



GRUNDSCHALTUNGEN DER LEISTUNGSELEKTRONIK

ÜBUNG

TREIBERSCHALTUNGEN

Inhalte:

- Grundlagen der Ansteuerung unterschiedlicher Leistungshalbleiter
- Ausgewählte Treiberkonzepte
- Schutzfunktionen
- Berechnung der benötigten Treiberleistung

1 Grundlagen der Ansteuerung von Leistungshalbleitern

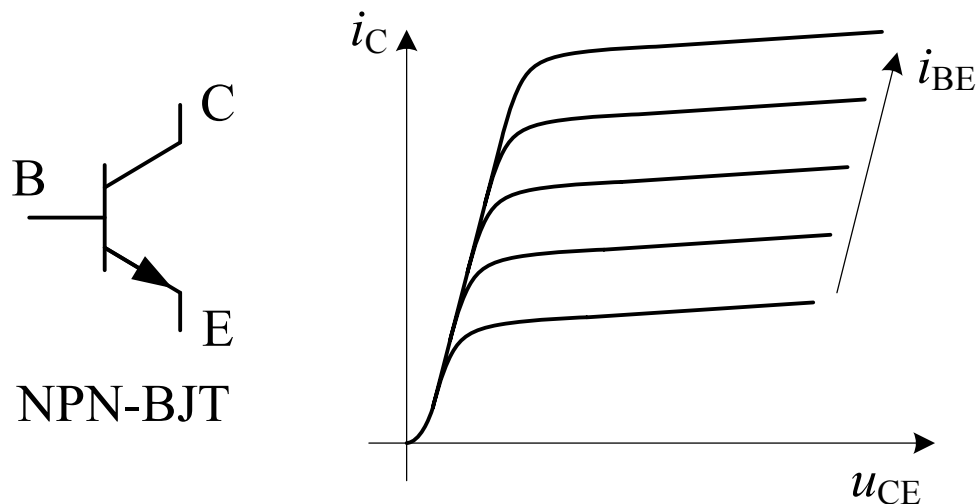
In der Leistungselektronik werden Leistungshalbleiter bevorzugt als schaltende Elemente verwendet, die stationär entweder möglichst gut leitfähig oder sperrend betrieben werden. Eine Schaltung, die dazu dient, einen Leistungshalbleiter sicher und zuverlässig ein- und auszuschalten, wird Treiberschaltung genannt.

Zu den typischen Aufgaben von Treiberschaltungen gehören:

- Bereitstellung der zur Ansteuerung notwendigen Spannungen und Ströme
- Galvanische Trennung der Ansteuersignale
- Überwachung des Schaltzustandes des Leistungshalbleiters
- Erkennen und Abschalten von Kurzschlüssen
- Unterdrückung potentiell schädlicher Schaltsignale, z.B. solchen, die zu einem Kurzschluss oder zu hochfrequentem Schalten führen würden

1.1 Bipolartransistoren

Sollen Bipolartransistoren als schaltende Leistungshalbleiter verwendet werden, werden sie üblicherweise in Sättigung betrieben. Gemäß dem Zusammenhang $i_C = i_B \cdot h_{FE}$ muss dem Transistor also ein **Basisstrom eingeprägt** werden, der größer ist als der Laststrom geteilt durch die zu erwartende Stromverstärkung. Auskunft über den benötigten Basisstrom und die damit erreichbaren Durchlasseigenschaften gibt das Ausgangskennfeld des Transistors.

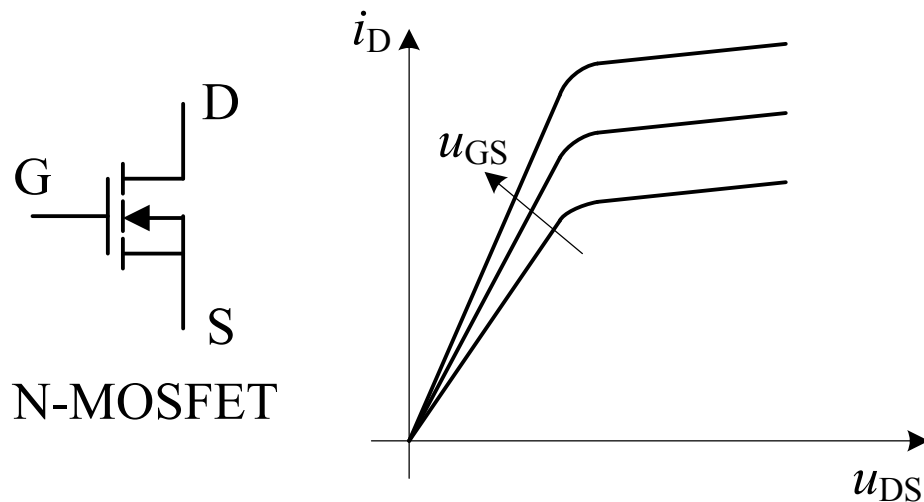


Die Basis-Emitter-Strecke verhält sich grundsätzlich wie eine Diode. Je nach Transistor fällt also bei einem fließenden Basisstrom auch eine Durchlassspannung u_{BE} ab. Der Zusammenhang zwischen i_B und u_{BE} wird durch die Eingangskennlinie beschrieben, die einer Diodenkennlinie entspricht.

1.2 MOSFETs

Bei MOSFETs handelt es sich um Feldeffekttransistoren, also um spannungsgesteuerte Bauelemente. Der Kanal zwischen Source und Drain wird leitfähig, wenn die Gate-Source-Spannung die EinschaltSchwellspannung (threshold voltage) übersteigt, also für $u_{GS} > U_{GS,th}$.

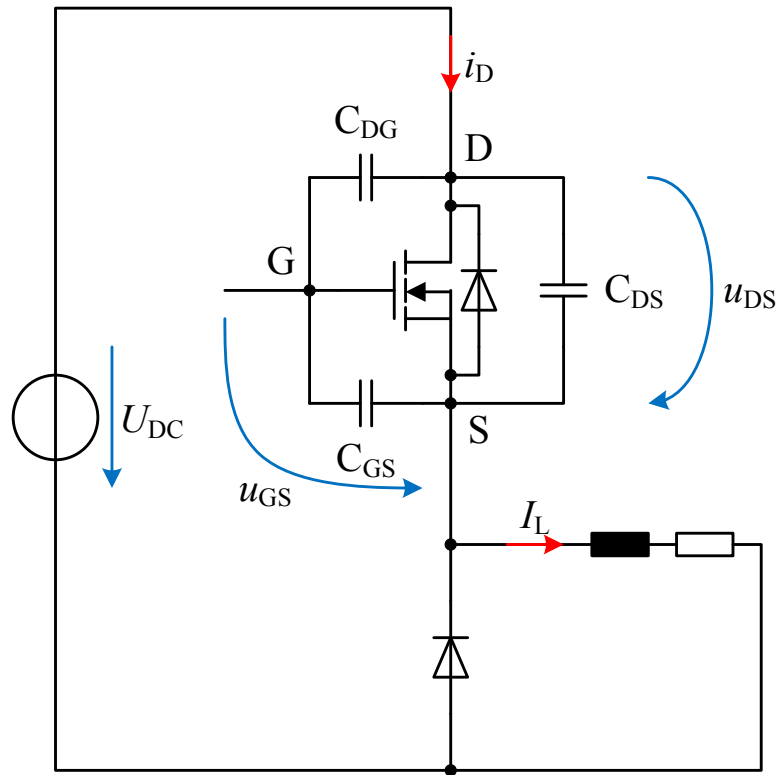
Des Weiteren ist der MOSFET ein unipolares Bauelement, das sich im sogenannten „ohmschen Bereich“ oder „linearen Bereich“ wie ein veränderlicher Widerstand verhält. Durch den Kanal zwischen Drain und Source kann dabei Strom in beiden Richtungen fließen. Bei großen Strömen oder zu geringer Gate-Source-Spannung erreicht man den „Sättigungsbereich“ oder besser „Abschnürbereich“, in dem die Durchlassspannung u_{DS} stark ansteigt und der Strom i_D begrenzt wird.



Aufgrund der internen Verbindung von Substratanschluss und Source ergibt sich ein pn-Übergang zwischen Source und Drain, die sogenannte Substrat- oder Body-Diode. In Rückwärtsrichtung kann der MOSFET somit keine Sperrspannung aufnehmen, sondern leitet bei $u_{GS} < U_{GS,th}$ wie eine Diode.

Neben den statischen Eigenschaften des MOSFETs spielen im Schaltbetrieb auch die dynamischen Eigenschaften eine wichtige Rolle. Diese können anhand eines einfachen Ersatzschaltbildes mit den parasitären Kapazitäten C_{DG} , C_{GS} und C_{DS} erläutert werden.

Da das Verhalten beim Ein- und Ausschalten auch von der äußeren Beschaltung sowie der Last abhängt, wird im Folgenden eine typische Situation betrachtet: Das harte Schalten einer ohmsch-induktiven Last. Der Strom in der Drossel, auch Laststrom I_L genannt, fließt dabei entweder durch den aktiv schaltenden Halbleiter oder die Freilaufdiode und wird als konstant angenommen.

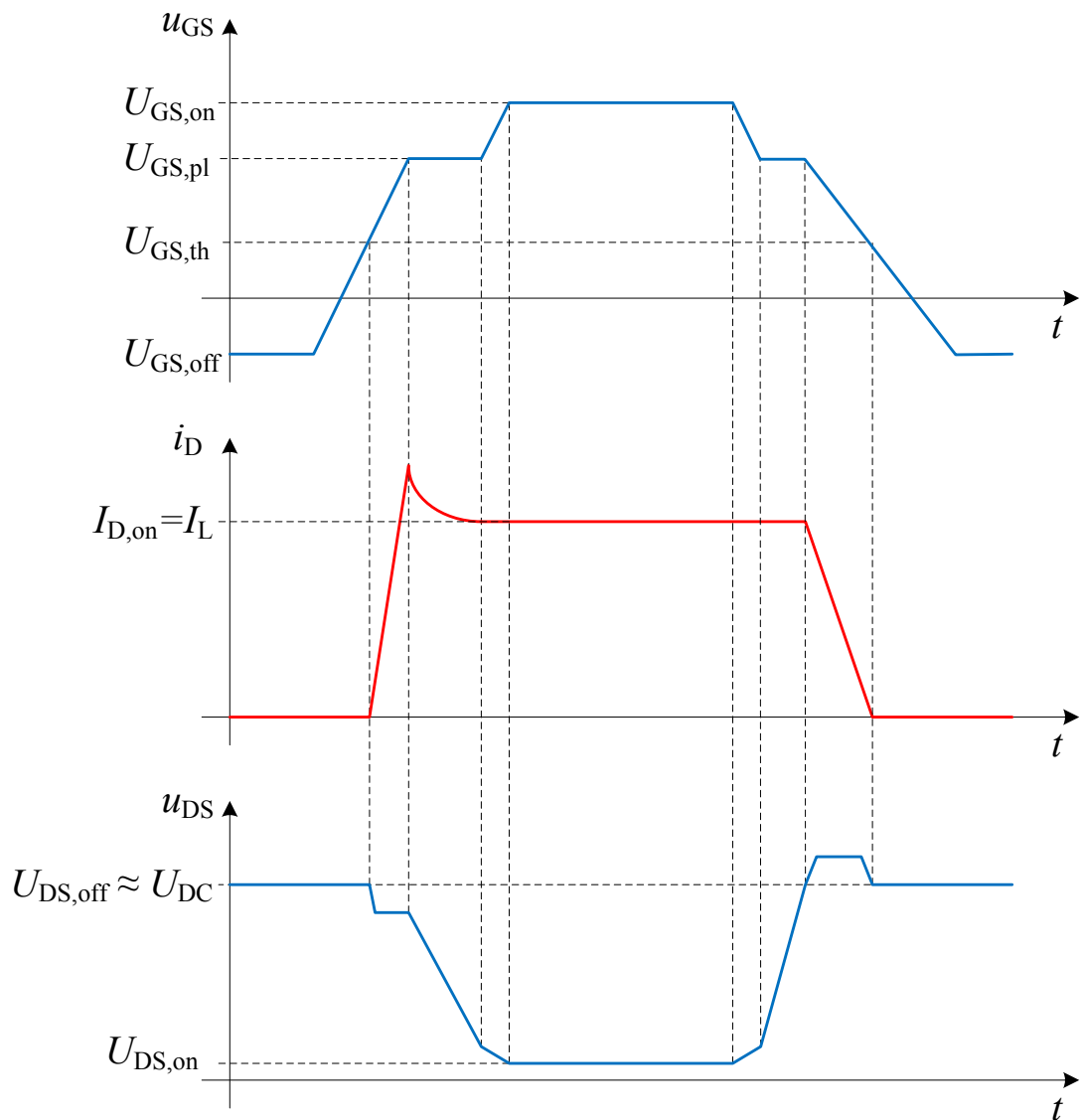


Einschaltvorgang:

Die Eingangskapazität $C_{DG} + C_{GS}$ muss aufgeladen werden. Dies erfolgt mit endlicher Geschwindigkeit. Sobald die Gatespannung u_{GS} die Einschaltenschwellspannung $U_{GS,th}$ erreicht und überschreitet, baut sich der Strom i_D auf. Erst wenn der Laststrom i_L sowie der Rückwärtserholstrom der abkommutierenden Freilaufdiode vom MOSFET übernommen sind, baut sich die Spannung über dem MOSFET ab und die Freilaufdiode nimmt Sperrspannung auf. Während sich die Spannung u_{DS} ändert, müssen auch die Kapazitäten C_{DS} und C_{DG} umgeladen werden. Da der Umladestrom durch C_{DG} auf das Gate wirkt, begrenzt die Änderungsrate du_{DS}/dt den weiteren Anstieg der Gatespannung u_{GS} . Es prägt sich ein charakteristisches Plateau im Verlauf der Gate-Source-Spannung aus. Erst nachdem die Spannung über dem MOSFET abgebaut ist, erreicht die Gatespannung ihren Endwert $U_{GS,on}$.

Ausschaltvorgang:

Beim Ausschalten muss die Gatespannung zunächst bis auf die Schaltschwelle abgesenkt werden. Daraufhin baut sich über dem MOSFET Sperrspannung auf, bevor der Strom vom Schalter auf die Diode kommutiert. Während der Schalter Sperrspannung aufnimmt kommt es wieder zu einer Rückwirkung auf die Gatespannung, sodass sich ein Plateau ausprägt. Während der steilen Stromänderung am Schalter kommt es durch die parasitäre Serieninduktivität des Schalters gemäß $u = L \cdot di/dt$ zu einer Anhebung der Spannung u_{DS} .



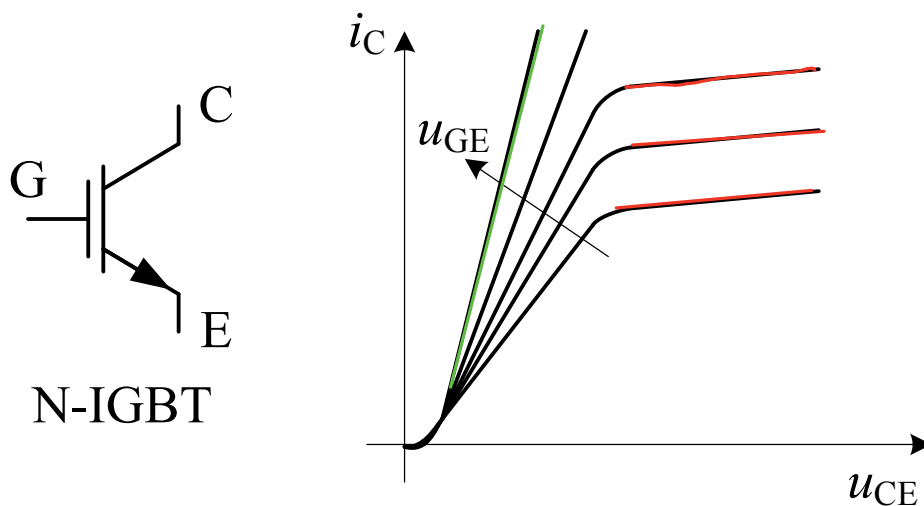
Typische Werte für die charakteristischen Gatespannungen einiger beispielhaft ausgewählter MOSFETs sind:

	Logic-Level MOS-FET	Leistungs-MOSFET	Super-Junction MOSFET
Sperrspannung / Nennstrom	30 V / 100 A	150 V / 170 A	650 V / 75 A
Ausschaltspannung $U_{GS,off}$	0 V	-15 V bis 0 V	-15 V bis 0 V
Schwellspannung $U_{GS,th}$	1,75 V	3 V bis 5 V	3,5 V
Einschaltspannung $U_{GS,on}$	4,5 V	10 V bis 20 V	10 V bis 20 V

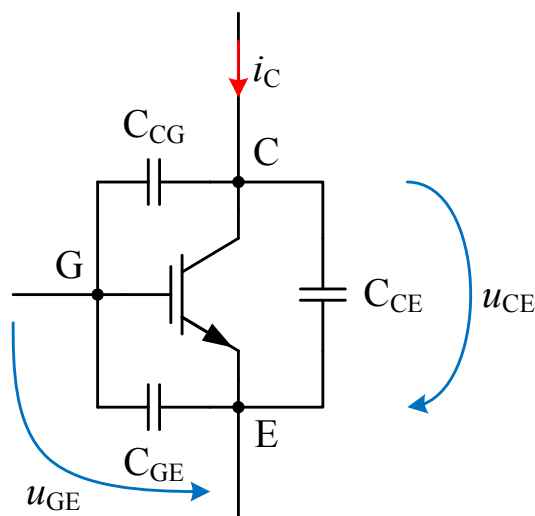
1.3 IGBTs

Der *Insulated Gate Bipolar Transistor* ist ein bipolares Bauelement, dessen Ausgangskennlinie der eines NPN-Transistors ähnelt, das aber wie ein MOSFET spannungsgesteuert ist. Das Kennlinienfeld im Durchlassbereich lässt sich wieder in zwei Bereiche unterteilen: Den niederohmigen gesättigten Bereich und den hochohmigen entsättigten Bereich.

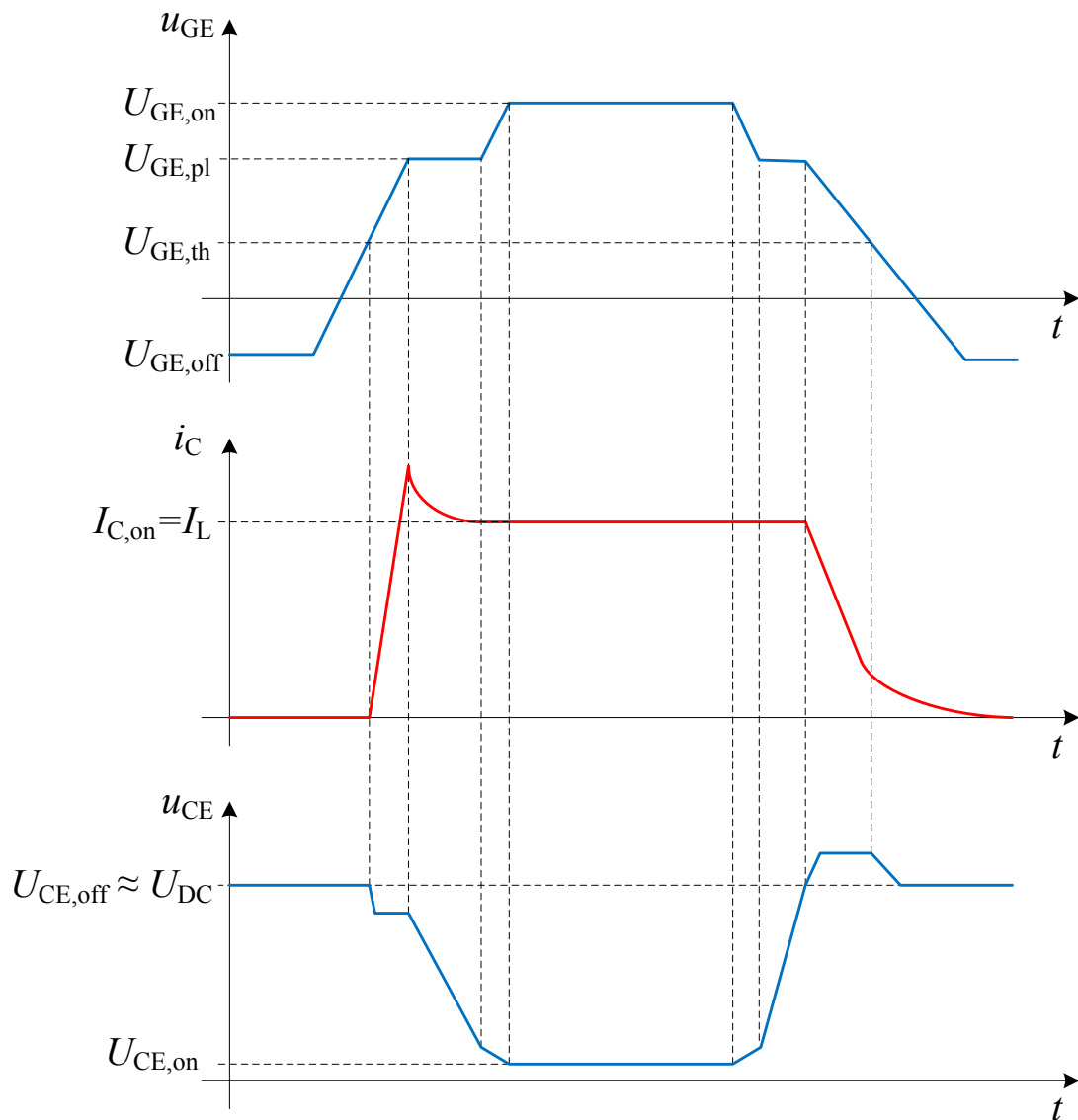
Der IGBT kann wie der Bipolartransistor nur positiven Kollektorstrom führen und in Rückwärtsrichtung nur wenig Sperrspannung aufnehmen. Der IGBT enthält jedoch keine parasitäre Substratdiode wie der MOSFET. Daher wird ihm in den allermeisten Anwendungen eine Diode parallel geschaltet, die vom Emitter zum Kollektor gerichtet ist.



Das Ersatzschaltbild des IGBTs mit parasitären Kapazitäten entspricht der Anordnung beim MOSFET. Es fehlt lediglich die Substratdiode.



Das Ansteuer- und Schaltverhalten entspricht daher weitestgehend dem Verhalten des MOSFETs. Auffällig beim Ausschalten des IGBTs ist der sogenannte Tail-Strom, der für einen nennenswerten Anteil der Ausschaltverluste verantwortlich und auf das notwendige Ausräumen der Ladungsträger zurückzuführen ist.



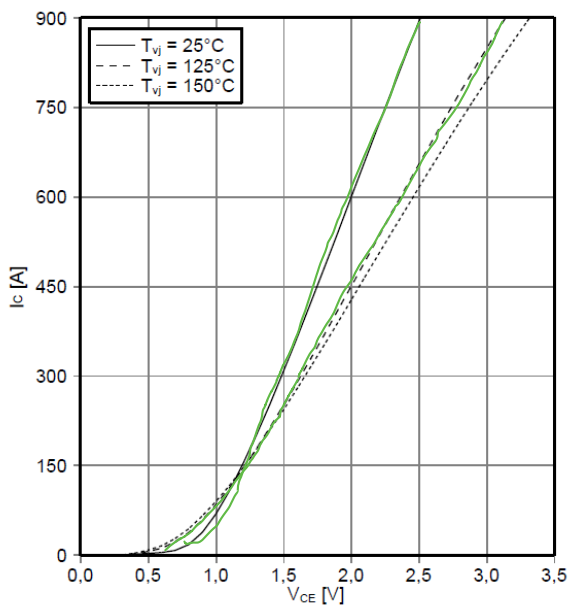
Beim IGBT besteht wie beim MOSFET die Möglichkeit, über den Treiber gewissen Einfluss auf das dynamische Schaltverhalten des Leistungshalbleiters zu nehmen. Im einfachsten Fall erfolgt diese Einflussnahme durch die Wahl eines **Gatewiderstandes**, der den Gatestrom, der vom Treiber zum Umladen der Gate-Kapazitäten geliefert wird, begrenzt. Ein großer Gatewiderstand bewirkt dabei ein langsames Schalten, da der Anstieg der Gatespannung langsamer erfolgt und die Plateaus gestreckt werden. Auch der Spannungsgradient (du/dt) über dem Schalter kann dadurch verringert werden. Die Schaltverluste sind mit einem großen Gatewiderstand im Allgemeinen größer als mit einem kleinen Gatewiderstand. Aus der Verlustleistungsbetrachtung folgt, dass grundsätzlich ein kleiner Gatewiderstand angestrebt werden sollte, jedoch führt das schnelle Schalten je nach Aufbau zu anderen Schwierigkeiten wie z.B. Überspannungen an parasitären Induktivitäten oder Wanderwellenphänomenen auf langen Motorleitungen.

Aufgabe 1

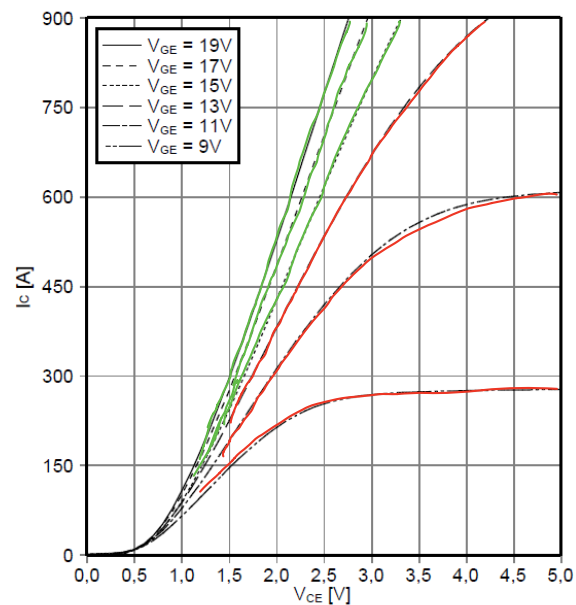
- Kennzeichnen und benennen Sie in den vereinfachten sowie den unten dargestellten realen Kennlinien die sinnvollen und die kritischen Betriebsbereiche für schaltende Leistungshalbleiter! *=> siehe Diagramme*
- Welche Anforderungen ergeben sich aus den statischen Eigenschaften der Leistungshalbleiter an die jeweilige Ansteuerung?
- Welche Anforderungen ergeben sich aus den dynamischen Eigenschaften der Leistungshalbleiter an die Ansteuerung?

Datenblattauszug IGBT-Modul 1200 V / 450 A

Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)
 $I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = 15 \text{ V}$



Ausgangskennlinienfeld IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)
 $I_C = f(V_{CE})$
 $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$

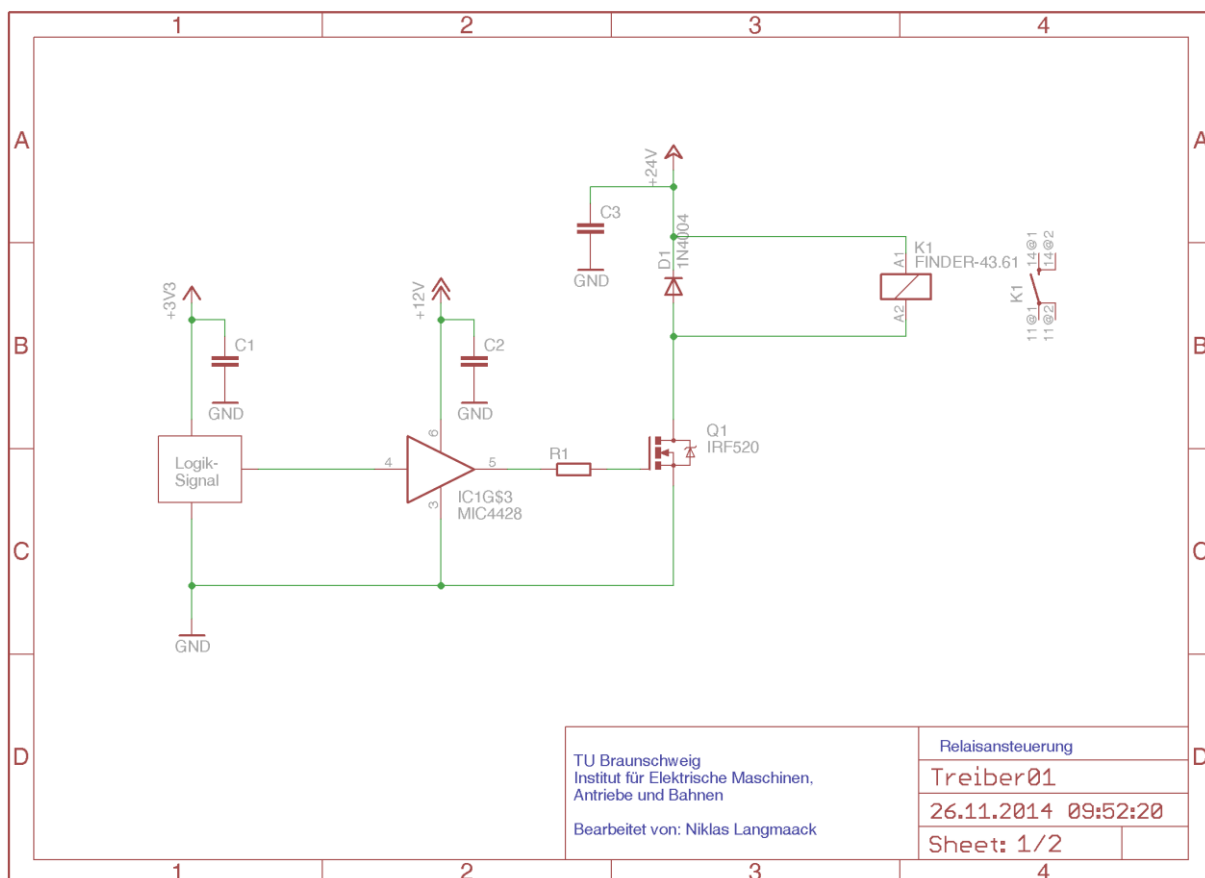


2 Gängige Treiberkonzepte

Zur Ansteuerung von Leistungshalbleitern haben sich einige typische Strukturen etabliert, die im Folgenden dargestellt werden sollen. Es werden dabei Konzepte für einzelne Schalter oder Halbbrücken aus zwei Schaltern betrachtet.

2.1 Ansteuerung von MOSFETs mit einfachem Gatetreiber

Wird keine galvanische Trennung der Schaltsignale benötigt, kann eine einfache Schaltung verwendet werden, die lediglich die nötige Gatespannung und die zum schnellen Umladen der Gatekapazitäten notwendigen Strompulse liefert. Im einfachsten Fall handelt es sich nur um eine CMOS- oder bipolare Gegentaktendstufe. Solche Treiber sind als integrierte Schaltkreise (ICs) von vielen Herstellern verfügbar. Die Betriebsspannung liegt üblicherweise bei 12 V bis 18 V, der maximale gepulste Ausgangsstrom bei 1,5 A bis 12 A.

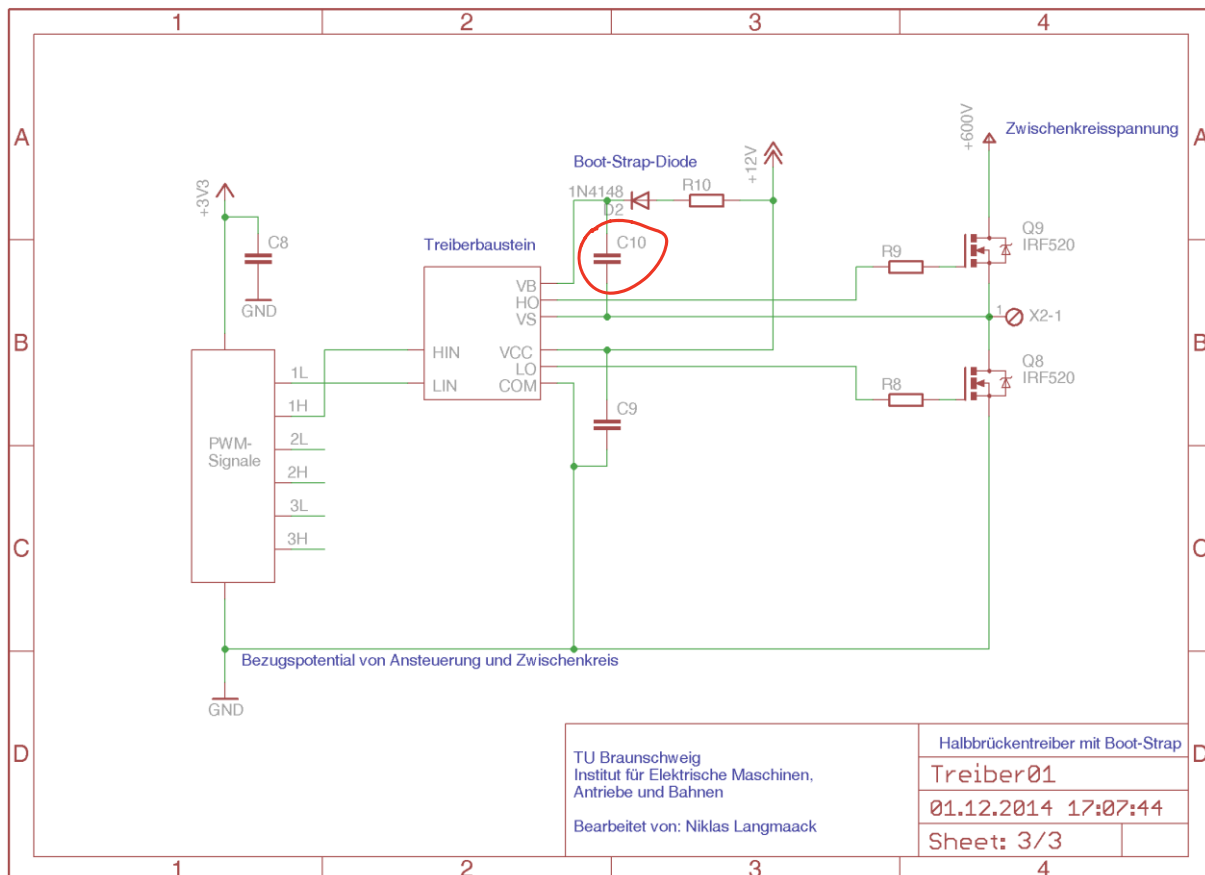


2.2 Halbbrückentreiber mit Boot-Strap-Schaltung

Da im allgemeinen N-Kanal-Bauelemente deutlich bessere Eigenschaften haben als ihre P-Kanal-Pendants, werden bevorzugt für alle Schalterpositionen identische N-MOSFETs bzw. N-IGBTs eingesetzt. Daraus ergibt sich, dass das Bezugspotential der Steuerspannung des Oberschalters mit dem Lastabgang der Halbbrücke zusammenfällt und somit beim Schalten der Halbbrücke zwischen $+U_{ZK}$ und 0 V springt.

Eine beliebte Schaltung zur Ansteuerung von MOSFET-Halbbrücken ist die sogenannte Boot-Strap-Schaltung oder -Versorgung. Hierbei wird weiterhin keine echte galvanische Trennung zwischen den Signalen der Ansteuerung und dem Leistungsteil erreicht. Dennoch können N-

Der Unterschalter wird im Prinzip wie mit einem einfachen Gatetreiber, also einer reinen Endstufe, angesteuert. Die Schaltinformation für den Oberschalter wird mittels eines Level-Shifters auf das Bezugspotential des Oberschaltertreibers angehoben. Die Spannungsversorgung des Oberschalters erfolgt mittels der eigentlichen Boot-Strap-Schaltung, die aus der Boot-Strap-Diode, einem Widerstand zur Strombegrenzung und dem Stützkondensator des Oberschaltertreibers besteht. Während der Einschaltzeit des Unterschalters wird der Stützkondensator des Oberschaltertreibers über die Boot-Strap-Diode auf die Treiberversorgungsspannung aufgeladen. Der Kondensator muss dann so groß sein, dass er die Versorgungsspannung des Oberschaltertreibers während der Einschaltphase des Oberschalters weitgehend konstant hält, wenn die Boot-Strap-Diode sperrt.

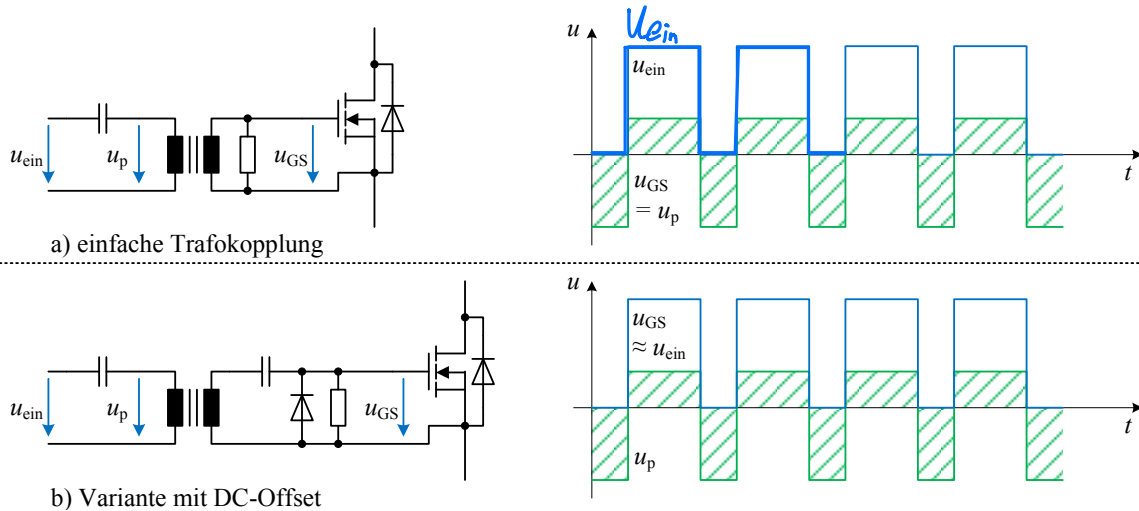


- Mit der Boot-Strap-Anordnung lässt sich nur eine positive Treiberversorgung realisieren, es kann also auch nur mit $u_{GS} = 0$ V gesperrt werden.
- Die Schaltung ist auf das periodische Ein- und Ausschalten der Leistungshalbleiter angewiesen, stationäre Schaltzustände der Halbbrücke müssen zeitlich begrenzt sein.
- Die Ladezeit des Boot-Strap-Kondensators über den strombegrenzenden Vorwiderstand erfordert eine Mindesteinschaltzeit des Unterschalters.
- Die maximale Treiberleistung ist begrenzt, sinnvoll ist ein Einsatz bis etwa 1 W.

2.3 Galvanisch getrennte Ansteuerung mit Impulsübertrager

In den meisten Anwendungen wird im Treiber eine echte galvanische Trennung benötigt. Neben den funktionsbedingten Anforderungen (Ansteuerung von Leistungshalbleitern mit springendem Bezugspotential) kommen hier oft auch sicherheitsrelevante Überlegungen zum Tragen, die Trennung von Leistungselektronik (z.B. 560 V) und der Steuerungs- und Bedienelektronik betreffen.

Die folgende Abbildung zeigt zwei einfache Varianten zur galvanisch getrennten Ansteuerung von MOSFETs mittels sogenannter Impulsübertrager. Die zentrale Schwierigkeit ist dabei, dass der Transformator nicht in Sättigung gehen darf, also eine dauerhafte Gleichspannung an den Wicklungen ausgefiltert werden muss.



Die beiden Schaltungsvarianten werden direkt mit einem Schaltsignal gespeist. Die Kondensatoren am Eingang dienen dazu, den Gleichanteil des Signals abzukoppeln. Aufgrund der resultierenden vertikalen Verschiebung eignet sich Variante a) nur für Schaltungen, in denen das Tastverhältnis stets nahe 50 % liegt. In Variante b) wird über einen sekundärseitigen Kondensator und eine Diode wieder ein Gleichanteil hinzugefügt, sodass die Gatespannung zwischen ca. 0 V und $+u_{\text{GS,on}}$ wechselt. Bei dieser Schaltung ist ein Tastgrad von ca. 10..90 % möglich.

2.4 Hochleistungstreiber für typische IGBT-Anwendungen

Typische Treiberstufen in IGBT-Antriebswechselrichtern für Industrieantriebe oder in der Elektromobilität bestehen aus einer galvanisch getrennten Spannungsversorgung für jeden einzelnen Treiber, einer galvanischen Trennung für jedes einzelne Schaltsignal, den eigentlichen Endstufen sowie verschiedenen Schutzschaltungen.

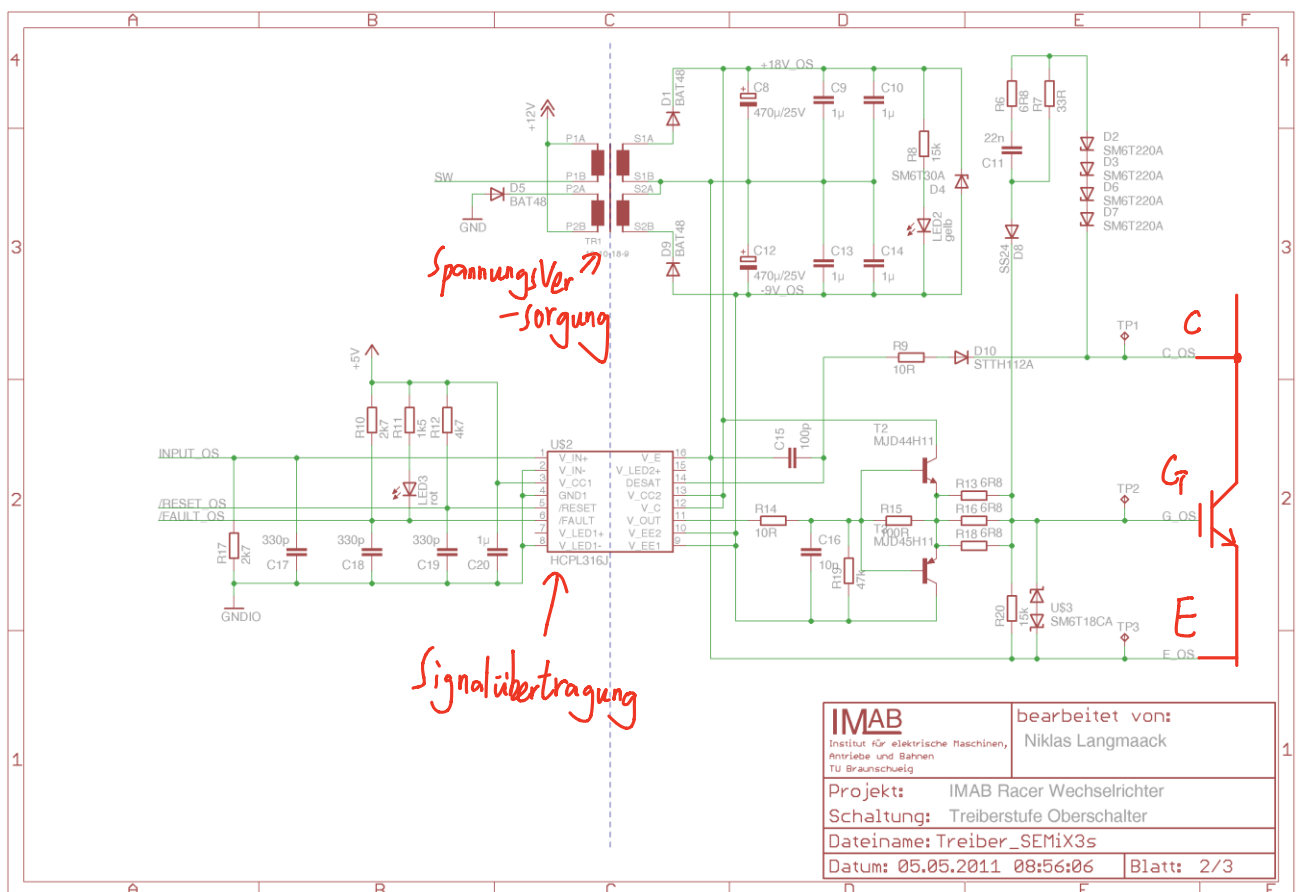
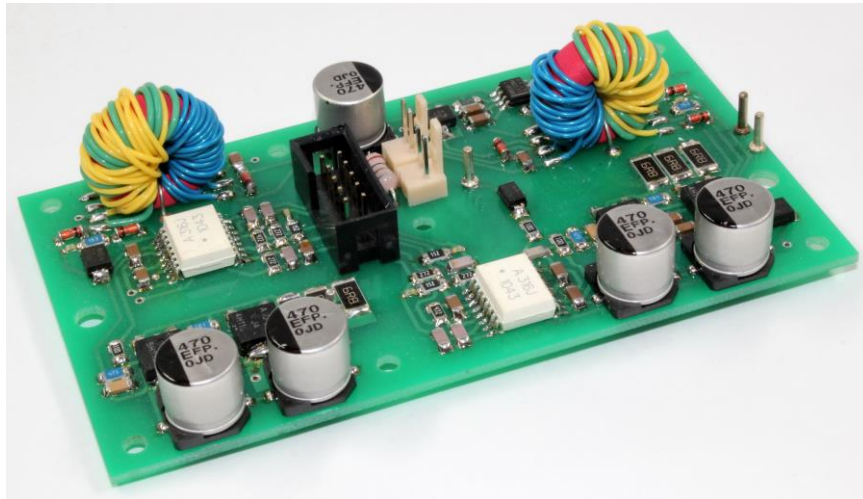
Die typische Treiberleistung kann von 1 W bis zu mehrere 10 W betragen. Für die galvanisch getrennte Spannungsversorgung kommen kleine DC/DC-Wandler zum Einsatz, die als Sperrwandler, Durchflusswandler oder Gegentaktwandler ausgeführt sein können. Eine zusätzliche negative Spannungsversorgung des Treibers, um mit $u_{\text{GS}} < 0$ V sicher sperren zu können, ist üblich.

Zur galvanischen Trennung der Schaltsignale dienen Optokoppler, Lichtwellenleiter oder in ICs integrierte Mikrotransformatoren. Zur Status- oder Fehlerrückmeldung existiert ein ebenfalls galvanisch getrennter Rückkanal.

In den folgenden Abbildungen ist eine am IMAB entwickelte Treiberstufe für ein IGBT-Halbbrückenmodul mit 1200 V / 450 A dargestellt. Die Platine enthält zwei vollständige Treiberstufen.

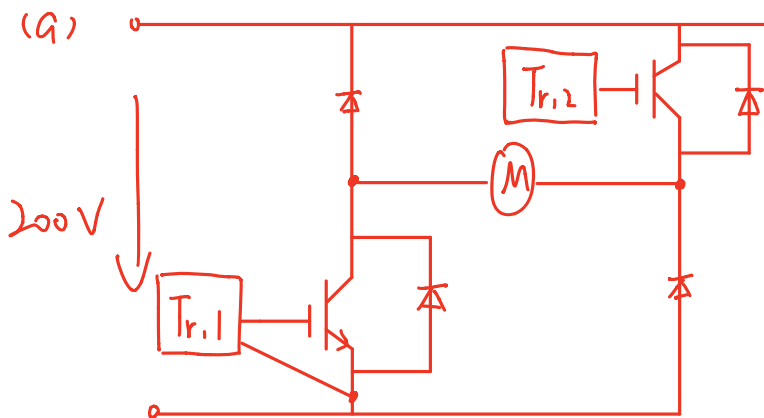
Die maximale Treiberleistung beträgt jeweils 3 W. Die Spannungsversorgung der einzelnen Treiber erfolgt jeweils mittels eines Durchflusswandlers mit den zwei Ausgangsspannungen +18 V und -9 V. Die galvanische Trennung der Schaltsignale erfolgt mit speziellen Optokopplern, die bereits einige Schutzfunktionen sowie den Rückkanal zur Fehlermeldung enthalten.

Die Endstufe der Treiber ist als bipolare Gegentaktstufe ausgeführt. Der Gatewiderstand ist aufgrund der Leistungsanforderungen in drei parallele Bauelemente aufgeteilt.



Aufgabe 2

- Skizzieren Sie einen Zwei-Quadranten-Steller mit IGBTs für eine 200 V-Gleichstrommaschine! Welche Anforderungen sind an die Treiber für die beiden aktiven Leistungshalbleiter zu stellen?
- Suchen und benennen Sie im abgedruckten Schaltplan der IGBT-Treiberstufe diejenigen Bauteile, die für die galvanische Trennung verantwortlich sind! Skizzieren Sie die Trennlinien in der Abbildung der Treiberstufe!
- Überlegen Sie sich für jede der dargestellten Treibervarianten eine oder mehrere typische Anwendungsbereiche!



Tr.1 hat ruhendes Bezugspotential
 \Rightarrow Auf galvanische Trennung könnte verzichtet werden.

Tr.2 hat springendes Bezugspotential

C.

3 Schutzfunktionen

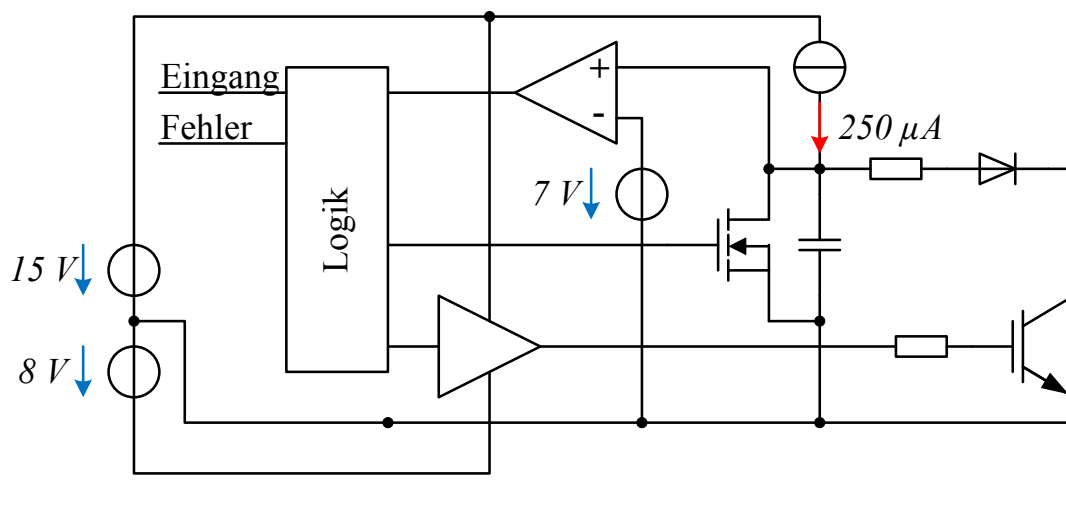
Neben der galvanischen Trennung und der eigentlichen Funktion des Ein- und Ausschaltens enthalten die meisten Treiberschaltungen auch eine Auswahl an Schutzfunktionen, die dazu dienen potentiell gefährliche Zustände zu erkennen und abzufangen oder von vornherein zu vermeiden.

3.1 UVLO

Um MOSFETs oder IGBTs zuverlässig einzuschalten, also in einen möglichst niederohmigen Zustand zu bringen, ist eine ausreichende Gatespannung erforderlich. Wenn die positive Spannung der Treiberversorgung aufgrund eines Fehlers oder zu großer Belastung zu gering ist, kann die Funktion *Under Voltage Lock Out* das Einschalten des Leistungshalbleiters unterbinden. Dadurch wird gewährleistet, dass der MOSFET oder IGBT nicht mit einer zu kleinen Gatespannung eingeschaltet wird und so in einen Betriebspunkt mit hohen Durchlassverlusten gebracht wird.

3.2 DESAT

Die Entsättigungsüberwachung dient zur Erkennung von Kurzschlussströmen im Leistungshalbleiter. Hierzu wird die Durchlassspannung des eingeschalteten MOSFET oder IGBT gemessen und überwacht. Übersteigt der Spannungsabfall einen festen Grenzwert von beispielsweise 7 V wird der Leistungshalbleiter kontrolliert abgeschaltet.



Die Messung der Durchlassspannung erfolgt über eine Diode zum Kollektoranschluss des IGBTs. Während der Sperrphase wird der sogenannte Blanking-Kondensator mit einem kleinen CMOS-Schalter kurzgeschlossen. Der Strom aus der Stromquelle fließt über diesen ab. Die Diode sperrt die gleiche Spannung wie der IGBT. Unmittelbar nach dem Einschalten des IGBT wird der CMOS-Schalter geöffnet und der Blanking-Kondensator wird geladen. Übersteigt die Spannung am Kondensator den Wert der aktuellen Durchlassspannung des IGBTs wird die Abkoppeldiode leitend und die Spannung des Blanking-Kondensators wird auf den Wert der Durchlassspannung von IGBT und Diode begrenzt. Üblich ist eine Blanking-Zeit von 2..3 μs bis der Wert der Kondensatorspannung seinen Endwert erreicht. Im Kurzschlussfall, also wenn ein sehr großer Strom im IGBT fließt, ist seine Durchlassspannung unzulässig

erhöht und nach Ablauf der Blanking-Zeit wird die Abschaltschwelle erreicht. Die Treiberlogik sorgt dann dafür, dass der IGBT wieder ausgeschaltet wird.

3.3 Soft Turn-Off

Das Abschalten von Kurzschlussströmen ist notwendig, aber kritisch. Typische IGBT haben einen Kurzschlussstrom vom drei- bis fünffachen des Nennstroms und sind für mindestens 10 μ s kurzschlussfest. Wird ein Kurzschluss erkannt und normal abgeschaltet, kommt es aufgrund der hohen Änderungsrate di/dt zu Überspannungen an parasitären Induktivitäten. Im ungünstigsten Fall übersteigt die Überspannung die zulässige Sperrspannung des abschaltenden Bauteils, sodass es zerstört wird. Die Funktion Soft Turn-Off, die häufig in Verbindung mit der DESAT Kurzschlusserkennung in Treiberbausteinen enthalten ist, schaltet Kurzschlüsse mit einem deutlich vergrößerten Gatewiderstand langsamer ab, um der Entstehung hoher Überspannungen vorzubeugen.

3.4 Unterdrückung potentiell schädlicher Steuersignale

Leistungshalbleiter können nicht nur aufgrund von Fehlern im Treiber oder der Last Schaden nehmen, sondern auch durch fehlerhafte Schaltsignale zerstört werden. Es ist daher sinnvoll, diese potentiell schädlichen Schaltsignale zu erkennen und zu unterdrücken. Hierzu gehören:

- Schaltsignale, die einen permanenten Brückenkurzschluss bewirken
- Schaltsignale, die einen kurzzeitigen Brückenkurzschluss bewirken
- Schaltsignale mit zu hoher Frequenz
- Extrem kurze Ein- oder Ausschaltpulse

Diese Signale können durch eine fehlerhafte Programmierung der Ansteuerung oder durch elektronische Probleme wie EMV-Störungen oder Prellen von Logikgattern erzeugt werden und sollten durch eine zuverlässige Logikschialtung am Eingang der Treiberschaltung erkannt und herausgefiltert werden. Diese Logik realisiert somit typischweise die folgenden Funktionen:

- Verriegelung der Signale für Oberschalter und Unterschalter mit Mindesttotzeit
- Mindestpulslänge
- Überfrequenzüberwachung

Sie kann in Form diskreter Logikgatter oder mithilfe einer kleinen programmierbaren Logik (PAL, GAL, CPLD) ausgeführt werden.

4 Auslegung von Treibern anhand von Datenblattangaben

Bei der Auslegung von Treiberstufen müssen verschiedene Daten gesammelt oder abgeschätzt und ausgewertet werden, um die wichtigsten Eckdaten des Treibers wie Betriebsspannungen und Treiberleistung festlegen zu können.

Datenblattauszug IGBT-Modul 1200 V / 450 A (Kennlinien siehe S.8)

Charakteristische Werte / Characteristic Values		min.	typ.	max.	
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 450 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}$ $I_C = 450 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}$ $I_C = 450 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	$V_{CE\text{ sat}}$	1,75 2,00 2,05	2,10	V V V
Gate-Schwellenspannung Gate threshold voltage	$I_C = 17,0 \text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$V_{GE\text{ th}}$	5,2	5,8	6,4 V
Gateladung Gate charge	$V_{GE} = -15 \text{ V} \dots +15 \text{ V}$	Q_G	3,30		μC
Interner Gatewiderstand Internal gate resistor	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	$R_{G\text{ int}}$	1,7		Ω
Eingangskapazität Input capacitance	$f = 1 \text{ MHz}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	C_{ies}	28,0		nF
Rückwirkungskapazität Reverse transfer capacitance	$f = 1 \text{ MHz}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}, V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	C_{res}	1,55		nF
Kollektor-Emitter-Reststrom Collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 1200 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	I_{CES}		3,0	mA
Gate-Emitter-Reststrom Gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0 \text{ V}, V_{GE} = 20 \text{ V}, T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	I_{GES}		400	nA
Einschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-on delay time, inductive load	$I_C = 450 \text{ A}, V_{CE} = 600 \text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{Gon} = 1,3 \Omega$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	$t_{d\text{ on}}$	0,19 0,22 0,22		μs μs μs
Anstiegszeit, induktive Last Rise time, inductive load	$I_C = 450 \text{ A}, V_{CE} = 600 \text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{Gon} = 1,3 \Omega$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	t_r	0,06 0,07 0,07		μs μs μs
Abschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-off delay time, inductive load	$I_C = 450 \text{ A}, V_{CE} = 600 \text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{Goff} = 1,3 \Omega$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	$t_{d\text{ off}}$	0,49 0,58 0,62		μs μs μs
Fallzeit, induktive Last Fall time, inductive load	$I_C = 450 \text{ A}, V_{CE} = 600 \text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{Goff} = 1,3 \Omega$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	t_f	0,08 0,11 0,12		μs μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls Turn-on energy loss per pulse	$I_C = 450 \text{ A}, V_{CE} = 600 \text{ V}, L_S = 35 \text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, di/dt = 7000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj} = 150^\circ\text{C})$ $R_{Gon} = 1,3 \Omega$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	E_{on}	15,0 26,0 28,5		mJ mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls Turn-off energy loss per pulse	$I_C = 450 \text{ A}, V_{CE} = 600 \text{ V}, L_S = 35 \text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, du/dt = 3100 \text{ V}/\mu\text{s} (T_{vj} = 150^\circ\text{C})$ $R_{Goff} = 1,3 \Omega$ $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 125^\circ\text{C}$ $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	E_{off}	38,0 55,5 61,5		mJ mJ mJ
Kurzschlußverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15 \text{ V}, V_{CC} = 800 \text{ V}$ $V_{CE\text{ max}} = V_{CES} - L_{s\text{ CE}} \cdot di/dt$ $t_p \leq 10 \mu\text{s}, T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	I_{SC}	1800		A

4.1 Benötigte Spannungen

Um einen Leistungshalbleiter sicher schalten zu können, gilt es zunächst zu klären, mit welchen Gatespannungen dieser einzuschalten und zu sperren ist. Beim Einschalten ist das dauerhafte Erreichen eines Zustandes mit guten Durchlasseigenschaften entscheidend. Dies kann beispielsweise aus den Durchlasskennlinien abgelesen werden.

Um innerhalb einer Halbbrücke die Rückwirkungen durch das Schalten des jeweils anderen Leistungshalbleiters auf den sperrenden Halbleiter zu vermeiden, wird oft eine negative Spannung zum Sperren erforderlich.

4.2 Benötigte Treiberleistung

Die Treiberleistung ergibt sich verallgemeinert aus dem Produkt von maximaler Gateladung, maximalem Spannungshub am Gate und der angestrebten maximalen Schaltfrequenz.

$$P_{\text{Tr}} = Q_{\text{G}} \cdot (U_{\text{GE,on}} - U_{\text{GE,off}}) \cdot f_{\text{Schalt}}$$

Die maximale Gateladung ist für den Betrieb mit typischen Gatespannungen im Datenblatt des Leistungshalbleiters angegeben.

Die berechnete Treiberleistung muss mit etwas Reserve von der Spannungsversorgung der Treiberschaltung bereitgestellt werden. Umgesetzt wird sie zum überwiegenden Teil in den Gatewiderständen, die auch dementsprechend ausgelegt werden müssen.

4.3 Gatewiderstand

Die Leistung der Gatewiderstände ergibt sich, unabhängig von ihrem Widerstandswert, aus der Treiberleistung. Ein Anhaltswert für den einzusetzenden Gatewiderstand kann dem Datenblatt des Leistungshalbleiters entnommen werden. Von kleineren Gatewiderständen ist tendenziell abzuraten, ein größerer Gatewiderstand führt zu einem etwas langsameren Schaltverhalten. Dadurch steigen die Schaltverluste gegenüber den Datenblattangaben, aber die Gefahren durch steile Spannungs- und Stromgradienten (insb. in Bezug auf Störaussendung, EMV) können gegebenenfalls reduziert werden.

4.4 Peak-Strom

Beim Umladen des Gates fließen kurzzeitig hohe Stromspitzen. Diese sind für die Dimensionierung der Treiberendstufe von Bedeutung. Sie lassen sich einfach abschätzen mit:

$$i_{\text{G,max}} = (U_{\text{GE,on}} - U_{\text{GE,off}}) / R_{\text{G}}$$

Aufgabe 3

Die folgenden Aufgaben beziehen sich alle auf das IGBT-Modul 1200 V / 450 A.

- a) Bestimmen Sie mögliche Gatespannungen für den sicheren Betrieb der IGBTs!
- b) Bestimmen Sie eine sinnvolle AbschaltSchwellspannung der DESAT-Funktion für das verwendete IGBT-Modul!
- c) Berechnen Sie die notwendige Treiberleistung für eine Schaltfrequenz von 8 kHz!
- d) Legen Sie einen externen Gatewiderstand fest und bestimmen Sie den resultierenden Gesamtgatewiderstand!
- e) Wie hoch ist der zu erwartende Peak-Gatestrom?