

Treiber

Dieser Artikel versteht sich als Unterpunkt zum Artikel Leistungselektronik

Ein **Transistor-Treiber** ist eine Schaltung, welche den nötigen Strom zur Verfügung erforderlichen Zeit ein- bzw. auszuschalten. Es handelt sich dabei meist um einen Transistor, der es möglich, mit einem Logikausgang, welcher meist mit 5 oder 3,3V betrieben werden kann, zu schalten. Dieser Treiber kann analog (linear) oder digital arbeiten.

In diesem Artikel wird hauptsächlich auf die Besonderheiten zur Ansteuerung von Transistoren im Bezug genommen, welche geschaltet betrieben werden. Diese Treiber sind digital.

Inhaltsverzeichnis

- 1 Anwendung
 - 1.1 Gatebeschaltung
 - 1.2 Treiberleistung
 - 1.3 Definition zu Low- und High-Side Schalter
 - 1.4 Beispiele zu Low-Side Treibern
 - 1.5 Beispiele zu High-Side Treibern
 - 1.6 Stromversorgung eines High-Side Treibers
 - 1.6.1 Versorgung über isolierte DCDC Wandler
 - 1.6.2 Versorgung durch eine Bootstrap Schaltung
 - 1.6.2.1 Bootstrapkondensator
 - 1.6.2.2 Auslegung des Bootstrapdiodenzweiges
 - 1.7 Besonderheiten beim Treiberaufbau
- 2 Zusätzliche Hinweise
- 3 Fußnoten
- 4 Siehe auch

Anwendung

MOSFETs und IGBTs werden mit einer Spannung gesteuert. Bei einer Gate-Source gesperrt bzw. hochohmig. Steigt die Spannung über die sogenannte "Schwellenspannung" Leistungsbauteile zwischen ca. 3 und 4,5V liegt - geht das Bauteil langsam vom "Aus" zu "Ein". Bei weiteren Spannungsanstieg bis zu einem Level von ca. 12V verringert sich der Emitter Spannungsabfall beim IGBT auf den im Datenblatt angegebenen minimalen. Bei MOSFETs vergleichsweise geringen Reduktion des Widerstandes bzw. Spannungsabfalls und den Treiber umgeladen werden muss dramatisch ($P \sim U^2$!). Praktisch beschränkt auf 12...18V. Aufgrund von unvermeidbaren, sehr kleinen parasitären Effekten tritt es auf. Zusammen mit diesem Überspringen darf die Gatespannung bei nicht "Log

Im Betrieb fällt an einem Leistungstransistor immer eine bestimmte Verlustleistung an. "Schaltverluste" und "Leitend- bzw. ON-Verluste". Die ON-Verluste sind hauptsächlich Schaltverluste hingegen von der Schaltgeschwindigkeit. Je schneller ein FET/IGBT die Schaltverluste.

Leider gibt es hier neben physikalischen Grenzen insbesondere unerwünschte Nebenwirkungen (z.B. **Magnetische Verträglichkeit**). Je schneller geschaltet wird, desto stärker sind die Störungen sind sehr schnell so stark, dass andere Schaltungen im Umkreis von einleuchtet plötzlich auf, ohne dass sie bewegt wurde bzw. der eigene Mikrocontroller. Heute eines der wichtigsten "Krisenthemen" während der Entwicklungsphase, da

Gatebeschaltung

Zwischen Treiberstufe und Schalter sind in fast allen Fällen einige passive Bauteile "Gatebeschaltung" bezeichnet.

Hier ein Beispiel mit "Vollausstattung" und die dazugehörige Erklärung:

1. Gatewiderstand "R_g1", um die Schaltgeschwindigkeit den Erfordernissen anzupassen. Je geringer die Schaltverluste. ABER Je schneller die Schaltflanke, desto größer ein schnelles "Abschalten" auch einen starken Überschwinger (snap-off) eine Folge. Aus diesem Grund wird häufig
2. ein Widerstand "R_g2" und eine Diode "D" in Serienschaltung dem o.g. Gate so geschaltet, dass ein langsames ausschalten (D gesperrt) aber ein schnelles einschalten ermöglicht wird, d.h. $R_{g1} \parallel (R_{g2} + D)$.
3. Um das empfindliche Gate zu schützen, wird oft eine Z-Diode, besser eine Schottky-Diode so zwischen "Gate" und "Source" bzw. "Emitter" geschaltet ("Kathode" am "Gate" geschützt wird. Bei einem sauberen Aufbau kann diese Sicherheitsfunktion mit einer 16V Transil-Diode Aufgrund der dort häufig vorkommenden Induktivitäten (z.B. für die
4. Klemmdiodenkombination (Z- bzw. Transil Diode, antiseriell mit einer normalen Diode so ("Kathode" der Z-Diode an "Drain" bzw. "Kollektor"), dass die Diode bzw. "Kollektor-Emitter" Potential in die Nähe der maximalen Blockierspannung

den vom Entwickler definierten, maximalen Spannungslevel erreicht. Dieses hochohmigen Einschalten des Schalters und damit zum VERLUSTBEHAFTETE man üblicherweise z. B. eine 24V Transil-Diode, bei 150V FET z. B. eine 130 540V Transil-Diode. Die antiserielle Diode, die verhindert, dass die Gatespa Transildiode abfließt, muss die gleiche Spannungsfestigkeit wie der Schalter

Treiberleistung

IGBT und FET sind zwar spannungsgesteuerte Bauelemente, trotzdem muss bei j Gatekapazität umgeladen werden, wozu *Strom* erforderlich ist. Der Energiegehal

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$$

berechnet. Es ist jedoch der Energiebedarf bei jedem Aufladen und Entladen zu Kapazität, welche in der Formel benötigt wird, hat es sich bewährt, die Datenbla Datenblattwert für "Ciss" beim FET mit dem Faktor 5 zu multiplizieren.

Daher ergibt sich die Treiberleistung wie folgt:

$$P_{\text{treiber}} = 5 \cdot C_x \cdot U_g^2 \cdot f_{\text{schalt}}$$

Zum Beispiel bei $U_g=18\text{V}$, $C_{\text{ies}}=4\text{nF}$ und $f_{\text{schalt}}=5\text{kHz}$ beträgt $P_{\text{treiber}}=32\text{mW}$.

Bei größeren Strömen mit einer höheren Frequenz - z. B. Induktionsheizung - wi $U_g = 18\text{V}$, $C_{\text{ies}}=20\text{nF}$ und $f_{\text{schalt}}=250\text{kHz}$, hier beträgt $P_{\text{treiber}}=8,1\text{W}$. Zusätzlich berücksichtigt werden, der durchaus zwischen 0,5 und 1 W liegen kann.

Eine weitere Möglichkeit zur exakten Berechnung der Treiberleistung von IGBTs notwendige Gateladung Q_{gate} erfolgen. Häufig existieren Angaben der gesamten Ladungsmenge. Aus dem Spannungshub des Treibers U_{driver} (z.B 30V), der gesa geforderten Schaltfrequenz des Treibers f_{switch} (z.B. 8kHz) ergibt sich die erford

$$P_{\text{driver}} = f_{\text{switch}} \cdot Q_{\text{gate}} \cdot U_{\text{driver}}$$

Somit beträgt die Leistung $P_{\text{driver}}=0,516\text{W}$. Der Eigenverbrauch des Treibers ist kann bis zu 1W betragen.

Abschließend ist zu erwähnen, dass die Gesamtladung Q_{gate} von IGBTs und MOS Treibers abhängt. Im Datenbaltt werden typischerweise Maximalwerte angegebe geringer ausfällt.

Definition zu Low- und High-Side Schalter

Low-Side-Schalter

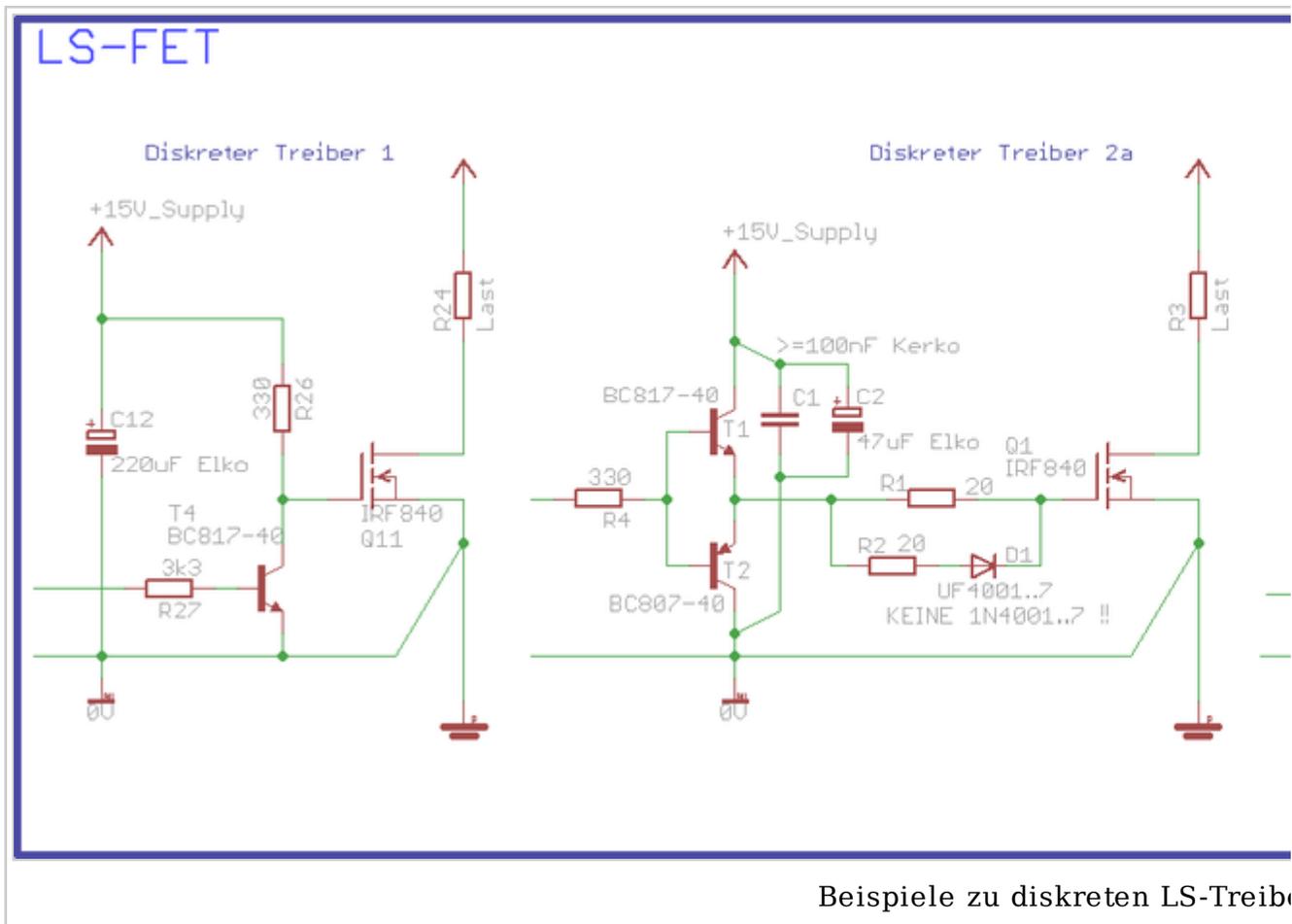
Der FET schaltet eine Last gegen GND - auch als *LS-Schalter* bezeichnet.

High-Side-Schalter

Der FET schaltet eine Last an die Versorgungsspannung - auch als *HS-Scha*

Beispiele zu Low-Side Treibern

Nachfolgend ein paar Beispiele, die sowohl für FETs, als auch für IGBTs verwendet ist, muss bei induktiven Lasten oder lange eine schnelle Diode parallel zum Leistungsschalter eingesetzt werden. Diese Diode räumlich direkt neben dem Leistungsschalter platziert werden. Bitte beachten, d Leistungsschalter, als auch an den gesamten Lastkreis individuell angepaßt wer



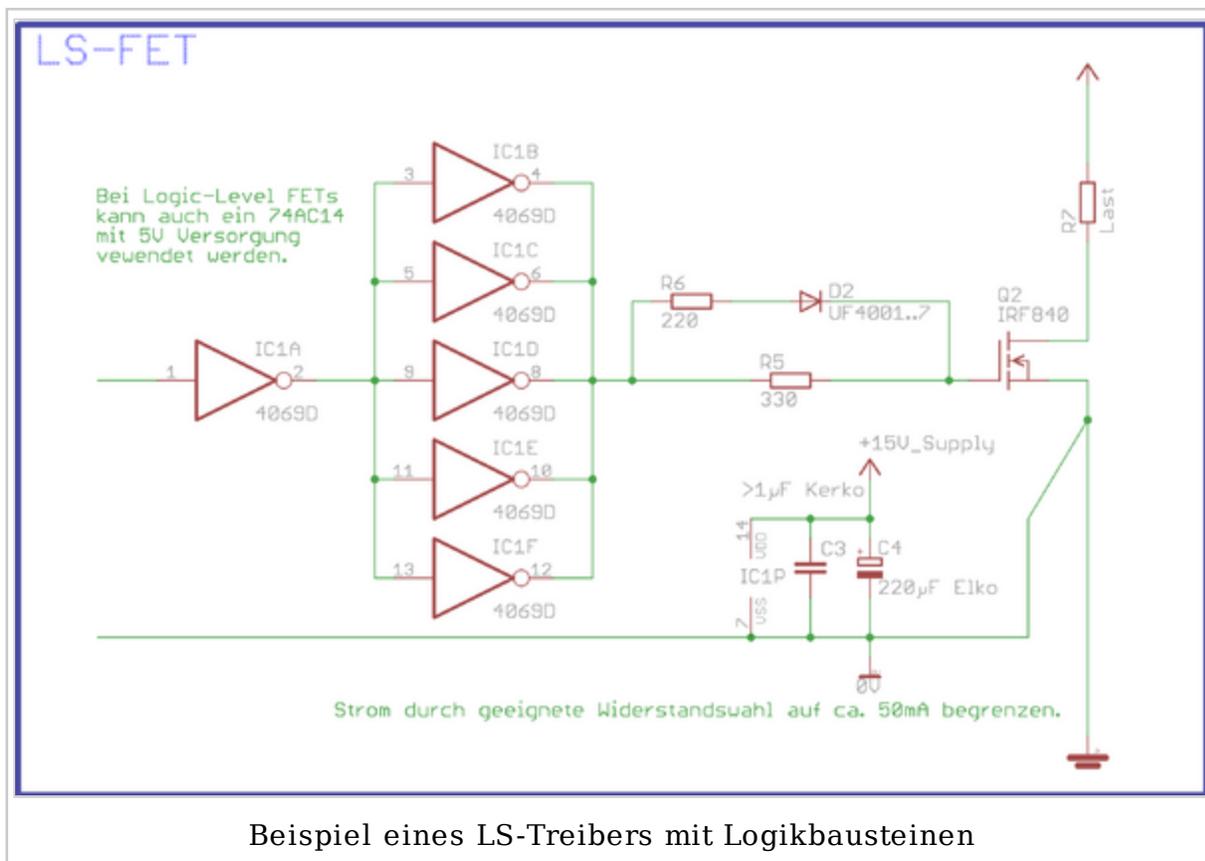
Treiber-1 eignet sich eher dazu langsamere Schaltvorgänge mit Kleinsignal-FETs prinzipiell so machbar, wenn man sich die höhere Verluste durch die langsame A sollte an das gewünschte Schaltverhalten angepaßt werden, weniger als ca. 100€ nicht zu empfehlen. Das Schaltverhalten ist hier sehr unsymmetrisch ("langsam €

geschaltet werden wird eine andere Ansteuermöglichkeit empfohlen.

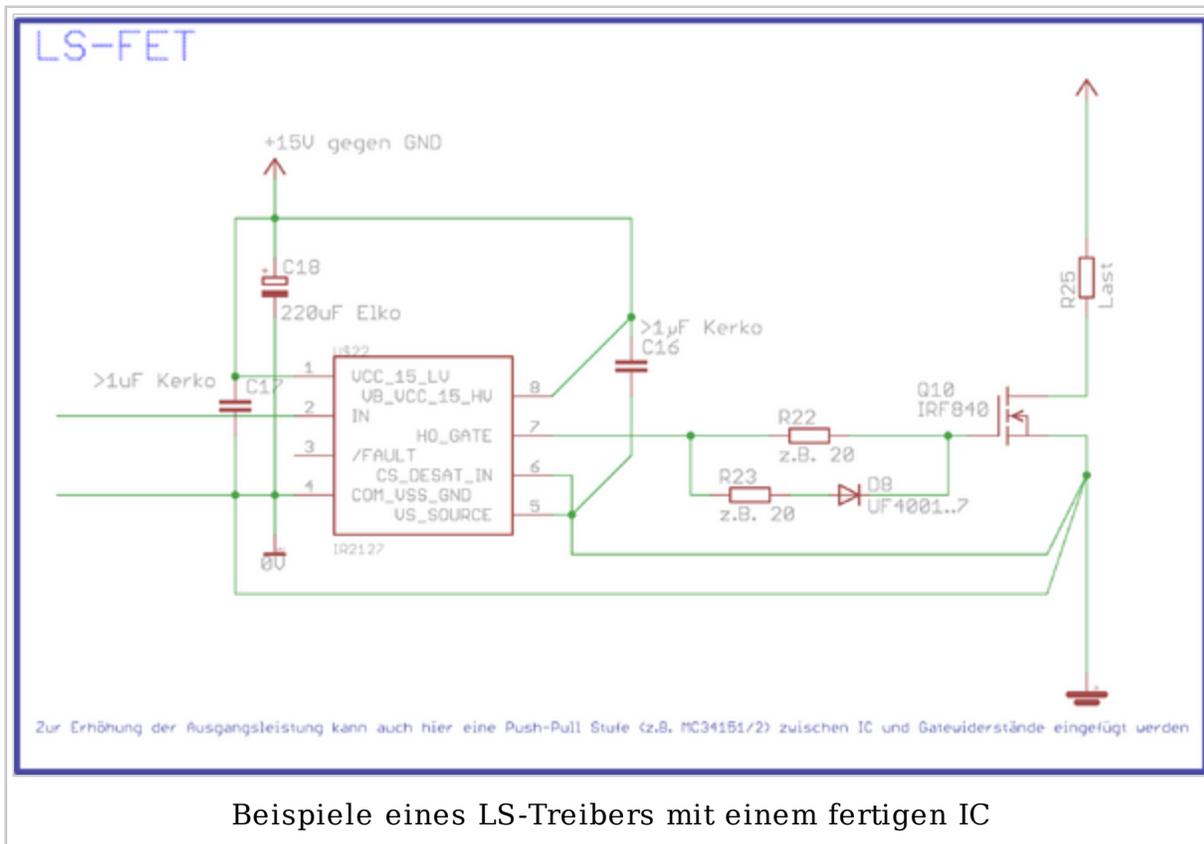
Treiber-2a und 2b sind durchaus in der Lage höhere Impulsleistungen an den Le maximale Strom von der Stromtragfähigkeit von T1&T2 abhängig. Die Kombinati für schnelles Einschalten und etwas langsamerer Abschalten ausgelegt. Das ober beim Abschalten nur ein kleiner Spannungsüberschwinger (10..20% der Betrieb: relativ kritisch, auf kürzest mögliche Anbindung ist zu achten

Zu beachten ist, dass Treiber 2a am Eingang vor R4 ein Signal erwartet, welches Treiberschaltung, oder zumindest auf der benötigten Gate-Spannung des FETs (t Logik-Signal mit 5V oder 3.3V zur Verfügung, so muss diese zuerst über eine wei Erweiterung in 2b.

Eine andere Variante eines diskreten Treibers der von Haus aus mit unterschiedl Thread beschrieben. Diese Variante kann auch als HS-Treiber verwendet werden



Dieses Schaltungsbeispiel mit Logikgattern ist gut geeignet, um Leistungsfets mi empfehlen einen Leistungsschalter mit geringer Gateladung (Q_g) auszusuchen. A liefern kann. Der 4069 sollte mit ca. 12V, max. 15V betrieben werden. Wenn ein 74AC14 (kein AHC) zu empfehlen.



Oben im Bild ist ein kommerzieller Treiber-IC zu sehen – hier im Beispiel 2127 von IR, als auch von anderen Firmen. Die Beschaltung ist jedoch immer r

Achtung: Der GND-Zweig des Leistungskreises hat auch bei bestem Aufbau eine ankommende Gatespannung. Auf einen niederinduktiven Aufbau des Ansteuerkreises einer zu geringen Gatespannung im Schaltmoment – U_{gs} direkt am Schalter bricht Überspannung am Gate – U_{gs} schwingt über die Gatetreiberversorgung hinaus. Zerstörung des Leistungsschalters. Letzters kann oft durch eine 15V-Z-Diode direkt am Emitter verhindert werden, eine Optimierung des Layouts bzw. der Verdrahtung ist im weiteren Verlauf des Artikels.

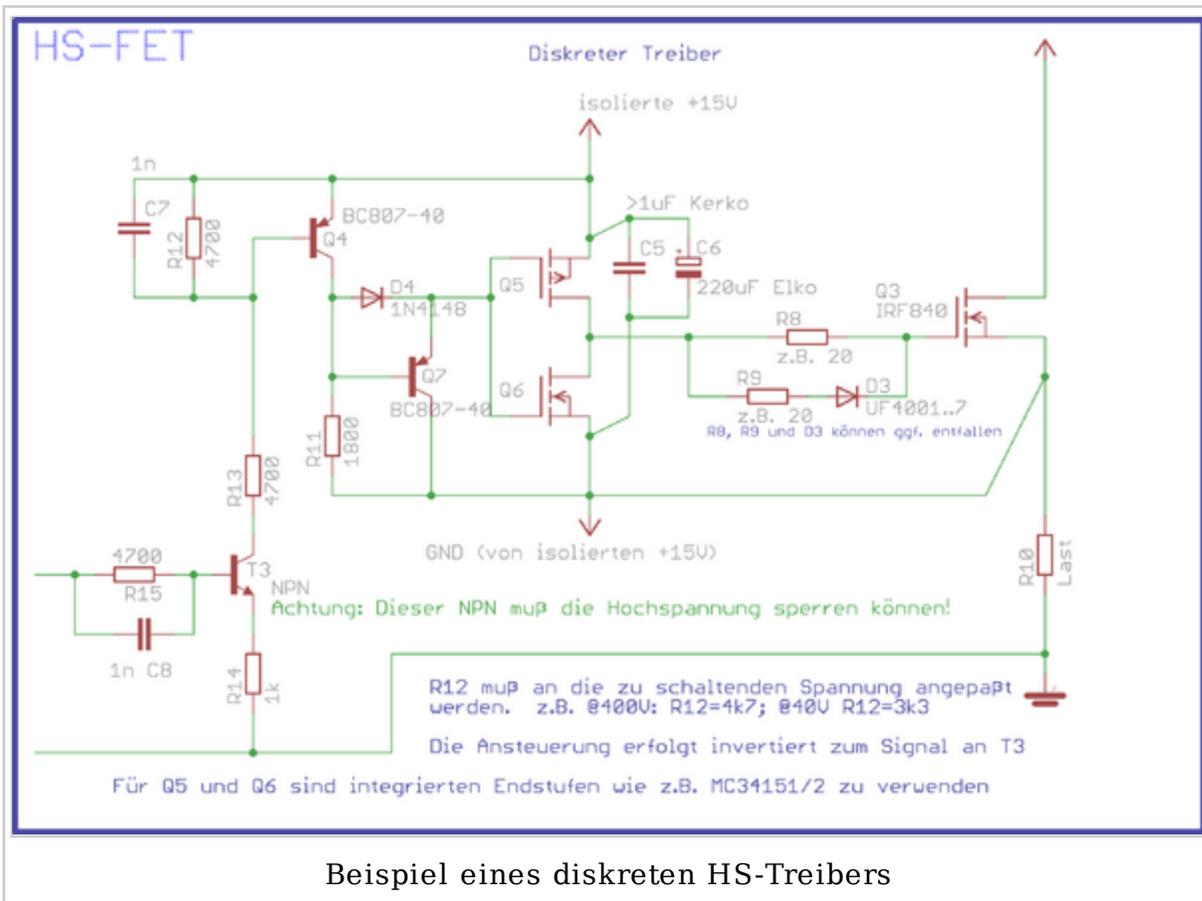
Die oben gezeigte Masseführung ist nicht zum Spaß *genau so* gezeichnet. Durch die auch schon der Anschluß der Treiber-Masse direkt am GND-Symbol statt direkt am MOSFET durch Überspannung zerstört werden. Auch ein zu starkes "Unterschwingen" des Gatesignals führt unweigerlich zur Zerstörung des Treibers. Viele Bauelemente sind -5V betriebsfähig.

10cm Kabel besitzen eine parasitäre Induktivität von ca. 100nH. Werden 50A in 1µs geschaltet, entsteht bei jedem Schalten eine Selbstinduktionsspannung von $100nH \cdot 50A / 1\mu s$

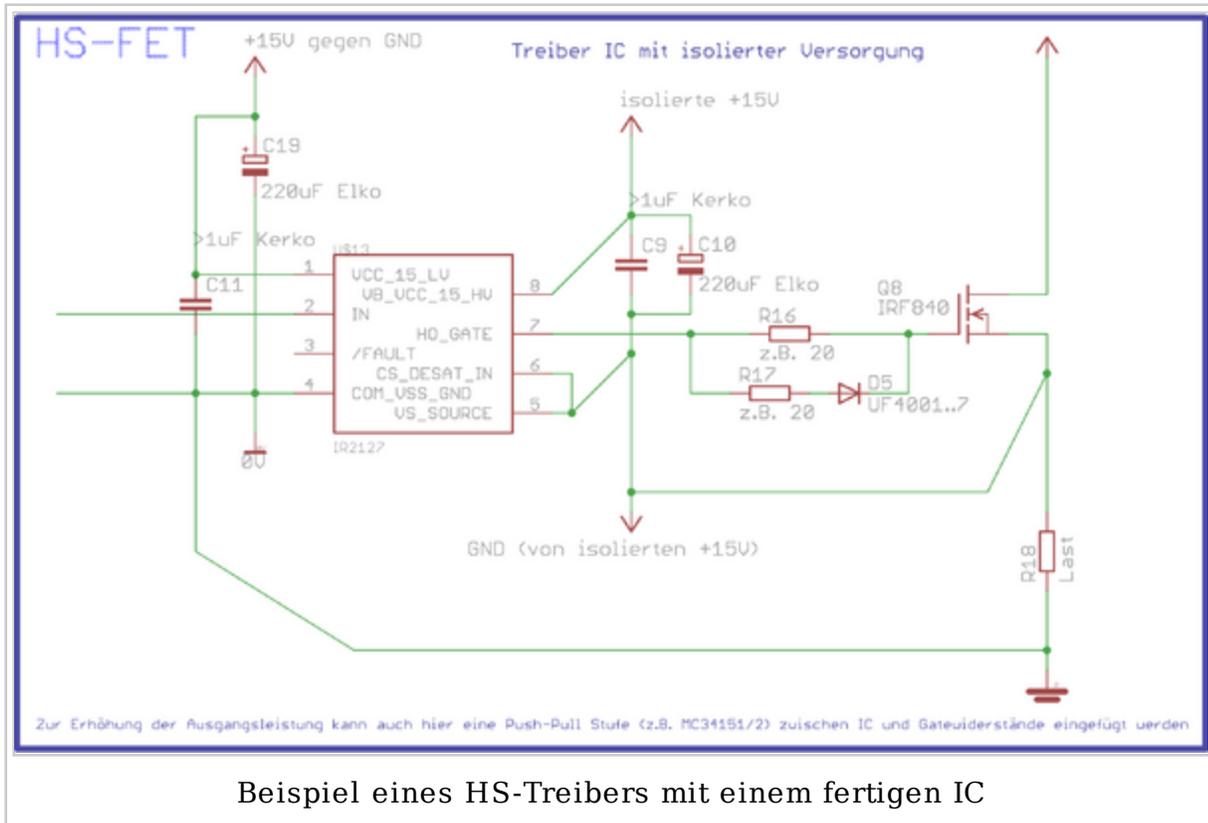
Beispiele zu High-Side Treibern

Nachfolgend ein paar Beispiele zu HS-Treibern, die sowohl für FETs, als auch für dass jede Treiberschaltung sowohl an den Leistungsschalter, als auch an den ges; High-Side Treiber sind etwas komplexer aufgebaut. Der Versorgungsspannungsk aufgebaut werden. Auf die Isolationsabstände ist besonders zu achten.

Achtung: Auch wenn bei FETs eine - meist unzureichende - Diode implementiert Zuleitungen) sowohl bei FETs, als auch bei IGBTs eine schnelle Diode parallel zu die hier im Beispiel nicht gezeigt ist - muss räumlich direkt neben dem Leistungs

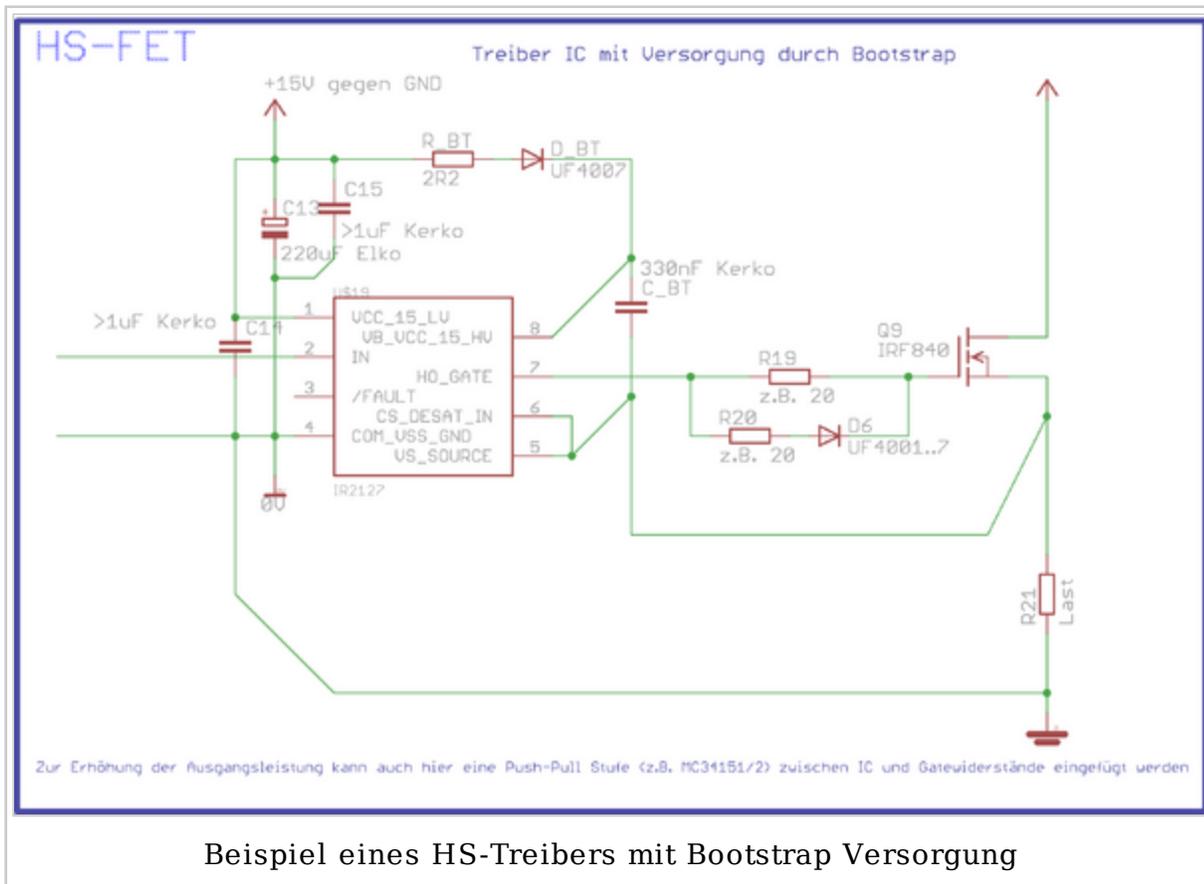


Hier im ersten Beispiel eine diskrete Ansteuerung für einen HS-Schalter. Achtung: Statt Q5/Q6 wird empfohlen einen integrierten high speed Treiber wie z. B. die s verwenden. Die hier abgebildete Beschaltung - die ohne weitere Veränderung bei Stufe betrieben werden kann - ist für eine Betriebsspannung von ca. 400V ausgeänderte Spannung angepaßt werden. Für 40V beträgt er in dieser Beschaltung simuliert werden.



Beispiel eines HS-Treibers mit einem fertigen IC

Das zweite Beispiel verwendet einen integrierten HS-Schalter von International I Versorgungsspannung. Zum IC gibt es sehr viele Alternativen, sowohl von IR, als jedoch immer relativ ähnlich. Eine Übersicht über verschiedene Treiber-ICs find



Das dritte Beispiel unterscheidet sich zum vorhergehenden nur dadurch, dass die Bootstrap-Schaltung gewonnen wird. Näheres im weiteren Verlauf dieses Artikel:

Die oben gezeigte Leitungsführung für Treiberbezugspotential und GND-Potential: Durch eine unsaubere Leitungsführung - und dazu zählt z. B. auch schon der An-Emitter bzw. Source - kann der Treiber oder der Schalter durch Überspannung z "Unterschwingen" des GND-Potentials gegenüber des gerade auf Bezugspotential Zerstörung des Treibers. Viele Bausteine sind bis zu einer Spannungsdifferenz von parasitäre Induktivität von ca. 100nH. Werden 50A in 1µs geschaltet - was schon eine Selbstinduktionsspannung von $100\text{nH} \cdot 50\text{A} / 1\mu\text{s} = 5\text{V}$.

Stromversorgung eines High-Side Treibers

Jede Treiberstufe benötigt eine entsprechende Spannungsversorgung. Bei einer Versorgungsspannung im Bereich von 12..15V über dem GND Potential liegt.

Bei einem High Side N-Kanal Schalter ist deutlich mehr Aufwand nötig, da hier das Sourcepotential des HS-Schalters liegen muss. Das Source-Potential liegt beim High manchmal sogar noch höher.

Versorgung über isolierte DCDC Wandler

Die Versorgung hierfür kann relativ einfach mit integrierten DCDC-Wandlermodulen von Conrad oder Reichelt verfügbar sind (Leistung und Isolationsspannung beachten)

Versorgung durch eine Bootstrap Schaltung

Wenn es sich bei der Applikation um eine Halbbrücke handelt und der HS-Schalter (Tastverhältnis <100%), sondern regelmäßig getaktet wird (PWM), kann die Versorgung des LS-Schalters generiert werden. Diese Schaltung

Immer wenn der LS einer Halbbrücke eingeschaltet ist, liegt das Source Potential des LS-Schalters unterhalb des Source Potentials des HS-Schalters. In diesem Zeitraum kann der Kondensator am Treiber des HS-Schalters über eine Diode auf die Source-Spannung des HS-Schalters aufgeladen werden. Diese Spannung dient als Spannungsversorgung des LS-Schalters. Siehe dazu eines der Beispiele oben.

Bootstrapkondensator

Der Bootstrapkondensator soll eine niederinduktive und niederohmige Pufferung bereitstellen, daher ist ein Keramik Kondensator oder auch ein Folienkondensator geeignet. Die Dimensionierung des Kondensators ergibt sich recht einfach:

$$C = \frac{Q_{\text{gate}}}{\Delta U}$$

Beispiel: Als erlaubter Spannungseinbruch während der Energieentnahme wird $\Delta U = 10\text{V}$ (Total gate charge) ist hier z. B. 58nC bei $U_g=10\text{V}$. Daraus errechnet sich eine Mindestkapazität von $C = 5.8\text{nF}$. Erfahrung zeigt, dass ein großzügiges Erhöhen um den Faktor 3..8 sinnvoll ist, da dies den Energieverbrauch der Treiberschaltung selbst berücksichtigt. Höhere Gatespannungen erfordern eine höhere Energiemenge, desto mehr Zeit wird zum Laden des Kondensators über die strombegrenzende Basisstromquelle benötigt.

Auch wenn der Kerko für die Pufferung der Schaltenergie ausreichend ist, ist es wichtig, dass die dort gespeicherte Energie hilft z. B. wenn eine längere "on" Zeit erforderlich ist. Die Energiespeicher den zum Ladungsausgleich erforderlichen Strompuls des MOSFETs des Treibers meßbar.

Auslegung des Bootstrapdiodenzweiges

1. Die Spannungsfestigkeit der Diode muss größer sein, als die auftretende Maximalspannung.
2. Im ersten Ansatz muss die Recovery-Zeit der Diode (t_{rr}) mindestens um den Faktor 10 größer sein als die Schaltzeit der LS-FETs. Ist z. B. der LS-FET immer für mindestens 10ms ein, ist eine 1N4007 Diode für Schaltfrequenzen genügt oft eine UF4007 (t_{rr} ca. 75ns). In einer Halbbrücken-Schaltung muss der Bootstrapkondensator des HS-Treibers beim Einschalten solange entladen werden, bis die LS-FETs eingeschaltet sind.

die schnellere Diode unabhängig von der "on" Zeit ausgewählt werden

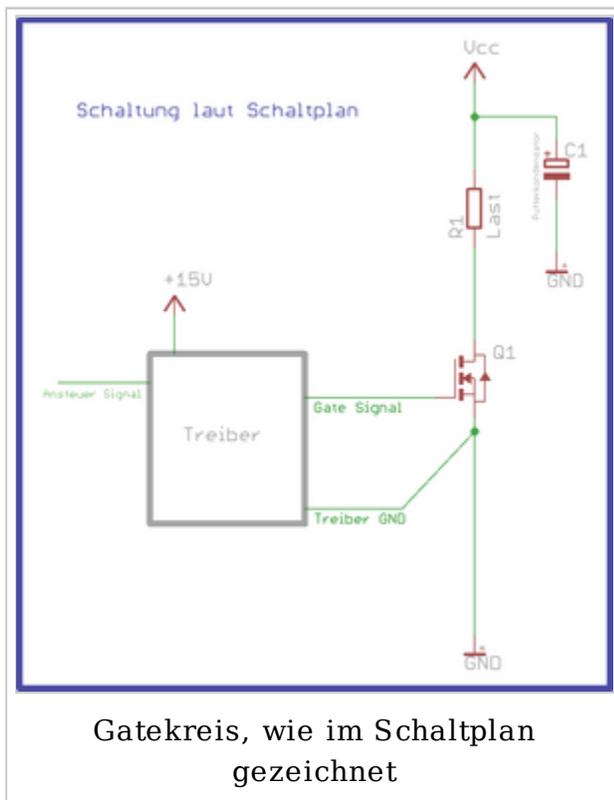
- Der zulässige Strom durch die Diode ist das letzte Auswahlkriterium. Da der Widerstand begrenzt werden. Bei einer 1N4007 beträgt der wiederholbare *Single pulse* aber eine deutlich größere Strombelastung (Datenblattangabe Einschalten komplett vollgeladen, im Betrieb aber wie hier im Beispiel berec Widerstand kleiner ausfallen. Daher ist in diesem Beispiel bei 15V Versorgu Peaks für das erste Aufladen ein Minimalwiderstand von $(15V - 1,5V) / 15A$ festgelegt. Die 1,5V stammen vom Spannungsabfall an der Diode bei 1A, bei

Aus dem Wert des Bootstrap-Kondensators, des -widerstandes und des Tastverhä sich eine minimale "on" Zeit für den LS-Schalter von

$$t = R_{bt} \cdot C_{bt} / D$$

d.h. $1\Omega \cdot 470nF / 0,02 = 23,5\mu s$. Schneller als gut 40kHz sollte in diesem Beispie Bootstrapkondensator nur unzureichend nachgeladen werden kann.

Besonderheiten beim Treiberaufbau



Fast jeder, der schon einmal eine geschusste feststellen, dass der Leistungssc geplant hatte. Die Hauptursache ist mei selbst, siehe weiter unten - der Gatekre

Die abgebildete Schaltung zeigt einen A selbst umgesetzt wird - standardmäßig :

Rechts ist der Gatekreis so gezeichnet, wie er sich unter realen Bedingungen wir darstellt.

Es ist hier nicht die Frage, ob diese parasitären Einflüsse wirklich vorhanden sind, sondern nur wie groß die Werte sind. Hier sind unterschiedliche Einflüsse dargestellt, die sich teilweise gegenseitig beeinflussen.

1. R & L zwischen Source und GND:

Das "Treiber GND" Signal ist wie deutlich zu sehen DIREKT am Source Anschluss des FETs angeschlossen, und nicht am GND-Fußpunkt des Leistungspfades von "Vcc" zu "GND". Jeder Zentimeter der Leitung zwischen Source und GND beeinflusst den Gatekreis. Sobald der FET durchschaltet entsteht an den o.g. parasitären Bauteilen (Induktivität und Widerstand) ein Spannungsabfall, der das Gatesignal entgegenwirkt, und damit z. B. beim Einschalten die am FET anliegende Gatespannung reduziert.

2. R & L zwischen den Treiberausgängen "Gate Signal" und "Treiber GND":

Da der Widerstand im unteren $m\Omega$ -Bereich liegt kann dieser Einfluß hier ignoriert werden. Die Induktivität im Gatekreis bremst jedoch den Signalanstieg am Drain, sodass auch das Schaltverhalten beeinflusst wird. Hier besteht auch die Gefahr, dass die Induktivität mit der Gatekapazität einen Schwingkreis bildet.

3. Überkopplung über Ciss:

Wenn das Drainpotential z. B. beim Abschalten plötzlich von "GND" auf "Vcc" springt, wird das Gatesignal statt. Diese Potentialanhebung kann im schlimmsten Fall zum Durchschlagen führen.

Fazit

Die Schleife zwischen den Treiberausgängen "Gate Signal" und "Treiber GND" sollte so klein wie möglich werden. Sitzt der Treiber nicht direkt am Leistungs-FET, ist es empfehlenswert, die Gateleitung zu verdrillen. Auf eine direkte Anbindung an Source bzw. Emitter ist zu achten.

FAQ

FET wird zu heiß:

- Verlustleistung zu hoch, Ursache könnte sein dass
 - die Gatespannung zu niedrig ist,
 - die Schaltgeschwindigkeit und damit die Treiberleistung zu gering ist
 - Schwingungen auf der Gateleitung vorhanden sind.
- Die Kühlung ist unzureichend
 - da keine oder falsche Isolierfolie oder,

- ein zu kleiner Kühlkörper verwendet wird.

Zusätzliche Hinweise

Anregungen oder Fragen auch gerne per Email an Powerfreak. Dieser Artikel kann FAQ ergänzt werden.

Fußnoten

Siehe auch

- Leistungselektronik
- Mosfet-Übersicht
- IGBT
- FET
- TRIAC
- Kühlkörper
- **Treiber**
- Forumsbeitrag: Clevere MOSFET-Treiber mit kleinsten Trafos
- Forumsbeitrag: Galvanisch getrennte Ansteuerung eines MOSFETs mittels U

Von „<http://www.mikrocontroller.net/articles/Treiber>“

Kategorien: Bauteile | Leistungselektronik