte durch einen Step Down Wandler plus Pufferakku ersetzt werden um die Effizienz zu steigern.

Der Pufferakku wird benötigt, da der Versand von SMS größere Leistungen und somit höhere Ströme fordert. Er bewirkt, dass diese Ströme nicht von der Spannungsversorgung geliefert werden müssen, was wiederum größere Verlustleistungen zur Folge hätte. Außerdem besteht ein weiterer Vorteil darin, dass das Überwachungsgerät auch nach Abklemmen der Energieversorgung begrenzt einsatzfähig bleibt und den Besitzer über die fehlende Versorgungsspannung, sowie den aktuellen Standort informieren kann, was auch im Punkt Diebstalschutz interessant sein dürfte.

8.1 Linearregler

Linearregler wirken wie variable Widerstände. Sie erzeugen bei gleichem Ein und Ausgangsstrom einen Spannungsabfall, welcher der Differenz von Eingangsspannung zu benötigter Spannung entspricht. Der Wirkungsgrad einer solchen Spannungserzeugung kann also aus dem Verhältnis von Ausgangsspannung zu Eingangsspannung angenommen werden (hinzu kommt ein gewisser Eigenstromverbrauch). So ergab sich bisher ein Verhältnis von ca. 4V/13.8V, also ein Wirkungsgrad von unter 30%, was vor allem im Sendebetrieb aufgrund größerer Ströme zu hohen Verlustleistungen führte.

Linearregler können in 2 Untergruppen eingeteilt werden: Quer- und Längsregler.

- Bei Querreglern liegt die Regelstrecke parallel zum Lastwiderstand. Sie besitzen außerdem einen Vorwiderstand, über den die überschüssige Leistung in Wärme umgewandelt wird. Die Regelstrecke verändert dabei abhängig von Eingangsspannung und Ausgangsstrom ihren Innenwiderstand, um einen entsprechenden Strom und somit Spannungsabfall im Vorwiderstand zu erzeugen.

Die einfachste Form eines Querreglers stellt eine Z-Diode mit Vorwiderstand dar. Dabei sorgt die Z Diode D1 für eine konstante Ausgangsspannung, RV verursacht den benötigten Spannungsabfall. Er muss so gewählt werden, dass die maximale Leistung der Z-Diode nicht überschritten wird (für den Fall, das RL sehr hochohmig ist), jedoch immer genug Strom fließen kann, ohne das der Spannungsabfall zu

groß wird (falls RL sehr niederohmig). Diese Schaltung bringt praktisch mehr Nachteile als

Vorteile mit sich. Zum einen ist es die hohe Temperaturabhängigkeit der Zener Spannung, zum anderen der hohe Eigenstromverbrauch im Vergleich zur geringen Ausgangsleistung. Die noch hinzukommende Geringe Stabilisierungswirkung machen sie für die Praxis ungeeignet. Früher wurden für Röhrenschaltungen auch Stabilisierungsschaltungen eingesetzt welche anstatt einer Z-Diode eine Glimmlampe oder Glimmstabilisatoren einsetzen.

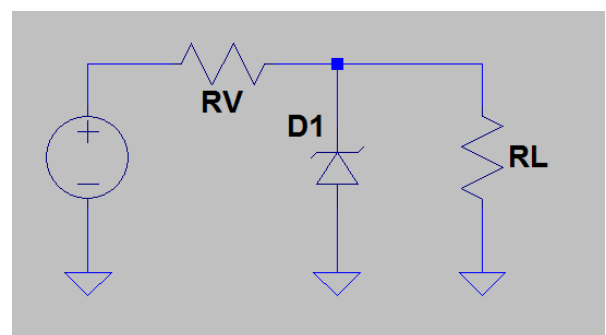


Abb. 16 Stabilisierung m. Z-Diode

Ein verbesserter Querregler besteht aus Transistor, Zener Diode und zwei Widerständen. Über die Zenerdiode D1 und den Widerstand RB wird an Q1 ein gewisser Basisstrom eingestellt, wodurch auf der Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors ein gewisser Stromfluss hervorgerufen wird. Die Spannung am Lastwiderstand ergibt sich nun durch $U_V - R_V \cdot (I_{CE} + I_L)$.

Erhöht sich nun die Versorgungsspannung oder verkleinert sich der Laststrom, so erhöht sich die Spannung an der Katode von D1, was in weiterer Folge zu einem erhöhten Basisstrom führt. Dieser

erhöhte Basisstrom führt zu einem höheren Kollektorstrom und somit zu einem größeren Spannungsabfall an RV. Die Schaltung wirkt also der Veränderung entgegen.

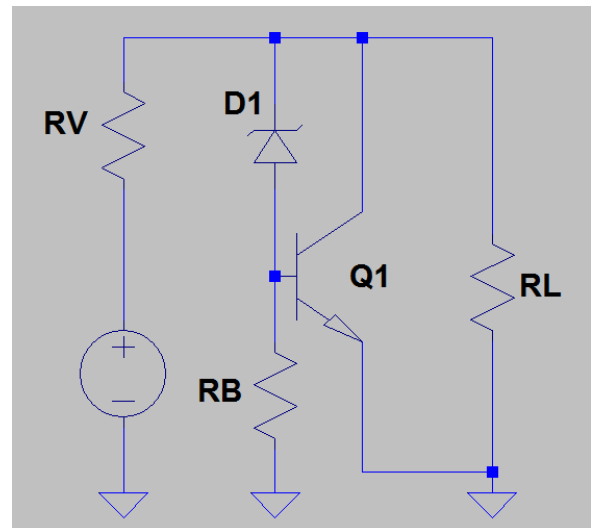


Abb. 17 verbesserter Querregler

Querregler sind häufig nicht leerlauffest, da der Transistor den gesamten Laststrom fließen lassen muss. Allerdings können sie für niedere Spannungsdifferenzen (= Low Dropout) sowie große (relativ konstante) Leistungen eingesetzt werden.

- Bei Längsreglern liegt die Regelstrecke in Serie mit dem Lastwiderstand. Die Regelstrecke variiert den Innenwiderstand abhängig von Laststrom und Spannungsabfall. Die Verlustleistung wird direkt in der Regelstrecke in Wärme umgewandelt.

Die einfachste Form Des Längsreglers besteht aus einer Z Diode einem Transistor und einem Widerstand.

Durch den Zweig RV und D1 wird an der Basis von Q1 eine Referenzspannung erzeugt. Dabei muss RV so dimensioniert werden, dass genug Strom für die Z Diode und den Transistor fließen kann, ohne dass der Spannungsabfall zu groß wird. Die Spannung am Lastwiderstand RL beträgt nun (aufgrund des Basis Emitter PN Übergangs) $U_{Zener} - U_{BE}$, also $U_{Zener} - 0.6V$. Q1 verändert nun abhängig von Lastwiderstand RL und Versorgungsspannung den Stromfluss, um den vorhergehend genannten Zusammenhang aufrecht zu erhalten.

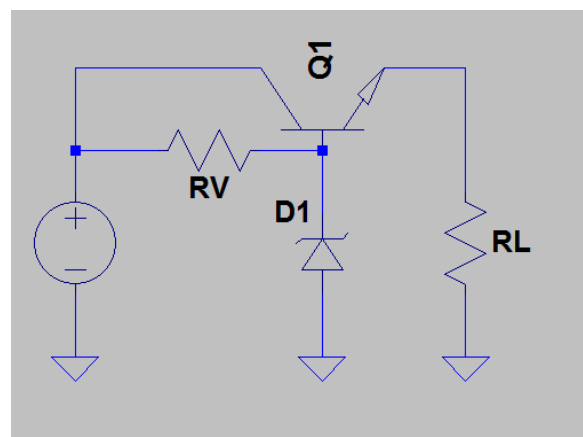


Abb. 18 Längsregler

8.2 Tiefsetzsteller

Anders als bei Linearreglern bleibt bei der Spannungswandlung nicht der Strom, sondern die Leistung konstant. Zu diesem Zweck erzeugt der Tiefsetzsteller (engl. Step-Down Wandler) aus der Eingangsspannung ein Rechtecksignal, dessen Effektivwert dem der geforderten Ausgangsspannung entspricht.

Dieses Rechtecksignal wird anschließend von einer, mit der Last in Serie geschalteten Spule, mit, der Last parallelgeschaltetem, Kondensator geglättet.

Dabei dienen Spule und Kondensator als Energiespeicher und versorgt die Last in den Pulspausen. Die Ausgangsspannung wird vom Regler meist überwacht. Dieser verändert abhängig von der Spannung das Puls / Pausen Verhältnis, um die Spannung konstant zu halten. Die Schaltfrequenz solcher Regler liegt meist im Bereich von mehreren hundert bis Millionen Herz. Dabei bedeutet eine höhere Schaltfrequenz, dass die benötigten Kapazitäten und Induktivitäten klein gehalten werden können. Allerdings sind Wandler höherer Frequenz auch störanfälliger.

Effiziente Akkuladung

Wie bereits vorher genannt, wurde in der neuen Überwachungselektronik ein spezielles IC zum Laden des Lithium-Ionen Akkumulators eingesetzt. Es handelt sich dabei um ein LTC4002 von Linear Technology. Dieses IC verfügt neben des Step-Down Wandlers noch über einige Zusatzfunktionen, welche für das Laden eines Li-Ion Akkus notwendig, oder vorteilhaft sind.

- 3 h Ladezyklus Timer: dieser sorgt dafür, dass der Ladezyklus des Akkumulators nach 3h automatisch beendet wird, was dazu dienen soll, Energie zu sparen, da der geladene Akku nicht weiter geladen wird.
- automatischer Ladezyklen Start: dieser sorgt dafür, dass bei Unterschreiten einer Akkuspannung von 4,1V ein neuer Zyklus gestartet wird
- Defekterkennung: diese sorgt dafür, dass ein defekter (tiefenentladener) Akku erkannt wird. Bei defektem Akku startet das IC keinen neuen Ladezyklus, da dies zum Brand des Akkus führen kann.
- spezielles Ladeprogramm, welches den Ladestrom und die Ladespannung während des Ladezyklus auf den Ladezustand anpasst.
- Akku Temperaturüberwachung: diese verhindert einen Ladevorgang falls die Akkutemperatur außerhalb des Temperaturbereichs von 0-50°C liegt.
- Ladestrombegrenzung durch einen Widerstand

Außerdem beträgt die Schaltfrequenz 500kHz, wodurch Induktivität und Kapazität relativ klein gehalten werden können. Für die Spannungsversorgung wurde die Beispielschaltung laut Datenblatt in abgeänderter Form verwendet.

9. Langzeittest der Ladeschaltung

Da es nötig war den neuen Wirkungsgrad genauer zu bestimmen, wurde die Schaltung im Dauertestlauf über eine Zeit von ca. 80h überwacht und verschiedene Parameter bestimmt. Dies geschah mit Hilfe eines Arduino als Datenlogger.

9.1 Entwicklung eines Datenloggers

Als Datenlogger wird im Allgemeinen ein Gerät bezeichnet, welches über einen Zeitraum in bestimmten Abständen die Größe (oder den Zustand) eines gewissen Parameters misst, und diesen als Wert abspeichert. Dies kann über Sensoren geschehen, soll z.B. Temperatur oder Feuchtigkeit überwacht werden. Im Fall dieser Auswertung handelte es sich bereits von vornherein um Spannungen bzw. Ströme, die überwacht werden sollten, was die Auswertung wesentlich vereinfachte.

Die Auswahl des Arduino, genauer des Arduino Uno, kann mit seinem geringen Preis, seiner vergleichsweise einfachen Beschaffenheit, der einfachen Anwendbarkeit und der hohen Verfügbarkeit begründet werden, was ihn wie geschaffen für solche Aufgaben macht. Außerdem verfügt der Uno zusätzlich über einen On Board ISP (In System Programmer), welcher sonst wie bei anderen vor allem bei kleineren Modellen (z.B. Pro Mini) extern angeschlossen werden muss.

Wie alle Versionen des Arduino besitzt auch der Uno mehrere analoge Eingänge (AD Wandler Eingänge), welche Spannungen zwischen 0 und 5V bzw. 3.3V bei den 3.3V Boards erkennen können. Außerdem kann die Quelle der Referenzspannung, welche für die AD Wandler benötigt wird, softwaremäßig geändert werden.

Zur Auswahl stehen dabei:

- Default: Die Betriebsspannung ist Referenzspannung. Dieser Modus erlaubt eine zu messende Spannung von 0V bis V_+ , allerdings hängt die Genauigkeit stark mit der der Eingangsspannung zusammen. V_+ ist dabei abhängig von der Bauart (5V oder 3.3V)
- External: Bei diesem Modus wird die an Pin AREF angelegte Spannung als Referenzspannung angenommen. Diese kann zwischen 0V und V_+ betragen.
- Internal 2V56 (nur Arduino Mega): Nutzt eine Interne 2,56V Referenzspannung, welche der Atmega des Arduino erzeugt. Diese hat allerdings eine Toleranz von 10%
- Internal: Als Referenzspannung wird eine intern erzeugte 1.1V Spannung angenommen, welche ebenfalls eine Toleranz von 10% aufweist. (Beim Arduino Mega lautet dies der Modus Internal1V1)

Der AD Wandler besitzt außerdem eine Auflösung von 10 Bit, kann also 1024 Spannungsstufen messen. Abhängig von der Referenzspannung variiert somit auch die Messgenauigkeit.

Um den Aufbau des Datenloggers so übersichtlich wie möglich zu halten, wurde dieser nur über die 5V Spannung des USB Ports vom PC versorgt. Dies ist allerdings kritisch, da auch dieses 5V Netz Toleranzen und teilweise starken Flanken unterliegt, was letztendlich zu großen Abweichungen in den Messergebnissen führt.

Um genaue Ergebnisse zu erhalten, muss die Versorgungsspannung bekannt sein. Da die Spannung aber nicht durch sich selbst bestimmt werden kann (die Auswertung ergäbe immer

1024, also U_{ref}), muss diese mit Hilfe einer bekannten Referenzspannung bestimmt werden. Auch hier besitzt der Arduino Uno einen weiteren Vorteil, nämlich in Form eines ungenutzten 3.3V Festspannungsreglers, welcher eine Genauigkeit von 1% aufweist. Somit kann anhand der Messung dieser Spannung auf die Vergleichsspannung ($U_{ref}/1024$) geschlossen werden, aus welcher die momentane Versorgungsspannung ermittelt werden kann. Eine Auswertung derselben ergab folgenden Verlauf (Abb.8.19), aus welchem sich gut die Abweichung der Spannung, sowie der Spannungseinbruch bei Aktivierung eines weiteren Verbrauchers am USB Netz erkennen lassen.

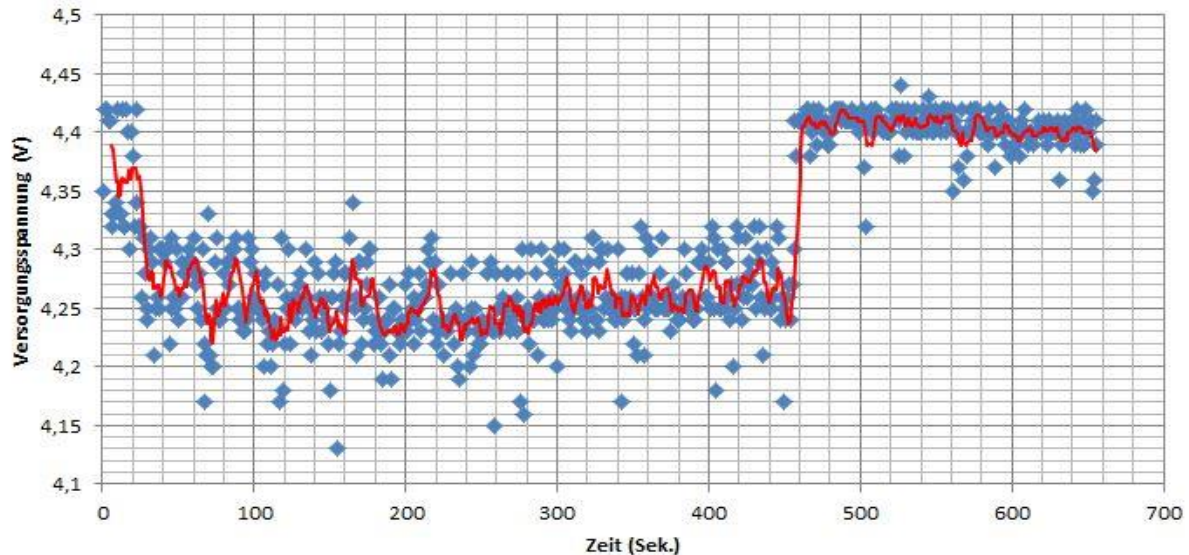


Abb. 19 Spannungsverlauf USB Anschluss

Die Messungen selbst wurden mit Hilfe von Shunts bzw. bei Spannungen direkt durchgeführt. Zunächst war vorgesehen, alle Messungen gleichzeitig durchzuführen, was sich aber als relativ fehleranfällig herausstellte, da die Messungen alle nur in Bezug auf einen Punkt erfolgen konnten.

Dieser Umstand hätte es nötig gemacht, verschiedene Referenzspannungen als Messwert anzunehmen, was aufgrund der Streuung der Messwerte vermutlich zu Fehlern geführt hätte.

Deshalb wurde davon abgesehen und die drei Nötigen Messungen nacheinander durchgeführt, da angenommen werden kann, dass die Schaltung sich während jedes Ladezyklus aufgrund der gleichbleibenden Bedingungen annähernd gleich verhält. Außerdem wurde mit zwei Verschiedenen Messwiderständen gearbeitet (10 Ohm und 1 Ohm), da der 10 Ohm Widerstand eine zehnfach höhere Auflösung ermöglicht (theoretisch), allerdings auch die Schaltung (in Hinblick auf Spannungsabfall) stärker beeinflusst.

Auch durch die Änderung auf 1,1V Referenzspannung wäre es möglich, eine höhere Auflösung des Stromes mit Hilfe des 1R Widerstandes zu erzielen. Allerdings weist diese wie oben genannt eine Toleranz von 10% auf, was im Endeffekt zu wesentlich höheren Abweichungen als durch die eingesetzte Methode führen kann. Deshalb wurde auf diesen Schritt verzichtet.

Ein weiteres Problem stellte die Periodendauer der Schaltung dar. Der Arduino benötigt für eine vollständige Erfassung eines Analogwerts eine Zeit von 100µs. Die Periodendauer der Ladeschaltung liegt bei einer Arbeitsfrequenz von 500kHz aber weit darunter. Zwar ist die Änderungsrate der gemessenen Ströme und Spannungen gering, aber dennoch sind sie schaltungsbedingt mit periodischen Störimpulsen versetzt, welche die Messergebnisse verfälschen.

Um diese Störeinflüsse zu reduzieren wurden 2 Lösungsansätze kombiniert. Zum einen wurden die Messwerte per Computer bei der Auswertung mittels Microsoft Excel Tabellen gemittelt, was aufgrund der hohen Anzahl der Werte zu guten Ergebnissen führte. Zum anderen wurden die

Messungen über einen Tiefpass mit einer Grenzfrequenz im 100Hz Bereich durchgeführt, um höherfrequente Störungen zu filtern.

Die Messwerte selbst wurden vom Arduino mit Hilfe des nachfolgenden Programmes aufgezeichnet und an den PC übermittelt. Dieses wurde kommentiert, um die Funktionsweise verständlich machen zu können.

```
// *****
// *           Datenlogger für           *
// *   F E N C Y - Li-Ion Ladeschaltung   *
// *           ~~~~~                     *
// *   Lukas Possenig (PosL) 2016         *
// *****

double mess;           // Eingangsstrom
double vpp;             // Versorgungsspannung
int eg = 2;             // Pin für Eingangsstrom über Shunt
int vp = 5;             // Pin für Referenzspannung 3.3V

void setup() {
  Serial.begin(9600);    // Initialisierung der Datenübertragung
}

void loop() {
  vpp = analogRead(vp); // Referenzspannung Wandeln
  vpp = 3.29 / vpp;      // Spannungsstufe errechnen

  mess = analogRead(eg); // Analoge Werte Wandeln
  mess = mess * vpp;      // Werte in Spannung bzw. Strom Umrechnen
  Serial.println(mess,3); // Werte mit 3 Nachkommastellen
                          // übermitteln
  delay(1000);           // 1000ms warten
}
```

Die Werte werden im Serial Monitor der Arduino Software ausgegeben. Zusätzlich wurde der Computer mit 2 Webcams ausgerüstet, von denen eine den Versuchsaufbau, die Andere den Bildschirm des Oszilloskops zeigte. Der Test konnte dann via Internet mit einer Windows Remote Desktop Verbindung überwacht werden.

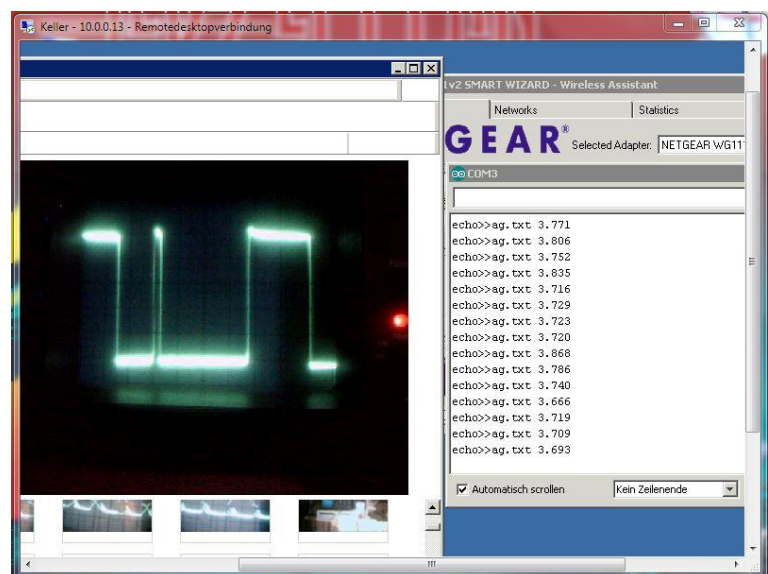


Abb. 20 Überwachung via Internet

9.2 Testergebnisse

Durch Anwendung der vorhergehend genannten Technik konnten so in einem Zeitraum von ca. 80 Stunden insgesamt etwa 210.000 verwertbare Messwerte gesammelt werden, welche mit Hilfe von Microsoft Excel grafisch aufbereitet werden konnten.

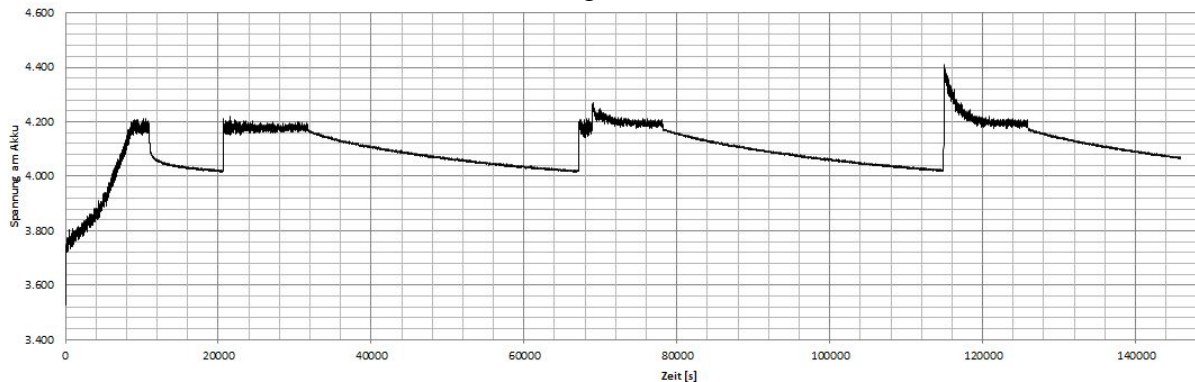


Abb. 20 Spannungsverlauf Akkumulator

Der Stromverbrauch der Schaltung, welche zu einer Entladung des Akkus führt wurde dabei durch einen 178 Ω Widerstand simuliert, was etwa einen Strom von 20-25mA ergibt. Durch diesen Stromverbrauch ergibt sich bei einer Akkukapazität von 2200mAh eine Entladezeit von etwa 10h, bis das Lade-IC mit einem neuen Ladezyklus beginnt.

Auch der Stromfluss primärseitig ließ sich gut bestimmen. Dieser beträgt zu Beginn kurzzeitig etwa 300mA (normaler Ladezyklus, d.h. das Akku wurde auf 4.1V entladen), sinkt jedoch recht schnell ab und beträgt während der letzten Stunde des 3h Zyklus etwa 15mA. Nach Abschalten des Laders sinkt der Strom auf ca. 1.5-2mA ab.

Primär wurde die Schaltung mit 13.5V betrieben, da 12V Blei-Akkumulatoren, welche meist zum Betrieb von Zäunen genutzt werden, eine Entladeschlussspannung von 12V und eine Ladeschlussspannung von 13,8V besitzen und somit bei 13,5V Spannung „halb voll“ sind.

Die Auswertung ergab, dass sich die drei willkürlich gemessenen Zyklen in der Länge um etwa 80 Sek. unterschieden, was aber auf die Rechnung nur minimale Einflüsse haben sollte. Letztendlich ergab sich aus den gemessenen Werten ein durchschnittlicher Eingangsstrom von 12.2 mA, eine durchschnittliche Sekundärspannung von 4.1V bei einer Leistung von 144mW. Der Wirkungsgrad der Schaltung liegt also bei ca. 85%. D.h. die Effizienz der Stromversorgung konnte um fast 300% gesteigert werden.

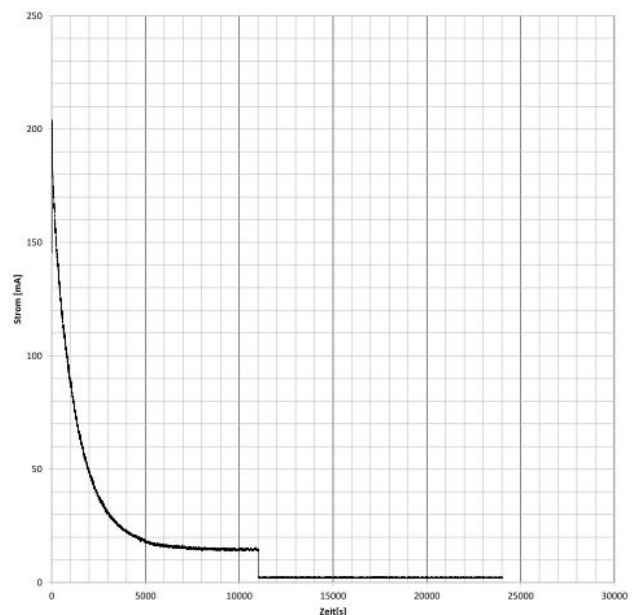


Abb. 21 Stromverlauf Eingang

10.Schlussbemerkung

Wie vorher ausgiebig beschrieben, wurden verschiedene Schaltungen entwickelt, getestet und teilweise in die finale Version des Gerätes integriert. Nun muss sich zeigen, wie sehr diese sich in der Praxis bewähren. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt ist geplant, den Prototyp, welcher noch gefertigt werden soll, für ein Jahr zu testen und anschließend zu entscheiden, ob es sinnvoll ist eine Kleinserie zu fertigen.

In diesem Jahr sollen vor allem die Beständigkeit der Elektronik in Bezug auf Luftfeuchtigkeit, Temperatur und Funktion getestet werden. Auch die Messschaltung muss sich in Bezug auf Funktionalität noch beweisen.

11. Anhang

11.1 Abbildungsverzeichnis

ABB	Beschreibung	Quelle
1	Aufbau eines NPN Transistors	Lukas Possenig
2	Aufbau eines N Channel MOSFET	Lukas Possenig
3	Treiberstufe 1 Transistor	Lukas Possenig
4	Treiberstufe Komplementär	Lukas Possenig
5	Integrierte Treiberstufe	http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22019B.pdf
6	Eingangsschaltung	Lukas Possenig
7	Weidezaun Widerstände	Lukas Possenig
8	Messungen Bisher	Lukas Possenig
9	Messungen Neu	Lukas Possenig
10	Gleichrichter Schaltung	Lukas Possenig
11	Testschaltung Optokoppler	Lukas Possenig
12	Kennlinien aus Abb. 11	Lukas Possenig
13	Lade und Entladetransistor	Lukas Possenig
14	Ladetransistor	Lukas Possenig
15	Spannungsverlauf am Speicherkondensator C2	Lukas Possenig
16	Messschaltung Komplett	Lukas Possenig
17	Stabilisierung mit Z-Diode	Lukas Possenig
18	Verbesserter Querregler	Lukas Possenig
19	Längsregler	Lukas Possenig
20	Spannungsverlauf USB Anschluss	Lukas Possenig
21	Überwachung via Internet	Lukas Possenig
22	Spannungsverlauf Akkumulator	Lukas Possenig