

Einschaltstrombegrenzung

Versionsübersicht

Version	Datum	Beschreibung
1.0	28-02-2023	Erste Version
1.1	01-03-2023	Beschreibung der Erweiterung
1.2	07-03-2023	Alternative Schaltung ohne Zenerdiode
2.0	20-03-2023	Neue Platine und Updates zur Schaltung

Haftungsausschluss

Für die hier vorgestellte Schaltung und deren Funktion übernehme ich keine Verantwortung. Die Benutzung der hier vorgestellten Schaltung und der Inhalt dieses Dokuments geschieht auf eigene Verantwortung. Auch wenn diese Schaltung nur für ungefährliche Spannungen vorgesehen ist, fließen unter Umständen grosse Ströme. Daher sind ein sauberer Aufbau und ein Verständnis für das, was man macht wichtig.

Übersicht

Bei einem Balkonkraftwerk mit Speicher werden die Solarpanels an einen Solarladeregler angeschlossen und laden eine Batterie und der Wechselrichter hängt an der Batterie. Mit den Projekten AhoyDTU und OpenDTU kann man die eingespeiste Leistung steuern und so den Grundbedarf abdecken. Der Überschussstrom tagsüber wird dabei verwendet, um die Batterien aufzuladen, so dass auch nach Sonnenuntergang der Grundbedarf abgedeckt werden kann bis die Batterie entladen ist, oder am nächsten Tag die Sonne wieder scheint.

Die Hoymiles Wechselrichter, die man mit AhoyDTU und OpenDTU ansprechen kann, besitzen eine sehr grosse Kapazität am Eingang wo normalerweise die Solarpanel angeschlossen werden. Bei Solarpanel stellt dies kein Problem dar, weil deren Kurzschlussstrom begrenzt ist, die den Wechselrichter nicht überlastet. Bei einer Batterie hingegen ist dies nicht mehr der Fall, bei grösseren Batterien kann der Kurzschlussstrom bei mehreren Hundert Ampere liegen und da ein Kondensator beim Einschalten einen Kurzschluss darstellt fließen dann entsprechend grosse Ströme, die unter Umständen Bauteile im Wechselrichter zerstören könnten. Damit es nicht so weit kommt wurde diskutiert wie man den Eingangsstrom, beim Anschliessen oder Einschalten des Wechselrichters an die Batterie, begrenzen kann. Dieses Phänomen des grossen Einschaltstrom gibt es auch in anderen Anwendungen und Lösungen dazu gibt es viele.

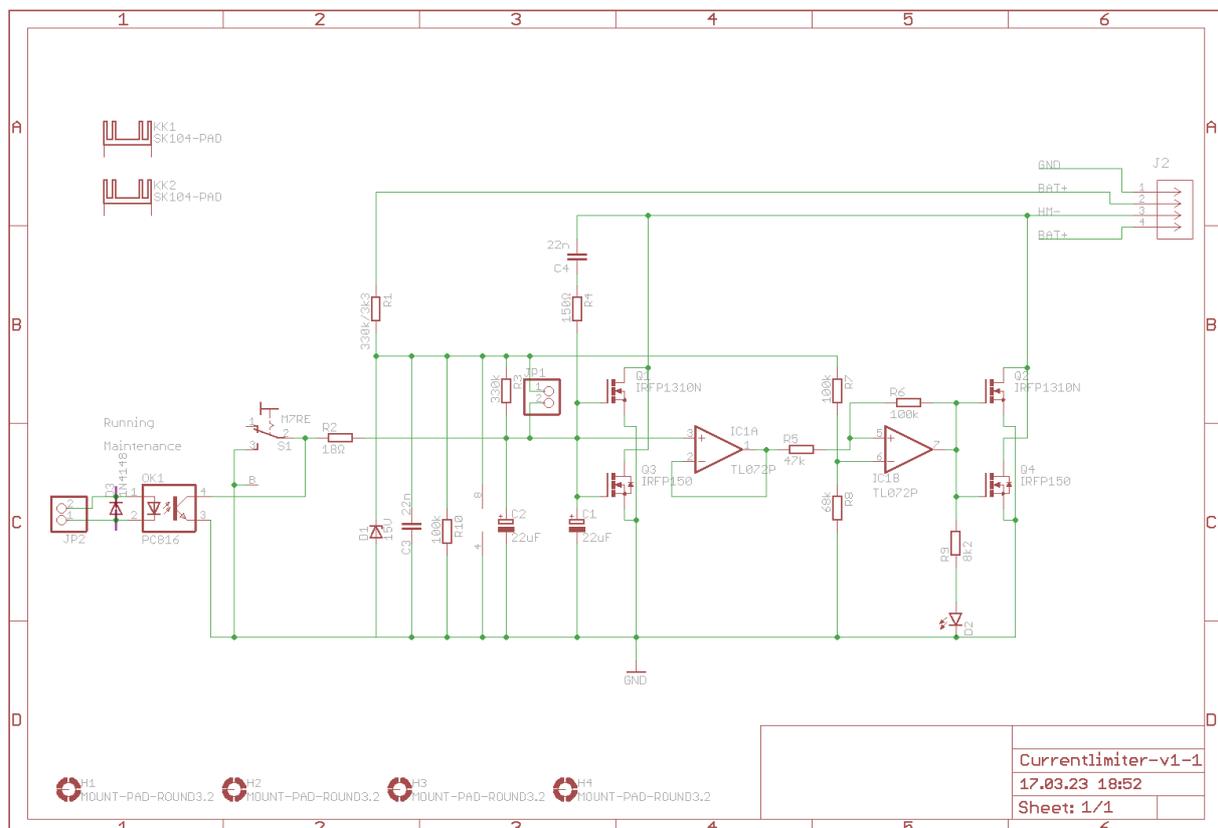
Die hier vorgestellte Lösung basiert auf einer Schaltung zur Einschaltstrombegrenzung von Netzteilen von ELV vom Januar 2005. Diese Schaltung begrenzt den Strom aber auf einen normalerweise für solche Schaltungen ungefährliche 40A. Sehr wahrscheinlich würde das auch im Fall von Hoymiles Wechselrichter genügen, da ein solcher Strom nur sehr kurzzeitig fliesst und die Wechselrichter für einen Dauerstrom von 15A ausgelegt sind, so dass man davon ausgehen kann, dass ein Einschaltstrom von 40A kein Problem ist. Wenn man die ELV

Schaltung aber genauer betrachtet, dann sieht man schnell, dass man den maximalen Strom einfach beeinflussen kann in dem man die Bauteile entsprechend dimensioniert. Da man weiterhin eine Platine braucht, um diese Schaltung sauber aufbauen zu können, war dies auch gleich die Gelegenheit diese Schaltung etwas genauer zu betrachten und eine entsprechende Anleitung zu schreiben, wie man die Bauteile dimensionieren kann um das gewünschte Einschaltverhalten zu erreichen.

Schaltung

In der überarbeiteten Version 2.0 der Schaltung und Platine sind im Schaltplan die MOSFET doppelt ausgeführt. Q1/Q3 und Q2/Q4. Von jedem Paar wird aber nur ein MOSFET eingesetzt. Der Grund liegt im Design der Platine, die es jetzt erlaubt MOSFET im TO-220 aber auch im TO-247 oder TOP-3P einzusetzen. Das erhöht die Auswahl. Ausserdem wurden die Kühlkörper durch stehende Varianten ersetzt. Damit wird die Platine kleiner und es ist nicht mehr nötig die Anschlüsse der MOSFET abzubiegen. Wenn im Folgenden von Q1 und Q2 die Rede ist, dann gilt das sinngemäss für Q3 und Q4 respektive.

Die hier vorgestellte Schaltung erweitert die Schaltung von ELV. In der Schaltung von ELV sind nur die Bauteile D1, R1, C1, R4, C4, und Q1 vorhanden. Der Widerstand R3 ist durch eine Drahtbrücke zu ersetzen.

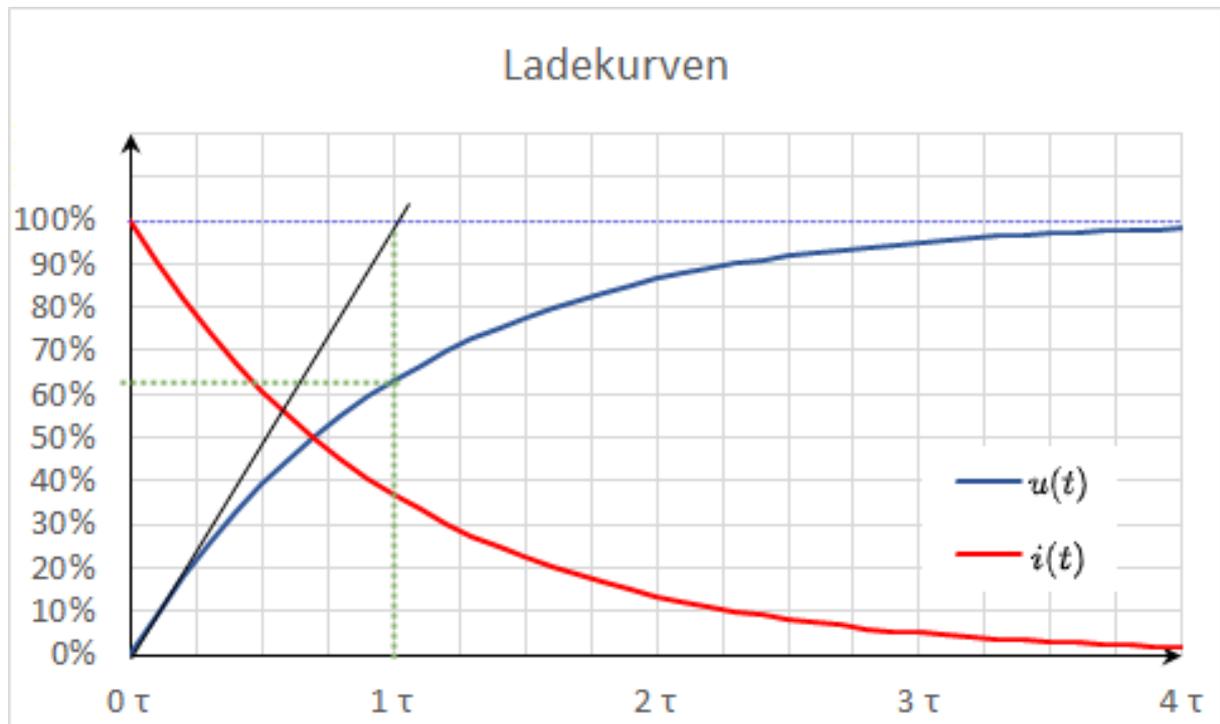


Die Batterie wird an BAT+ und GND angeschlossen. Die Last wird an BAT+ und HM- angeschlossen. Schaltet man jetzt die Batterie ein dann fliesst im ersten Moment kein Strom. C1 ist entladen und damit ist die Gatespannung von Q1 = 0V und der MOSFET sperrt.

Über R1 wird jetzt langsam C1 geladen. R1 und C1 bilden ein RC Glied. Mehr Informationen dazu findet man auf

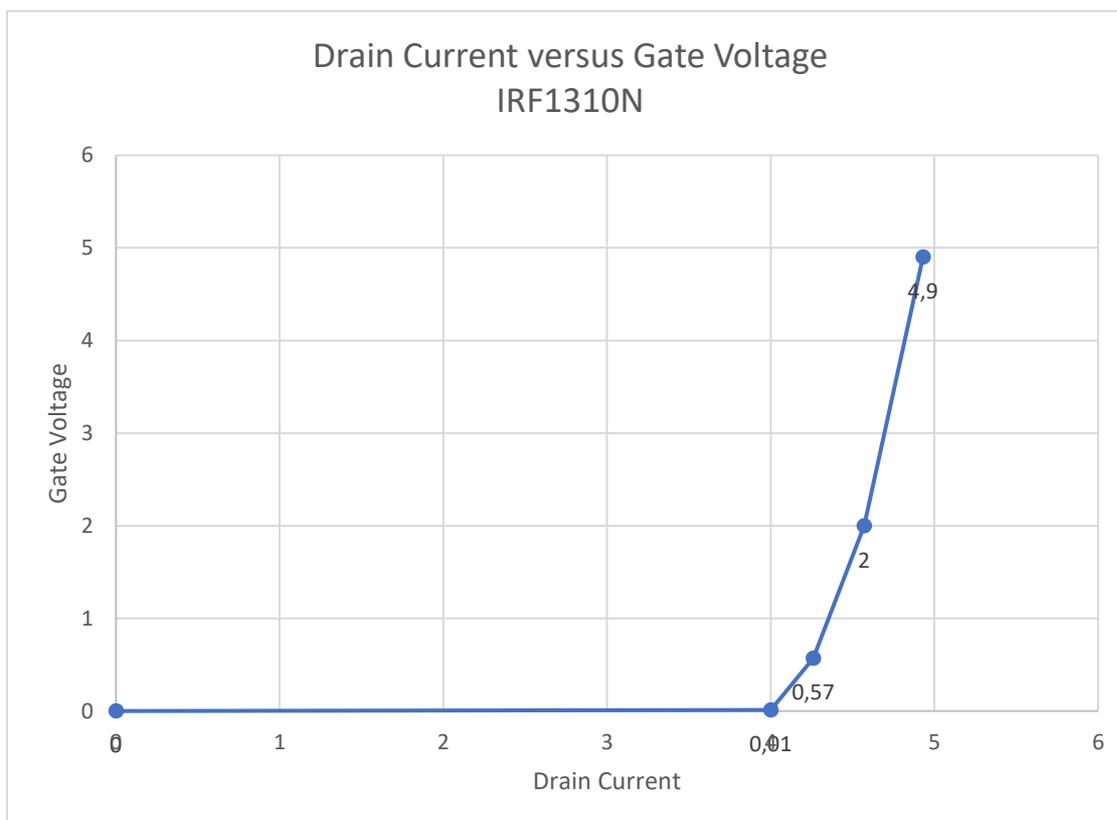
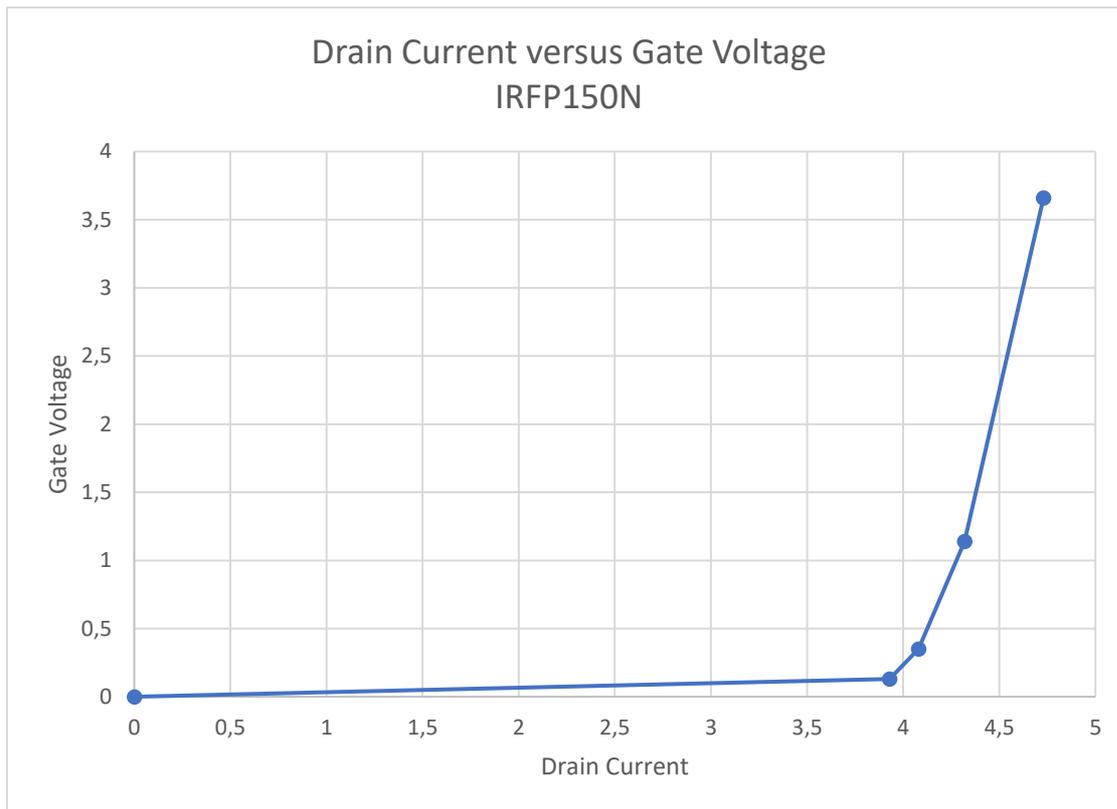
<https://de.wikipedia.org/wiki/RC-Glied>

Wichtig ist, dass der Spannungsverlauf an C1 der folgenden Kurve in etwa so aussieht



Zu Beginn steigt die Spannung in etwa linear mit der Zeit. Extrapoliert würde der Kondensator zum Zeitpunkt $t=RC$, der Zeitkonstante des RC Gliedes, vollständig geladen sein.

Bei einer Batteriespannung von 48V steigt die Spannung also ziemlich linear mit der Zeit bis etwa 10V an. Irgendwann wird die Gate Schwellwertspannung des MOSFET erreicht. Das ist die Spannung bei der ein MOSFET beginnt den Strom durchzulassen. Hier ist exemplarisch eine solche Spannungs-Strom Kurve für die hier in Frage kommenden MOSFET IRFP150N und IRF1310N gezeigt.

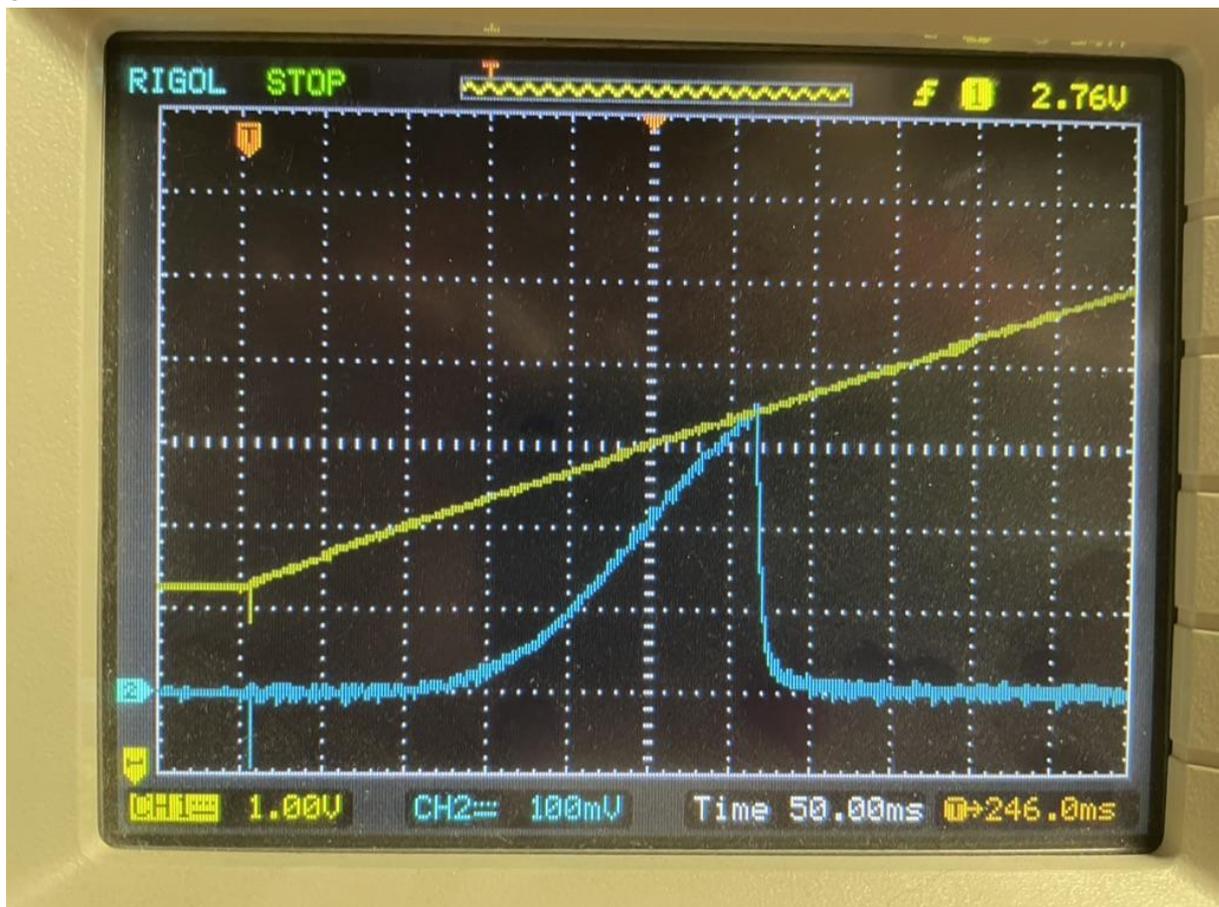


Der exakte Wert für den Schwellwertspannung spielt in dieser Schaltung keine Rolle, vorausgesetzt sie ist kleiner als die oben aufgeführten 10V ab welcher die Spannungskurve stark von der linearen Kurve abweicht. Was aber entscheidend ist, dass der Strom durch den MOSFET, der Drain Strom, nur durch die Spannung begrenzt ist. D.h. egal wie hoch die

Spannung am Drain, in unserem Fall am – Eingang des Wechselrichters ist, der Strom ist beschränkt. Der Strom steigt zwar in etwa Linear mit der Gatespannung an aber er bleibt begrenzt. Wie schnell der Strom mit der Spannung wächst, nennt man die Steilheit (englisch Transconductance) des MOSFET und wird in Siemens (Ampere/Volt) angegeben. Diese beträgt bei den hier betrachteten MOSFET etwa 8 Siemens. Damit haben wir also den Eingangsstrom begrenzt und lassen ihn von 0A ansteigen bis der Eingangskondensator geladen ist. Die Steilheit ist über einen weiten Bereich konstant und entsprechend steigt die Stromkurve, ausser am unteren Ende, fast linear an.

Sobald der Eingangskondensator geladen ist, fließt kein Strom mehr. Erst später, wenn der Wechselrichter seinen MPPT Algorithmus startet wird wieder Strom fließen. Das geschieht etwa 1-2 Sekunden nachdem der Kondensator geladen ist. Nach dieser Zeit ist aber die Gatespannung weiter angestiegen, bis sie durch die Zenerdiode begrenzt wird. Die Zenerdiode hat eine Spannung von 12-15V und somit liegt zu diesem Zeitpunkt eine Gatespannung von fast 12-15V an. Bei 12-15V Gatespannung ist ein MOSFET vollständig durchgeschaltet und der Strom wird nur noch durch den Einschaltwiderstand $r_{ds(on)}$ bestimmt. Bei den hier eingesetzten MOSFET beträgt dieser etwa 40m Ω . Hier ist ein Bild vom Gatespannungsverlauf und dem Drainstrom, aufgenommen mit einem Oszilloskop.

0



Hier sieht man schön wie die Gatespannung (gelb) fast linear mit der Zeit steigt und ab einer gewissen Spannung fließt ein Strom (blau) durch den MOSFET. Hier sehen wir wie der Strom immer grösser wird. Im hier gezeigten Bild wurde der Strom mit einem 50m Ω Shunt gemessen und somit entspricht 100V = 1Einheit = 2Ampere. In der Zeitachse entspricht eine Einheit 50ms. Damit sieht man wie der Strom in einer Zeit von etwa 170ms von 0 bis etwa 7 Ampere ansteigt.

Die Zenerdiode ist zwingend nötig, denn die Gatespannung darf gegenüber der Source nicht grösser als +/- 20V sein. Grössere Spannung können die Gate Isolationsschicht und so den MOSFET zerstören. Die Spannung der Zenerdiode selbst ist nicht kritisch, jeder Wert zwischen 12V und 15V erfüllt den Zweck.

Bemerkung: Das in der ELV-Schaltung enthaltene RC Glied bestehend aus R_4 und C_4 dient eigentlich nur der Entstörung und hat wohl ausserhalb von Netzteilen kaum eine Funktion. Es wurde daher einfach eins-zu-eins von der ELV-Schaltung übernommen. Muss aber nicht bestückt werden.

Dimensionierung der Bauteile

Für die Berechnung nehmen wir an, dass die Spannung am Kondensator des RC-Glied linear mit der Zeit wächst und dass die Steilheit im betrachteten Bereich konstant ist, d.h. der Strom durch dem MOSFET linear mit der Gatespannung ansteigt. Die Fehler die wir damit machen sind aber nicht schlimm und die Nichtlinearitäten der beiden Annahmen kompensieren sich sogar ein bisschen. Das Resultat wird im Allgemeinen weniger als 10% von der Realität abweichen. Das ist nicht weiter wichtig, es spielt keine Rolle, ob wir den Ladestrom des Eingang Kondensators auf 8A oder 9A begrenzt haben. Wichtig ist, dass er auf weniger als 15A begrenzt wird, der maximale Kurzschlussstrom pro Eingang eines Hoymiles Wechselrichters.

Wenn C_1 entladen ist, dann wird dieser mit dem Strom der durch R_1 fliesst geladen. Die Spannung an R_1 , wenn C_1 entladen ist, entspricht der Batteriespannung, damit fliesst ein Strom von

$$I_c = U_{bat}/R_1 = 48V/330k\Omega = 145\mu A$$

Irgendwann wird die Schwellwert Spannung des MOSFET erreicht und er beginnt zu leiten. Der exakte Zeitpunkt spielt dabei keine Rolle. Der Strom durch den MOSFET wird jetzt etwa linear mit der Zeit wachsen, weil wir angenommen haben, dass die Spannung an C_1 linear mit der Zeit wächst und die Steilheit des MOSFET konstant ist. Das Oszilloskop zeigt, dass diese Annahme im uns interessanten Bereich ziemlich stimmt.

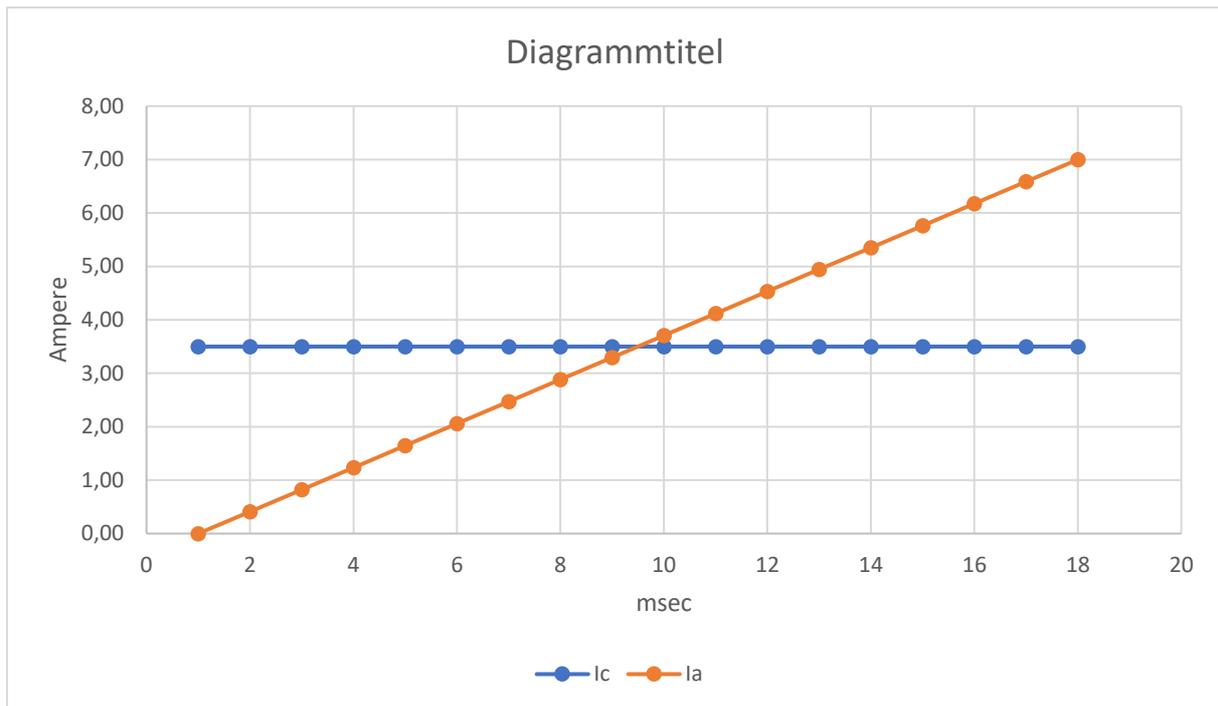
Sei C_e die Eingangskapazität, dann müssen wir diese auf U_{bat} aufladen, dazu braucht es eine gewisse Ladungsmenge

$$Q_e = U_{bat} C_e$$

Wenn wir den Kondensator mit einem konstanten Strom laden würden, dann bräuchten wir

$$t = Q_e / I_{const}$$

Sekunden. Zeichnet man den Strom in Abhängigkeit der Zeit, dann entspricht die Fläche unterhalb der Kurve die Ladung dar. Hier sind die Fälle konstanter und linear ansteigender Strom dargestellt.



Wie man leicht sieht ist die Ladung bei einem konstanten Strom und einem linear ansteigenden Strom dann genau gleich wenn der linear ansteigende Strom doppelt so gross wie der Konstanten Strom ist. Einfach die Flächenformel für das Rechteck (blau) und das Dreieck (orange) sich vor Augen führen. Damit gilt

$$Q_e = I_{\text{const}} T \text{ (unser Rechteck)} = \frac{1}{2} I_{\text{Max}} t \text{ (unser Dreieck)}$$

Die Ladung können wir ausrechnen da wir die Eingangskapazität der Hoymileswechselrichter kennen, diese beträgt 10mF. Das ist eine recht grosse Kapazität und sie wird gebildet durch 4 parallel geschaltete 2700µF Kondensatoren. Dadurch ist der Innenwiderstand der Kapazität sehr klein und der Einschaltstrom entsprechend gross, wenn man nichts unternimmt.

$$Q_e = 48V * 10mF = 480mC \text{ (Milli Coulomb)}$$

Wollen wir jetzt den maximalen Ladestrom auf 8A begrenzen, dann können wir nun ausrechnen wie schnell wir den Eingangskondensator maximal laden dürfen

$$t = 2Q_e / I_{\text{Max}} = 0.96C / 8A = 0.12s$$

Wenn der MOSFET eine Steilheit von 8Siemens hat, dann erreichen wir diesen Strom, wenn die Gatespannung um

$$\Delta U_g = I_{\text{Max}} / g_{fs} = 8A / 8S = 1V$$

angestiegen ist, dabei ist g_{fs} die Bezeichnung der Steilheit oder Transconductance des MOSFET.

Mit der Gleichung

$$C_1 U = I_c t$$

Können wir ausrechnen wie gross C_1 sein muss damit die Spannung in 0.12s um 1V ansteigt

$$C_1 = I_c T / \Delta U_g = 145\mu A * 0.12s / 1 = 17\mu F$$

Das ist der minimale Wert für C_1 damit wir die Vorgabe von $I_{Max} = 8A$ nicht übersteigen. Wenn wir langsamer laden, wird der maximale Strom kleiner. Wir nehmen den nächstgrößeren üblichen Wert 22 μ F.

Bemerkung: vielleicht wird dem Leser auffallen, dass die Gate Schwellwert Spannung nicht in den Berechnungen vorkommt. Das liegt daran, dass der Schwellwert nur einen Einfluss auf den Zeitpunkt hat, an welchem der MOSFET zu leiten beginnt. Die Spannung an C_1 steigt in etwa linear mit der Zeit. Wie wir wissen ungefähr 1V jede 120ms. D.h. die Schwellwertspannung hat nur einen Einfluss auf die Zeit, die es braucht, bis der Schwellwert erreicht wird und der Strom zu fließen beginnt. Ob das jetzt nach 240ms ($U_{Th}=2V$) oder 480ms ($U_{Th}=4V$) der Fall ist ändert nichts an der Ladefunktion.

Als nächstes müssen wir die Verlustleistung des MOSFET betrachten. Die hier aufgeführten MOSFET haben einen Einschaltwiderstand $r_{ds_{on}}$ von max 40m Ω . Damit können wir den Wärmeverlust ausrechnen, wenn der MOSFET durchgeschaltet ist und wir eine bestimmte Energiemenge einspeisen wollen. Pro Eingang erlaubt ein Hoymiles etwa 400W einzuspeisen. Bei 48V entspricht das einem Eingangsstrom von

$$I = P/U = 400/48 = 8.3A$$

Bei 8.3A haben wir eine Verlustleistung von

$$P_{diss} = I^2 r_{ds_{on}} = 8.3 * 8.3 * 0.04 = 2.7W$$

Damit liegen wir weit unter der maximalen Verlustleistung. Damit der MOSFET nicht zu heiss wird müssen wir ihm einen Kühlkörper verpassen. Damit wir uns nicht die Finger verbrennen sollte er nicht heisser als 50°C bei einer Umgebungstemperatur von 20°C werden. Damit braucht es einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand

$$k = \Delta T / P_{diss} = 30^\circ / 2.7W = 11^\circ/W$$

Der hier verwendete SK104 mit einer Länge von 37mm hat einen Wärmewiderstand von 11°/W.

Bei 24V oder bei zwei Eingängen fließen theoretisch 16.6A. Wobei die Hoymiles Wechselrichter nie mehr als 15A von einer Batterie beziehen wenn sie einspeisen. D.h. bei 24V erreicht man nicht die 400W die ein Hoymiles pro Eingang verarbeiten kann (gilt für HM-400 und HM-800, bei den anderen Modellen ist die maximale Ausgangsleistung der limitierende Faktor) Hier wird empfohlen zwei MOSFET parallel zu schalten. Auf der Platine muss neben dem zweiten MOSFET (Q3 oder Q4) eine Drahtbrücke bei JP1 eingelötet

werden. So wird gewährleistet, dass sich die Schaltung bei natürlicher Konvektion nicht über 50°C erwärmt.

Weil durch die Parallelschaltung von zwei MOSFET sich die Steilheit verdoppelt, muss man entweder für C_1 einen Wert von 47 μ F nehmen oder man bestückt C_2 mit einem zweiten 22 μ F Kondensator. Es wird nicht empfohlen den Wert von R_1 zu erhöhen!

Für grössere Ströme kann die erweiterte Funktion der Schaltung aktiviert werden. Diese Funktion wird zu einem späteren Zeitpunkt vorgestellt.

Dimensionierung für 24V

Bei 24V wird der Kondensator C_1 mit einem Strom

$$I_c = U_{\text{bat}}/R_1 = 24\text{V}/330\text{k}\Omega = 72\mu\text{A}$$

aufgeladen. Damit verlangsamt sich der Anstieg der Spannung an C_1 um die Hälfte. Andererseits muss der Eingangskondensator des Wechselrichters auch nur auf 24V aufgeladen werden oder mit anderen Worten es braucht auch nur die Hälfte der Ladung

$$Q_e = 24\text{V} * 10\text{mF} = 240\text{mC (Milli Coulomb)}$$

Damit reicht es, wenn der Strom durch den MOSFET nur bis 4A ansteigt, da der Strom aber nur halb so schnell ansteigt, weil die Gatespannung auch nur halb so schnell wächst, dauert es also genau gleich lang, bis dass der Eingangskondensator auf die Spannung der Batterie aufgeladen ist. Oder mit anderen Worten, die Ladezeit des Eingang Kondensators hängt nicht von der Batteriespannung ab.

Aufbau der Schaltung

Das Gehäuse des MOSFET und der Kühlkörper müssen nicht isoliert werden, die Leiterbahnfläche direkt unter dem Kühlkörper hat das gleiche Signal HM-. Die Pads des Kühlkörpers sind nicht mit einem Signal verbunden.

Die Anschlussklemme Wago 2606-1104 ist geeignet für Drähte und Litzen bis 10mm² Querschnitt. Ob man bei Litzen Aderendhülsen verwenden soll oder nicht wird kontrovers diskutiert. Bei der Wago Klemme handelt es sich um Anschlussklemme, die den Leiter mit Spannkraft hält. Verwendet man Litzen ohne Aderendhülsen mit Kragen muss man darauf achten, dass die Leiter so verlegt werden, dass sie keiner Bewegung ausgesetzt sind, da sonst einzelne Adern brechen könnten und so zu einem hohen Übergangswiderstand führen können. Bei Gleichstrom sollte man die Regel, dass der Strom den dreifachen Wert des Querschnitts nicht überschreiten sollte, beachten. D.h. bei 4mm² maximal 12A. Die hier verwendete Wago Klemme ist gross genug und erlaubt auch dein Einsatz von Isolierten Aderendhülsen mit feindrähtigen Kabel mit einem Querschnitt von 4mm².

Für die beschriebene Grundschaltung ist bei JP1 eine Drahtbrücke nötig.

Externe Steuerung

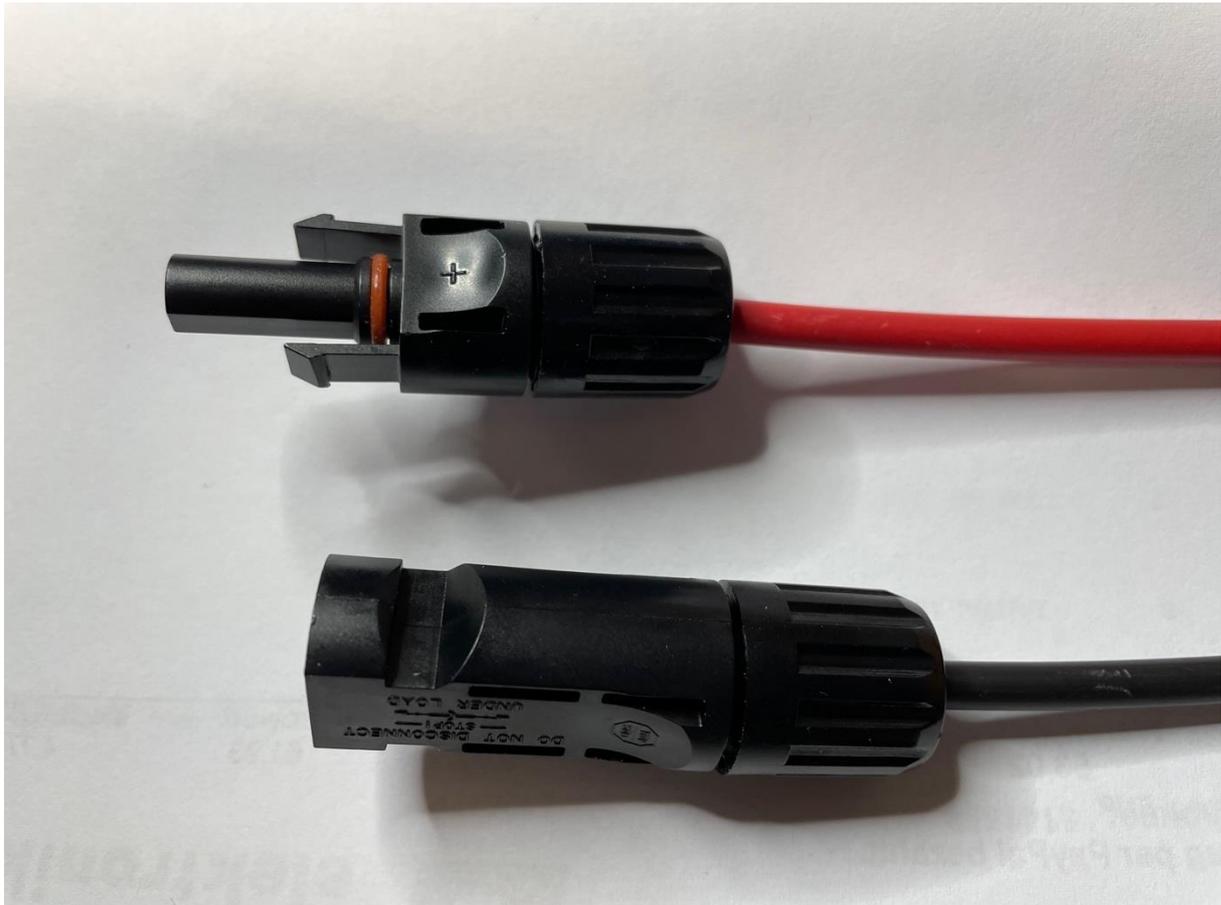
Der Schalter erlaubt es den Wechselrichter strommässig von der Batterie zu trennen. Ist er geschlossen fliesst kein Strom durch den Wechselrichter. Das ist vor allem für Wartungszwecke oder Betriebsunterbrüche nützlich.

Weiter ist ein Optokoppler vorgesehen. Fliesst ein Strom von etwa 10mA durch die Diode des Optokopplers wird der Transistor des Optokopplers durchgeschaltet und der Kondensator über R_2 entladen. Damit kann man die Schaltung fernsteuern. Achtung der Optokoppler muss über einen entsprechenden Widerstand mit dem Controller verbunden werden um den Strom durch die Diode des Optokopplers zu begrenzen. Aus Sicherheitsgründen ist eine anti-parallel Schutzdiode vorgesehen.

Anschliessen der Schaltung

Um keine Überraschungen beim Anschliessen der Schaltung zu haben empfiehlt es sich den Schalter zu schliessen.

Die vier Anschlüsse der Wago Klemme mit HM+, HM-, BAT+ und BAT- angeschrieben. Intern sind HM+ und BAT+ verbunden. An BAT- kommt der Minuspol und an BAT+ kommt der Pluspol der Batterie. An HM- kommt der Minuseingang des Hoymiles Wechselrichters und an HM+ kommt der Plusseingang des Hoymiles Wechselrichters. Um den Hoymiles Wechselrichter anzuschliessen braucht man Kabel mit je einem MC4 Stecker und Buchse. Ich habe mir dazu zwei farblich passende Kabel mit den entsprechenden MC4 Endstücken gecrimpt.



Die MC4 Seite ist ja verpolungssicher, aber beim Anschluss an die Platine ist es sehr wichtig, dass das rote Kabel an HM+ und das schwarze Kabel an HM- angeschlossen wird.

Sobald die Schaltung angeschlossen ist, kann man den Jumper von JP2 entfernen.

BOM Grundschialtung für 48V und 400W Einspeiseleistung

Name	Wert	Info	Bemerkung
R1	330k Ω	1/4Watt	
R2	18 Ω	1/4Watt	
JP1	Drahtbrücke		Überbrückt R ₃
JP2	2 polig		Stiftleiste oder Steckbuchse mit 0.1" Raster
S1	SPDT	20V/100mA	Hier ist ein Printschalter M7RE von multicom vorgesehen mit 0.1" Raster
D1	15V	1/4W	Zenerdiode
R3	0 Ω		Hier ist für die in diesem Dokument beschriebene Schaltung eine Drahtbrücke nötig
C1	22 μ F	16V	Tantal oder anderer Kondensator mit niedrigem Leckstrom
R4	150 Ω	1/4Watt	

C4	22nF	100V	
Q1 oder Q3	IRF1310N oder IRFP150N		
Kühlkörper	SK 104 38,1 STS	Fischer	1 Stück
J1	Wago 2606-1104		
OK1	PC816	Optokoppler	Es tut eigentlich fast jeder Optokoppler im DIL-4 Gehäuse mit einem Übertragsungsverhältnis von 50% oder besser
D3	1N4148		Schutzdiode für Optokoppler Eingang

IC1, R5, R6, R7, R8, R9, R10, D2 und Q2 werden nicht benötigt

BOM Grundschaltung für 48V und 2 parallelen MOSFET

Name	Wert	Info	Bemerkung
R1	330k Ω	1/4Watt	
R2	18 Ω	1/4Watt	
JP1	Drahtbrücke		Überbrückt R ₃
JP2	2 polig		Stiftleiste oder Steckbuchse mit 0.1" Raster
S1	SPDT	20V/100mA	Hier ist ein Printschalter M7RE von multicom vorgesehen mit 0.1" Raster
D1	15V	1/4W	Zenerdiode
R3	0 Ω		Hier ist für die in diesem Dokument beschriebene Schaltung eine Drahtbrücke nötig
C1	47 μ F	16V	Tantal oder anderer Kondensator mit niedrigem Leckstrom
C2	22 μ F	16V	Alternativ kann anstelle C1 ein 47 μ F Kondensator verwendet werden, in diesem Fall entfällt C2
R4	150 Ω	1/4Watt	
C4	22nF	100V	
Q1 oder Q3, Q2 oder Q4	IRF1310N oder IRFP150N		
Kühlkörper	SK 104 38,1 STS	Fischer	2 Stück
J1	Wago 2606-1104		
OK1	PC816	Optokoppler	Es tut eigentlich fast jeder Optokoppler im DIL-4 Gehäuse mit einem Übertragsungsverhältnis von 50% oder besser
D3	1N4148		Schutzdiode für Optokoppler Eingang

IC1 Pin3-Pin7	Drahtbrücke		Der zweite MOSFET wird durch den OpAmp der erweiterten Schaltung angesteuert. Um den MOSFET parallel zum ersten anzusteuern muss zwischen den Pin3 und Pin7 des Sockels für IC1, den OpAmps, eine Drahtbrücke eingesetzt werden
---------------	-------------	--	---

IC1, R5, R6, R7, R8, R9 R10k, und D2 werden nicht benötigt

BOM Grundschtaltung für 24V und 400W Einspeiseleistung

Diese ist identisch mit der BOM für 48V mit parallelen MOSFET

Name	Wert	Info	Bemerkung
R1	330k Ω	1/4Watt	
R2	18 Ω	1/4Watt	
JP1	Drahtbrücke		Überbrückt R ₃
JP2	2 polig		Stiftleiste oder Steckbuchse mit 0.1" Raster
S1	SPDT	20V/100mA	Hier ist ein Printschalter M7RE von multicom vorgesehen mit 0.1" Raster
D1	15V	1/4W	Zenerdiode
R3	0 Ω		Hier ist für die in diesem Dokument beschriebene Schaltung eine Drahtbrücke nötig
C1	47 μ F	16V	Tantal oder anderer Kondensator mit niedrigem Leckstrom
C2	22 μ F	16V	Alternativ kann anstelle C1 ein 47 μ F Kondensator verwendet werden, in diesem Fall entfällt C2
R4	150 Ω	1/4Watt	
C4	22nF	100V	
Q1 oder Q3, Q2 oder Q4	IRF1310N oder IRFP150N		
Kühlkörper	SK 104 38,1 STS	Fischer	2 Stück
J1	Wago 2606-1104		
OK1	PC816	Optokoppler	Es tut eigentlich fast jeder Optokoppler im DIL-4 Gehäuse mit einem Übertrangsungsverhältnis von 50% oder besser
D3	1N4148		Schutzdiode für Optokoppler Eingang
IC1 Pin3-Pin7	Drahtbrücke		Der zweite MOSFET wird durch den OpAmp der erweiterten

			Schaltung angesteuert. Um den MOSFET parallel zum ersten anzusteuern muss zwischen den Pin3 und Pin7 des Sockels für IC1, den OpAmps, eine Drahtbrücke eingesetzt werden
--	--	--	--

IC1, R5, R6, R7, R8, R9, R10 und D2 werden nicht benötigt

Beschaltung ohne Zenerdiode

Man kann die Grundschialtung auch ohne Zenerdiode aufbauen. Anstelle der Zenerdiode wird der Widerstand R_{10} eingesetzt. Dadurch ändern sich aber die Berechnungen für R_1 und C_1 .

In diesem Fall ändert die Steilheit des Spannungsanstiegs an C_1 weil nun die zu Grunde liegende Eingangsspannung des RC Glied nicht mehr die Batteriespannung sondern die des Spannungsteilers R_1, R_{10} ist.

$$U_0 = U_{\text{batt}} \frac{R_{10}}{R_1 + R_{10}}$$

C_1 wird nun über R geladen

$$R = \frac{R_1 R_{10}}{R_1 + R_{10}}$$

Man muss natürlich sicherstellen, dass die Spannung am Gate niemals 20V übersteigt. Bei einer 48V Batterie bedeutet dies, dass R_1 mindestens doppelt so gross wie R_{10} sein muss.

Die Spannung an C_1 muss ungefähr mit 1 Volt in 0.12 Sekunden ansteigen. Die folgenden Werte sind aus einem reellen Aufbau mit einem IRF1310N entnommen. Für R_1 wurde 33k Ω und für R_{10} 10k Ω gewählt. Daraus ergibt sich eine maximale Gate Spannung von 13V die minimale Spannung beträgt 11V. Der Wert für R beträgt in diesem Fall ca. 7700 Ω . Die Spannung am Kondensator steigt weiterhin in etwa Linear mit der Zeit

$$U_c = U_0 \frac{t}{RC_1}$$

Setzen wir die bekannten Werte ein dann ergibt sich

$$1V = 11V \frac{0.12}{7700 C_1}$$

Daraus ergibt sich ein Wert für C_1 von 170 μ F. Ich habe 220 μ F für 35V genommen. Durch die Wahl kleinerer Widerstände wird der Leckstrom des 220 μ F Elko gut kompensiert. Wenn man sicher gehen will, nimmt man einen Elko der für 35V oder noch höhere Spannung ausgelegt ist.

Wie auch bei der Beschaltung mit Zener-Diode muss C_1 verdoppelt werden, falls man zwei parallel-geschaltete MOSFET einsetzt, d.h. in diesem Fall muss ein 470 μ F Elko verwendet werden.

BOM Grundschialtung für 24V/48V Batterie ohne Zener-Diode mit 2 MOSFET

Anstelle der Zenerdiode D1 wird ein Widerstand eingelötet. Bei den MOSFET kann man entweder den IRFP150N oder den IRF1301N nehmen. Die Platine ist für beide ausgelegt.

Name	Wert	Info	Bemerkung
R1 (48V)	33k Ω	¼ Watt	
R1 (24V)	15k Ω	¼ Watt	
R2	10 Ω	¼ Watt	10-22 Ω ist egal
JP1	Drahtbrücke		Überbrückt R ₃
JP2	2 polig		Stiftleiste oder Steckbuchse mit 0.1" Raster
S1	SPDT	20V/100mA	Hier ist ein Printschalter M7RE von multicom vorgesehen mit 0.1" Raster
D1 (48V)	10k Ω	¼ Watt	Widerstand ersetzt Zener-Diode
D1 (24V)	15k Ω	¼ Watt	Widerstand ersetzt Zener-Diode
C1	470 μ F	35V	Elektrolykondensator
R4	150 Ω	¼ Watt	
C4	47nF	100V	
Q1 oder Q3	IRF1310N oder IRFP150N		
Q2 oder Q4	IRF1310N oder IRFP150N		
Kühlkörper	SK 104 38,1 STS	Fischer	2 Stück
J1	Wago 2606-1104		
OK1	PC816	Optokoppler	Es tut eigentlich fast jeder Optokoppler im DIL-4 Gehäuse mit einem Übertragsungsverhältnis von 50% oder besser
D3	1N4148		Schutzdiode für Optokoppler Eingang
IC1 Pin3- zum Widerstand R6	Drahtbrücke		Der zweite MOSFET wird durch den OpAmp der erweiterten Schaltung angesteuert. Um den MOSFET parallel zum ersten anzusteuern muss zwischen den Pin3 des Sockels für IC1 und dem Widerstand R6 eine Drahtbrücke eingesetzt werden

Hier eine Bild der Platine mit der Position der beiden Drahtbrücken (gelb).

