

# Leistungs-FETs und IGBTs

Dieses Skript gibt eine Einführung in die Leistungselektronik und erklärt einfache Grundschaltungen. Die wichtigsten Eigenschaften der Leistungstransistoren FET und IGBT, einige Ansteuer- und Schutzschaltungen sowie Verlustleistungs-Aspekte werden behandelt.

© Hanspeter Hochreutener, 14. Januar 2014

Zentrum für Signalverarbeitung und Nachrichtentechnik, School of Engineering @ ZHAW

## Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung .....	2
1.1.	Wie kann der Wirkungsgrad maximiert werden? .....	2
1.2.	Pulsbreiten-Modulation (PWM, pulse width modulation) .....	3
2.	Typische DC-DC-Konverter-Schaltungen .....	5
2.1.	Tiefsetzsteller (Abwärtswandler, buck converter) .....	5
2.2.	Hochsetzsteller (Aufwärtswandler, boost converter) .....	8
3.	Halbleiterbauelemente für die Leistungselektronik.....	12
3.1.	Leistungs-FETs und IGBTs .....	12
3.2.	Leistungsdioden .....	16
3.3.	Weitere Leistungshalbleiter .....	16
3.4.	Einsatzgrenzen der Leistungshalbleiter, Stand 2008 .....	17
4.	Beschaltung von FETs und IGBTs .....	18
4.1.	Schaltverhalten von FETs und IGBTs.....	18
4.2.	Ansteuerung von FETs und IGBTs.....	20
4.3.	Ansteuerung von high-side-Schaltern mit Treiber-IC .....	21
4.4.	Freilaufdiode (free wheeling diode, flyback diode).....	22
4.5.	Integrierte Diode (body diode) als Freilaufdiode? .....	24
4.6.	Entlastungs- und Schutzbeschaltung (snubber) .....	26
4.7.	Überstrom-Detektion und –Abschaltung .....	28
4.8.	Parallel- und Serieschaltung.....	29
4.9.	Regeln für den Schaltungsaufbau .....	29
5.	Verlustleistung und Kühlung .....	30
5.1.	Leit- und Schaltverluste bei Leistungstransistoren.....	30
5.2.	Maximal zulässige Verlustleistung.....	30
5.3.	Wärmeleitung und Kühlkörper-Dimensionierung .....	31
5.4.	Kühlkörper und –medien .....	32
6.	Literaturhinweise und Software .....	33
7.	Lernziele .....	34

# 1. Einleitung

Was Leistungselektronik ist, kann gut an einem Beispiel erläutert werden: Die Drehzahl eines Gleichstrommotors soll stufenlos verändert werden können.

Ein Lösungsansatz ist einen Transistor als variablen Widerstand (lineare Schaltung = linear circuit) in die Motorenzuleitung zu schalten. Die überschüssige Energie wird dabei im Transistor verheizt, der Wirkungsgrad ist tief und es entstehen Kosten für die Kühlung des Transistors.

In der Leistungselektronik wird der Transistor abwechselnd ein- und ausgeschaltet (geschaltete Schaltung = switched circuit). Durch variieren des Zeit-Verhältnisses kann die dem Motor zugeführte Energie stufenlos angepasst werden. Im Transistor entstehen nur kleine Verluste, weil im eingeschalteten Zustand die Spannung und im ausgeschalteten Zustand der Strom klein sind. Der Wirkungsgrad liegt typischerweise zwischen 80 und fast 100%. Schaltungstechnisch wird mit Induktivitäten und Filtern dafür gesorgt, dass die Energieimpulse zu einem kontinuierlichen Energiefluss geglättet werden. Je höher die Schaltfrequenz des Transistors ist, desto einfacher wird diese Glättungsschaltung, aber desto grösser werden die Schaltverluste im Transistor und der Aufwand für die Ansteuerung.

Maximieren des Wirkungsgrads ist das Hauptziel für die Leistungs-Elektronik:

- Weniger Verluste ergeben tiefere Energiekosten (und längeren Batteriebetrieb).
- Kleinere und damit billigere Halbleiter können verwendet werden.
- Kühlkörper werden kleiner und damit billiger (und können eventuell ganz entfallen).

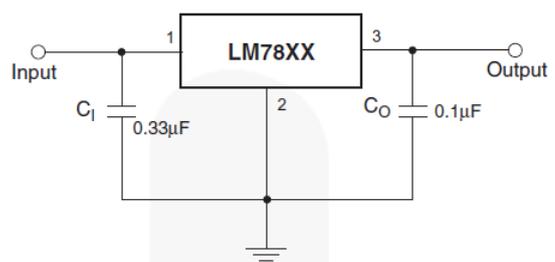
Typische Anwendungsgebiete der Leistungselektronik sind:

- Geschaltete Netzteile für elektronische Geräte
- Gleichrichter für Strassebahnen und Trolleybusse
- Wechselrichter für unterbrechungsfreie Stromversorgungen, Solar- und Windstromanlagen
- Frequenzumformer für Drehzahlregelung von Motoren in Industrie und Fahrzeugen
- Erzeugen mehrerer geregelter Gleichspannungen von einer einzigen Batterie
- Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, koppeln unterschiedlicher Elektrizitätsnetze
- Hocheffiziente Audioendstufen
- LED-Lampen-Elektronik

## 1.1. Wie kann der Wirkungsgrad maximiert werden?

Die Idee wird anhand einer konkreten Anwendung hergeleitet.

Oft muss man aus einer unregelmässigen Eingangsspannung (Trafo + Gleichrichter + Siebelko oder Batterie) eine niedrigere, geregelte Gleichspannung erzeugen. Dazu wird oft ein linearer Spannungsregler eingesetzt. Z.B. erzeugt die integrierte Schaltung LM7805 eine konstante Ausgangsspannung von 5V bei Eingangsspannungen zwischen 7V und 35V.

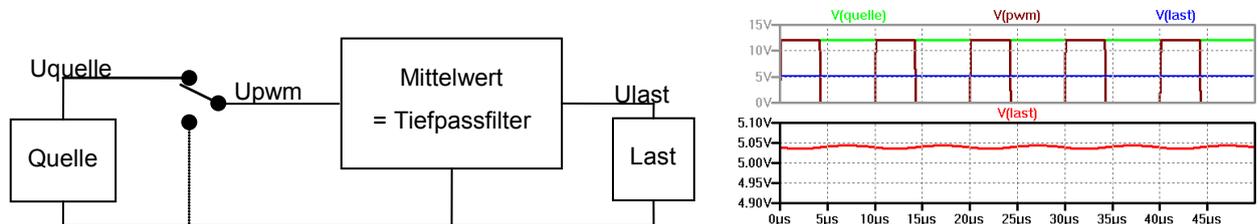


Der Wirkungsgrad der Schaltung berechnet sich zu  $\eta = U_{\text{output}}/U_{\text{input}}$ , wenn man den Zenerdiodenstrom vernachlässigt. Für  $U_{\text{input}} = 12\text{V}$  und  $U_{\text{output}} = 5\text{V}$  ist  $\eta = 42\%$ .

Der Wirkungsgrad steigt, wenn die Verluste minimiert werden:  $P_v = (U_{\text{output}} - U_{\text{input}}) \cdot I$

- $P_v = 0$  wenn  $(U_{\text{output}} - U_{\text{input}}) = 0$  Schalter geschlossen
- $P_v = 0$  wenn  $I = 0$  Schalter offen

Weil eine konstante Ausgangsspannung gewünscht wird, muss die Spannung nach dem Schalter gemittelt (geglättet) werden. Das ergibt folgendes Blockschaltbild:



Mit den gegebenen Zahlen (vgl. Diagramm) berechnet sich die mittlere Ausgangsspannung zu:

$$U_{\text{last}} = U_{\text{Quelle}} \cdot t_{\text{ein}} / T_{\text{periode}} = 12\text{V} \cdot 4.2\mu\text{s} / 10\mu\text{s} = 5.04\text{V} \text{ (siehe oberes Diagramm)}$$

Im der Vergrößerung im unteren Diagramm ist erkennbar, dass die Mittelwertbildung nicht ganz perfekt ist:  $U_{\text{last}}$  ist wie berechnet 5.04V, aber sie schwankt leicht um ca. 10mVpp.

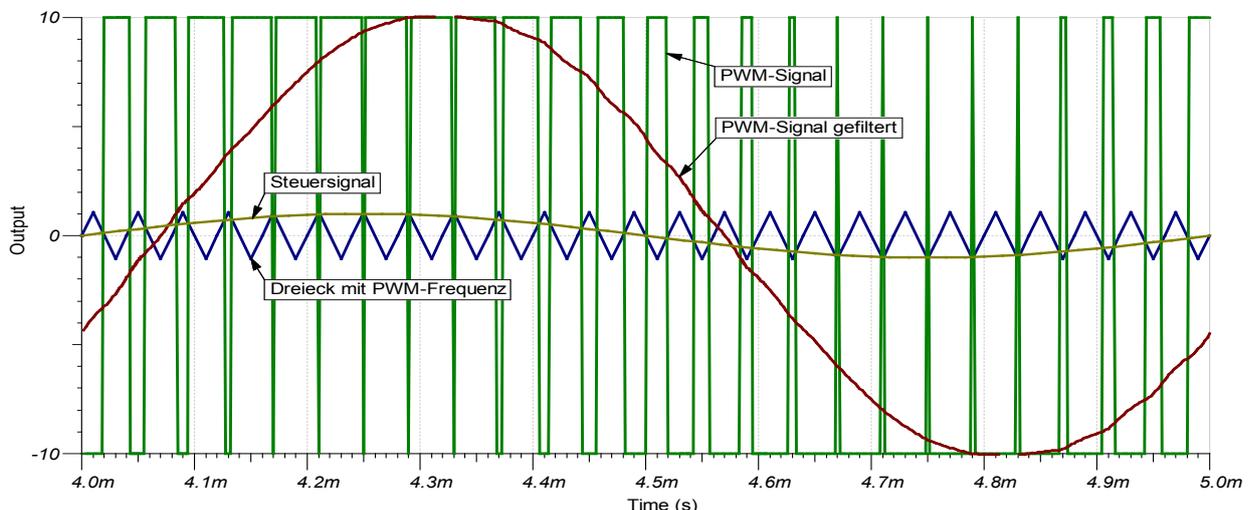
- Die Last-Spannung kann einfach variiert werden durch anpassen der Einschaltdauer.  $U_{\text{last}} / U_{\text{Quelle}} = \text{Einschaltdauer} / \text{Periodendauer}$   
Schalter angesteuert mit Pulsbreitenmodulierten Signal (PWM = pulse width modulation)
- Die Energie fließt von der Quelle pulswise in das Tiefpassfilter. Dieses dient als Zwischenspeicher. Die Energie wird dann gleichmässig an die Last abgegeben.  
Zwischenspeicher = Speicherdrossel + Siebkondensator = Induktivität + Kapazität

## 1.2. Pulsbreiten-Modulation (PWM, pulse width modulation)

In diesem Kapitel wird besprochen wie ein PWM-Signal generiert werden kann.

### 1.2.1. Analoge PWM-Erzeugung mit Komparator

Das PWM-Signal kann analog mit Hilfe eines Dreiecksignals und eines Komparators erzeugt werden. Mit dem PWM-Signal werden die Leistungs-Transistoren angesteuert. Der Ausgang wird anschliessend tiefpassgefiltert, um den „Mittelwert“ zu bilden. Im Diagramm ist gut ersichtlich, dass das gefilterte Ausgangssignal noch einen kleinen Ripple mit der PWM-Frequenz enthält und dass es gegenüber dem Eingangssignal leicht verzögert ist.



Die PWM-Frequenz wird üblicherweise über der Hörgrenze und mindestens 10-mal so hoch wie die höchste Signalfrequenz gewählt. Die Mittelwertbildung geschieht meist mit einem Tiefpass-Filter 2. Ordnung, gebildet aus der Speicherdrossel und einem zusätzlichen Kondensator.

### PWM-Frequenz für Audio-Endstufe

#### Gegeben

- Frequenzgang der Endstufe: 20Hz bis 20kHz

#### Gesucht

- Sinnvolle PWM-Frequenz
- PWM-Amplitude (gefiltert) am Lautsprecher bei einer Anlage mit  $100W_{\text{square}}$  an  $8\Omega$

#### Musterlösung

- PWM-Frequenz wird ca. 10-mal höher gewählt als die höchste Signalfrequenz: 200kHz. Eine tiefere PWM-Frequenz würde höhere Anforderungen an das Filter stellen, eine höhere Frequenz wäre nachteilig für die Schaltverluste bei den Leistungstransistoren.
- $U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{100W \cdot 8\Omega} = \pm 28V$   
Am Ausgang des Tiefpasses 2. Ordnung mit Grenzfrequenz 20kHz erscheint die PWM-Amplitude auf 1% abgeschwächt (Filter 2. Ordnung hat 40dB/Dekade Dämpfung) also mit  $\pm 0.28V$  (unabhängig von der Musik-Lautstärke).  
Diese doch relative hohe Spannung ist unproblematisch, weil die Frequenz weit über der Hörgrenze liegt und weil der Lautsprecher nur mit  $P = U^2/R = 10mW$  belastet wird.

## 1.2.2. Digitale PWM-Erzeugung mit Mikrocontroller

Mikrocontroller sind oft mit PWM-Modulen ausgerüstet. Ein Zähler wird bei jedem Clock-Impuls inkrementiert und der Zählerstand wird mit der Zahl im PWM-Register verglichen. Ist der Zählerstand kleiner, wird am PWM-Ausgang „1“ ausgegeben, sonst „0“. Wenn der Zähler den Endwert erreicht hat, beginnt das Ganze wieder von vorne. Die PWM-Periodendauer wird via Zählerendwert und das PWM-Verhältnis via PWM-Registerwert programmiert.

Im digitalen Fall sind die PWM-Werte, die möglich sind, quantisiert. Der Endwert des Zählers entspricht der Anzahl möglicher PWM-Verhältnisse. Durch die notwendige Mittelwertbildung (mit dem Tiefpass-Filter) ist die Nutzfrequenz etwa auf ein Zehntel der PWM-Frequenz limitiert.

### Zahlenbeispiele für PWM mit $\mu C$

Anzahl Bit des Zählers	8 Bit	10 Bit	12 Bit	16 Bit
Anzahl unterschiedlicher PWM-Verhältnisse und entsprechende PWM-Auflösung	256 0.4%	1024 0.1%	4096 0.02%	65536 0.002%
PWM-Frequenz bei $\mu C$ -Clock = 10MHz und nutzbare Signalbandbreite	39 kHz 4 kHz	9.8 kHz 1 kHz	2.4 kHz 0.24 kHz	0.15 kHz 0.02 kHz
PWM-Frequenz bei $\mu C$ -Clock = 1GHz und nutzbare Signalbandbreite	3'900 kHz 390 kHz	977 kHz 98 kHz	244 kHz 24 kHz	15 kHz 1.5 kHz

Für die Drehzahlregelung eines Motors z.B. wäre ein billiger 10MHz-Mikroprozessor und 8 Bit Auflösung ausreichend.

## 1.2.3. PI-Regler zum Korrigieren des PWM-Verhältnisses

Oft wird der Ausgangswert mit einem Sollwert verglichen und die Differenz einem PI-Regler (Proportional-Integral-Regler) zugeführt. Der Regler-Ausgang passt das PWM-Verhältnis an.

Der Regler kann analog mit einem Operations-Verstärker aufgebaut werden.

Falls man das PWM-Signal mit einem  $\mu C$  erzeugt, werden Ist- und Sollwert analog-digital-gewandelt und der PI-Regler softwaremässig realisiert.

Diese klassischen Regelverfahren können in der einschlägigen Literatur nachgelesen werden.

## 2. Typische DC-DC-Konverter-Schaltungen

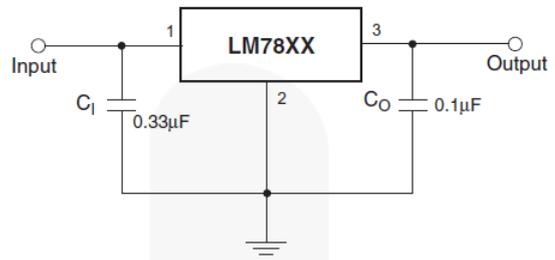
Aus der Fülle der Leistungselektronik-Schaltungen werden in diesem Skript lediglich einfache repräsentative Beispiele behandelt, da es primär um Ansteuerung und Schutz der Leistungstransistoren geht. Für weitere Schaltungen, sowie Einphasen- und Dreiphasen-Systeme sei auf die spezielle Leistungselektronik-Literatur verwiesen.

Interaktive Applets und Beschreibungen zu den besprochenen und vielen weiteren Schaltungen finden sich unter: [www.ipes.ethz.ch/ipes/d\\_index.html](http://www.ipes.ethz.ch/ipes/d_index.html)

### 2.1. Tiefsetzsteller (Abwärtswandler, buck converter)

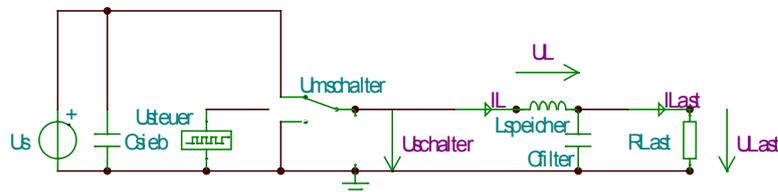
#### 2.1.1. Herleitung und Vergleich mit linearem Spannungsregler

Oft muss man aus einer unregulierten Eingangsspannung (Trafo + Gleichrichter + Siebelko oder Batterie) eine niedrigere, geregelte Gleichspannung erzeugen. Dazu wird oft ein linearer Spannungsregler eingesetzt. Z.B. erzeugt die integrierte Schaltung LM7805 eine konstante Ausgangsspannung von 5V bei Eingangsspannungen zwischen 7V und 35V.



Der Wirkungsgrad der Schaltung berechnet sich zu  $\eta = U_{\text{Output}}/U_{\text{Input}}$ , wenn man den Zenerdiodenstrom vernachlässigt. Für  $U_{\text{Input}} = 10\text{V}$  und  $U_{\text{Output}} = 5\text{V}$  ist  $\eta = 50\%$ .

Um den Wirkungsgrad zu erhöhen, wird anstelle des Transistors ein (idealer, verlustloser) Umschalter in der folgenden Schaltung verwendet.



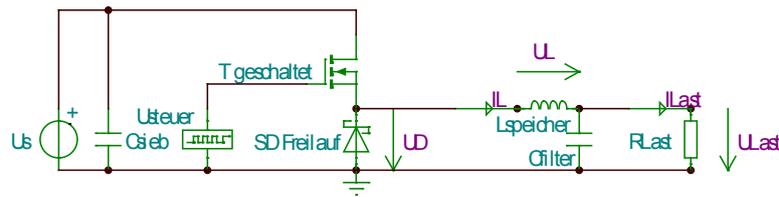
Am Ausgang des Schalters liegt eine rechteckförmige Spannung an, deren Mittelwert durch das Tastverhältnis ( $U_{\text{steuer}} = \text{PWM-Signal}$ ) stufenlos variiert werden kann. Die Induktivität  $L_{\text{speicher}}$  und der Kondensator  $C_{\text{filter}}$  bilden den Mittelwert. Da die ganze Schaltung aus (idealerweise) verlustlosen Komponenten besteht, beträgt der Wirkungsgrad 100% (Ansteuerenergie für den Schalter vernachlässigt). Verglichen mit obiger Schaltung verdoppelt sich die Batteriebensdauer und man spart sich die Ausgaben für Kühlkörper.

Der ideale Umschalter wird nun durch zwei Transistoren oder einen Transistor und eine Freilaufdiode ersetzt, was untenstehende reale Schaltung ergibt.

#### Zu beachten

- Ein einfacher Schalter (= 1 Transistor) anstelle des Umschalters (= 2 Transistoren resp. 1 Transistor + 1 Freilaufdiode) funktioniert nicht, da der Strom durch die Induktivität (= Speicher für magnetische Energie) beim Ausschalten nicht plötzlich auf 0 springen kann. Beim Ausschalten des Transistors würde die Spannung an der Induktivität soweit ansteigen, bis wieder Strom fließen kann, d.h. bis der Transistor oder ein anderes Bauteil durch Überspannung zerstört wird und den Strom zu leiten beginnt.

## 2.1.2. Schaltung



### Kurzschluss-sicher?

#### Gegeben

- Obige Tiefsetzsteller-Schaltung

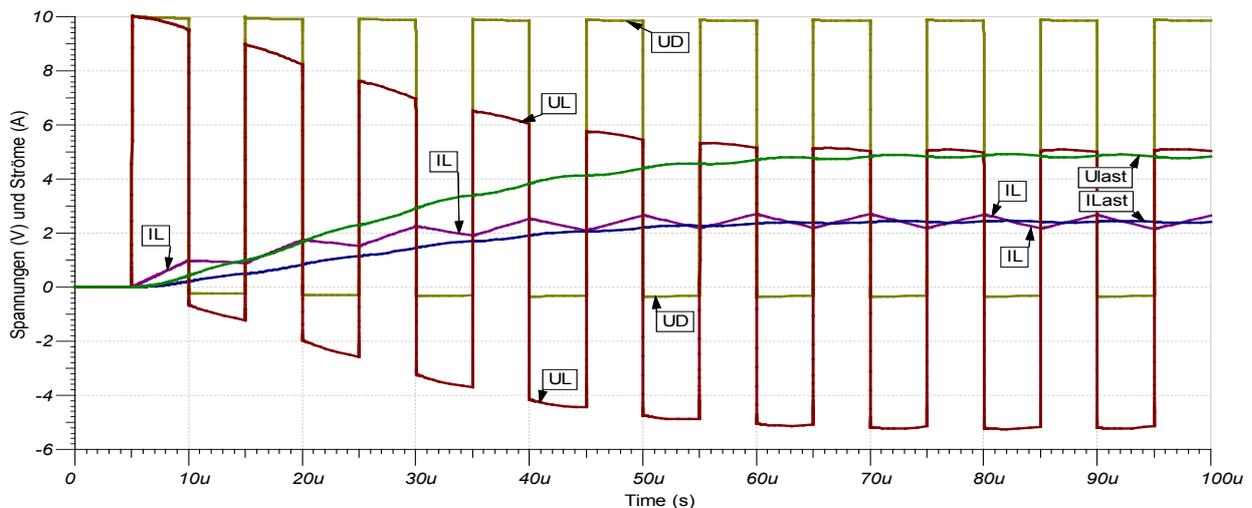
#### Gesucht

- Ist die Schaltung kurzschluss-sicher ( $R_{Last} = 0$ )?

#### Musterlösung

- Im Kurzschlussfall ist die Polarität der Spannung an der Induktivität positiv oder null. Gemäss Induktivitäts-Gleichung  $I_L = 1/L \cdot \int U_L \cdot dt$  steigt der Strom kontinuierlich an. Der Transistor wird nach kurzer Zeit durch Überstrom thermisch zerstört.

## 2.1.3. Kurvenverläufe und Erklärung der Funktionsweise



Aus einer Spannung von 10V werden ca. 5V am Ausgang erzeugt.

Für die Analyse der Funktionsweise der Schaltung, wird das Hochfahren beobachtet:

- 0 – 5 $\mu$ s: Ruhezustand  
noch sind alle Spannungen und Ströme = 0
- 5 $\mu$ s – 10 $\mu$ s: Transistor eingeschaltet, Diode sperrt  
Die Spannung  $U_D$  nach dem Transistor (= Spannung an der Diode) ist fast 10V.  
Da der Kondensator  $C_{filter}$  anfangs ungeladen ist, ergibt sich an der Induktivität eine Spannung  $U_L = U_D - U_{Last} = 10V - 0V = 10V$ .  
Der Strom durch die Spule beginnt langsam anzusteigen:  $I_L = 1/L \cdot \int U_L \cdot dt$   
In der Induktivität wird Energie in Form eines Magnetfelds gespeichert.  
Und der Kondensator wird geladen:  $U_{Last} = 1/C \cdot \int (I_L - I_{Last}) \cdot dt$
- 10 $\mu$ s – 15 $\mu$ s: Transistor ausgeschaltet, Diode leitet  
Der Strom durch die Induktivität muss weiter fließen. Da der Transistor sperrt, fliesst der

Strom nun durch die Diode.

Die Spannung  $U_L = U_D - U_{Last}$  an der Induktivität ist nun negativ. Gemäss der Formel  $I_L = 1/L \cdot \int U_L \cdot dt$  nimmt der Strom  $I_L$  nun langsam ab. Das Magnetfeld wird schwächer und die Induktivität gibt Energie an den Kondensator ab. Das Vorzeichen des Stromes hat sich nicht geändert, das heisst der Kondensator wird weiterhin geladen.

- Nach einer gewissen Zeit stellt sich am Kondensator Cfilter ein Gleichgewicht zwischen zu- (Strom  $I_L$ ) und abfliessender Ladung (Strom  $I_{Last}$ ) ein. Im Mittel gibt es keine Änderungen mehr und es stellt sich eine Ausgangsspannung von knapp 5V ein. Spannung  $U_{Last}$  und Strom  $I_{Last}$  sind praktisch konstant. Die Induktivität dient als Zwischenspeicher für die Energie, welche via Transistor impulsweise zugeführt wird.
- $85\mu s - 90\mu s$ : Transistor eingeschaltet, Diode sperrt  
Die Spannung an der Induktivität ist positiv, der Strom  $I_L$  steigt langsam an.
- $90\mu s - 95\mu s$ : Transistor ausgeschaltet, Diode leitet  
Die Spannung an der Induktivität ist negativ, der Strom  $I_L$  sinkt langsam ab.

### Praxistipps

- Die Schaltung muss noch mit einem Regler für das Tastverhältnis des Steuersignals Usteuer ergänzt werden, damit am Ausgang die gewünschte Spannung stabil bleibt.
- Es gibt buck-converter-ICs: es müssen nur noch die Kondensatoren und die Induktivität angeschlossen werden, und für höhere Ströme externe Leistungs-Transistoren.

Für die Wirkungsgradberechnung müssen der Spannungsabfall an der Diode von 0.34V (wenn Transistor ausgeschaltet => Strom fliesst durch Diode) und am Transistor von 0.24V (wenn Transistor eingeschaltet) berücksichtigt werden. Er beträgt nun immer noch 97% (Verluste in der Induktivität, im Kondensator und in der Ansteuerung vernachlässigt).

## 2.1.4. Dimensionierung von Induktivität und Kapazität

Gegeben:  $U_{s_{typ}}$ ,  $U_{Last}$ ,  $\Delta U_{Last_{pp}}$  (= Uripple),  $I_{Last_{max}}$ ,  $f$  (= Taktfrequenz)

Gesucht:  $L_{speicher}$ ,  $C_{filter}$

Vorgehen:

- Tastverhältnis = Einzeit Transistor / Periodendauer =  $t_{ein}/T = t_{ein} \cdot f = U_{Last}/U_{s_{typ}}$   
 **$t_{ein} = U_{Last}/U_{s_{typ}}/f$**
- $I_L = I_{Last}$  (im Mittel)
- **$\Delta I_{L_{pp}} = 0.1 \cdot I_{L_{max}}$  bis  $0.2 \cdot I_{L_{max}}$  (Faustregel)**  
Falls  $\Delta I_{L_{pp}}$  kleiner gewählt wird, ergibt sich eine grössere Induktivität und ein kleinerer Kondensator, und umgekehrt.
- In die Formel  $L = UL \cdot \Delta t / \Delta I_{L_{pp}}$  eingesetzt ergibt sich während  $t_{ein}$ :  
 **$L_{speicher} = (U_{s_{typ}} - U_{Last}) \cdot t_{ein} / \Delta I_{L_{pp}}$**
- Der Kondensator muss lediglich den Unterschied zwischen  $I_L$  und  $I_{Last}$  ausgleichen. Während je einer halben Periode ist  $I_L > I_{Last}$  resp.  $I_L < I_{Last}$ . Die Ladungsmenge, welche in einer halben Periode akkumuliert wird beträgt  
 $\Delta Q = \int (I_L - I_{Last}) \cdot dt = \Delta I_{L_{pp}} / 2 \cdot 1 / (2 \cdot f) / 2 = \Delta I_{L_{pp}} / f / 8$   
In dieser halben Periode darf die Spannung um  $\Delta U_{Last_{pp}}$  ansteigen.  
Eingesetzt in die Formel  $C = \Delta Q / \Delta U_C$  ergibt sich:  
 **$C = \Delta I_{L_{pp}} / f / 8 / \Delta U_{Last_{pp}}$**   
 **$C_{filter} = \Delta I_{L_{pp}} / \Delta U_{Last_{pp}} / f / 8$**

## Filter-Dimensionierung

### Gegeben

- Tiefsetzsteller mit  $f = 50\text{kHz}$ ,  $U_s = 12\text{V}$
- $U_{\text{Last}} = 3\text{V}$ ,  $\Delta U_{\text{Last}_{pp}} = 0.1\text{V}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{A}$
- Annahme: idealer Umschalter

### Gesucht

- PWM-Tastverhältnis
- $I_s$  (Mittelwert des Eingangsstromes)
- $L_{\text{speicher}}$  und  $C_{\text{filter}}$

### Musterlösung

- $\text{PWM} = U_{\text{Last}}/U_s = 25\%$  (falls alle Komponenten ideal und verlustfrei sind)
- $P_s = P_{\text{Last}}$  (falls alle Komponenten ideal und verlustfrei sind)  
 $I_s = U_{\text{Last}} \cdot I_{\text{Last}} / U_s = 5\text{A}$
- $t_{\text{ein}} = U_{\text{Last}} / U_s / f = 5\mu\text{s}$   
 $\Delta I_{L_{pp}} = 0.15 \cdot I_{\text{Last}}$  (Faustregel) =  $3\text{A}$   
 $L_{\text{speicher}} = (U_s - U_{\text{Last}}) \cdot t_{\text{ein}} / \Delta I_{L_{pp}} = 15\mu\text{H}$   
 $C_{\text{filter}} = \Delta I_{L_{pp}} / \Delta U_{\text{Last}_{pp}} / f / 8 = 75\mu\text{F}$

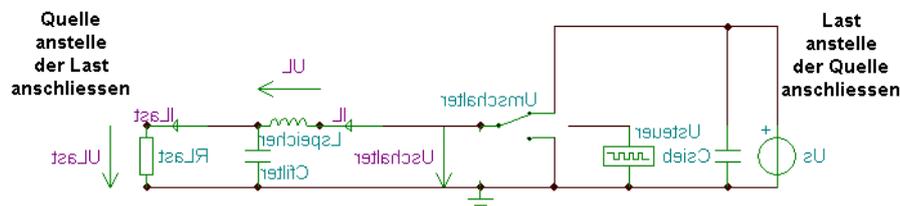
## 2.2. Hochsetzsteller (Aufwärtswandler, boost converter)

Der Hochsetzsteller erzeugt aus einer niedrigen eine höhere Gleichspannung.

### 2.2.1. Herleitung und Vergleich mit Tiefsetzsteller

Beim Tiefsetzsteller fließt die Energie von der Quelle zur Last, wenn die Last Energie aufnimmt (z.B. Elektromotor wird elektrisch angetrieben). Beim Tiefsetzsteller mit Umschalter fließt die Energie von der Last zur Quelle, wenn die Last Energie abgibt (z.B. Rekuperationsbremse: Motor wird elektrisch abgebremst = mechanisch angetrieben). Die Richtung des Energieflusses wird alleine durch das Verhältnis der Spannungen  $U_{\text{Last}}/U_s$  und das Tastverhältnis bestimmt.

Wenn am Ausgang eine höhere Spannung benötigt wird als am Eingang, kann man daher die Tiefsetzsteller-Schaltung mit Umschalter „spiegeln“ und Quelle und Last vertauschen:

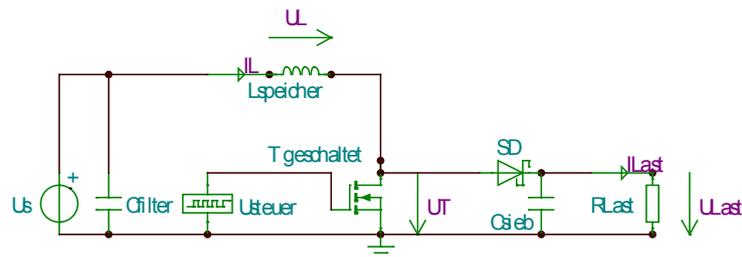


Der Umschalter wird nun wieder durch zwei Transistoren oder durch einen Transistor und eine Diode ersetzt.

### Umkehrbare Stromrichtung

Sobald eine Diode als Teil des Umschalters eingesetzt wird, kann die Energie nur noch in eine Richtung fließen. Falls die Richtung des Energieflusses wählbar sein soll, muss der Umschalter mit zwei Transistoren realisiert werden. Das gilt gleichermassen für Tief- und Hochsetzsteller.

## 2.2.2. Schaltung



### Transistor-Auslegung

#### Gegeben

- Obige Hochsetzsteller-Schaltung

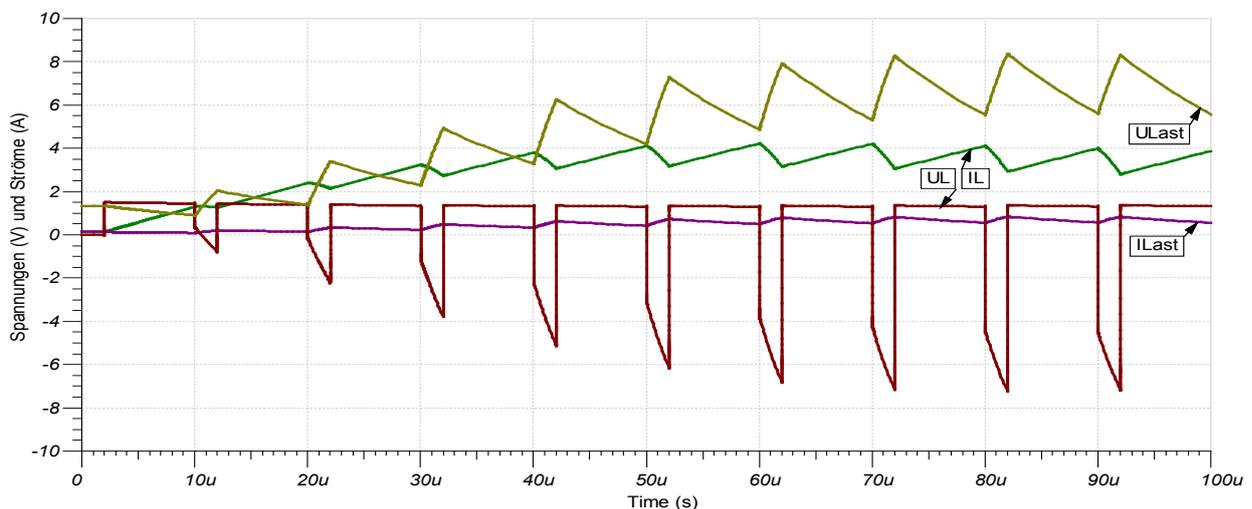
#### Gesucht

- Für welche Spannung muss der Transistor dimensioniert werden?
- Für welchen Strom muss der Transistor dimensioniert werden?

#### Musterlösung

- Wenn der Transistor ausschaltet, steigt die Spannung  $U_T$  auf maximal  $U_{Last}$ .
- Wenn der Transistor leitet, ist der Strom gleich dem Eingangsstrom. Unter der Annahme einer verlustfreien Schaltung, berechnet sich dieser zu  $I_s = U_{Last} \cdot I_{Last} / U_s$ . Da der Strom nicht dauernd durch den Transistor fließt, ist der Mittelwert tiefer und es könnte ein kleinerer Transistor gewählt werden (die Durchlassverluste sind aber höher).

## 2.2.3. Kurvenverläufe und Erklärung der Funktionsweise



Aus einer Spannung von 1.5V werden ca. 7V am Ausgang erzeugt.

Die Funktionsweise der Schaltung ist am einfachsten zu verstehen, wenn man das Einschaltverhalten beobachtet:

- 0 – 2 $\mu$ s: Transistor ausgeschaltet, Diode leitet  
 $U_{Last} \sim U_s$
- 2 $\mu$  - 10 $\mu$ s: Transistor eingeschaltet, Diode sperrt  
An der Induktivität liegt die Eingangsspannung von 1.5V.

Der Strom durch die Spule beginnt langsam anzusteigen:  $I_L = 1/L \cdot \int U_L \cdot dt$   
 In der Induktivität wird Energie in Form eines Magnetfelds gespeichert.

- 10 – 12 $\mu$ s: Transistor ausgeschaltet, Diode leitet  
 Der Strom durch die Induktivität muss weiter fließen. Da der Transistor sperrt, fließt der Strom nun durch die Diode und lädt den Kondensator  $C_{sieb}$ .  
 Die Spannung  $U_L$  an der Induktivität ist nun negativ. Gemäss der Formel  $I_L = 1/L \cdot \int U_L \cdot dt$  nimmt der Strom  $I_L$  nun langsam ab. Das Magnetfeld wird schwächer und die Induktivität gibt Energie ab.
- Nach einer gewissen Zeit stellt sich am Kondensator  $C_{sieb}$  ein Gleichgewicht zwischen zu- (Strom  $I_L$ , wenn der Transistor sperrt) und abfließender Ladung (Strom  $I_{Last}$ ) ein. Im Mittel gibt es keine Änderungen mehr und es stellt sich eine Ausgangsspannung von etwa 7V ein.  
 Spannung  $U_{Last}$  und Strom  $I_{Last}$  sind relativ konstant (kann durch Vergrössern des Kondensators verbessert werden).  
 Die Induktivität dient als Zwischenspeicher für die Energie.
- 90 – 92 $\mu$ s: Transistor ausgeschaltet, Diode leitet  
 Die Induktivität gibt Energie ab und lädt den Ausgangskondensator.
- 92 $\mu$  - 100 $\mu$ s: Transistor eingeschaltet, Diode sperrt  
 Die Induktivität nimmt Energie von der Quelle auf.

### Praxistipps

- Die Schaltung muss noch mit einem Regler für das Tastverhältnis des Steuersignals Usteuer ergänzt werden, damit am Ausgang die gewünschte Spannung stabil bleibt.
- Es gibt boost-converter-ICs: es müssen nur noch Kondensatoren und Induktivität angeschlossen werden müssen und für höhere Ströme externe Leistungs-Transistoren.

## 2.2.4. Dimensionierung von Induktivität und Kapazität

Gegeben:  $U_{s_{typ}}$ ,  $U_{Last}$ ,  $\Delta U_{Last_{pp}}$  (= Uripple),  $I_{Last_{max}}$ ,  $f$  (= Taktfrequenz)

Gesucht:  $L_{speicher}$ ,  $C_{sieb}$

Vorgehen:

- Tastverhältnis = Einzeit Transistor / Periodendauer =  $t_{ein}/T = t_{ein} \cdot f = (1 - U_{s_{typ}}/U_{Last})$   
 $t_{ein} = (1 - U_{s_{typ}}/U_{Last})/f$
- Aus  $P_{Last} = U_{Last} \cdot I_{Last_{max}} = U_{s_{typ}} \cdot I_L$  folgt  
 $I_L = U_{Last} \cdot I_{Last_{max}} / U_{s_{typ}} = I_s$
- $\Delta I_{L_{pp}} = 0.1 \cdot I_{L_{max}}$  bis  $0.2 \cdot I_{L_{max}}$  (Faustregel)  
 Falls  $\Delta I_{L_{pp}}$  grösser gewählt wird, ergibt sich eine kleinere Induktivität und ein grösserer Kondensator, und umgekehrt.
- In die Formel  $L = U_L \cdot \Delta t / \Delta I_{L_{pp}}$  eingesetzt ergibt sich während  $t_{ein}$ :  
 $L_{speicher} = U_{s_{typ}} \cdot t_{ein} / \Delta I_{L_{pp}}$
- Beim Hochsetzsteller muss der Kondensator während  $t_{ein}$  den ganzen Laststrom liefern.  
 Eingesetzt in die Formel  $C = \Delta Q / \Delta U_C$  ergibt sich:  
 $\Delta Q = t_{ein} \cdot I_{Last_{max}}$   
 $C_{sieb} = t_{ein} \cdot I_{Last_{max}} / \Delta U_{Last_{pp}}$

## Filter-Dimensionierung

### Gegeben

- Hochsetzsteller mit  $f = 50\text{kHz}$ ,  $U_s = 1.2\text{V}$  (eine NiMH-Akkuzelle)
- $U_{\text{Last}} = 5\text{V}$ ,  $\Delta U_{\text{Last}_{\text{pp}}} = 0.2\text{V}$ ,  $I_{\text{Last}} = 20\text{mA}$
- Annahme: idealer Umschalter

### Gesucht

- PWM-Tastverhältnis
- $I_s$  (Mittelwert des Eingangsstromes)
- $L_{\text{speicher}}$  und  $C_{\text{sieb}}$

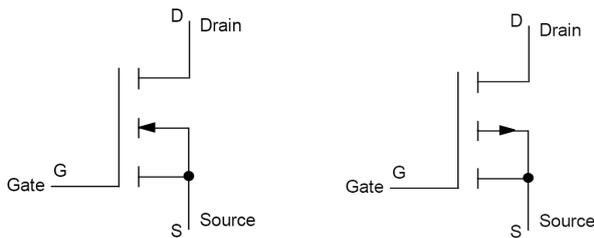
### Musterlösung

- $t_{\text{ein}} = (1 - U_s/U_{\text{Last}})/f = 15\mu\text{s}$   
 $\text{PWM} = t_{\text{ein}}/T = t_{\text{ein}} \cdot f = 76\%$  (falls alle Komponenten ideal und verlustfrei sind)
- $P_s = P_{\text{Last}}$  (falls alle Komponenten ideal und verlustfrei sind)  
 $I_s = U_{\text{Last}} \cdot I_{\text{Last}}/U_s = 83\text{mA}$
- $I_L = U_{\text{Last}} \cdot I_{\text{Last}}/U_s = I_s = 83\text{mA}$   
 $\Delta I_{L_{\text{pp}}} = 0.15 \cdot I_L$  (Faustregel) =  $12\text{mA}$   
 $L_{\text{speicher}} = U_s \cdot t_{\text{ein}}/\Delta I_{L_{\text{pp}}} = 1.44\text{mH}$   
 $C_{\text{sieb}} = t_{\text{ein}} \cdot I_{\text{Last}}/\Delta U_{\text{Last}_{\text{pp}}} = 1.5\mu\text{F}$

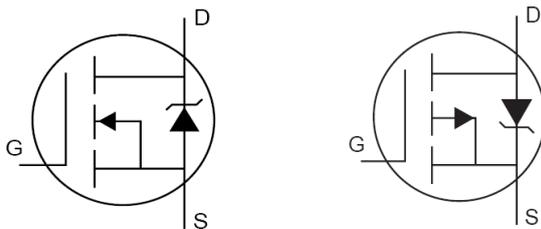
# 3. Halbleiterbauelemente für die Leistungselektronik

## 3.1. Leistungs-FETs und IGBTs

### 3.1.1. Feldeffekttransistor (FET, Field Effect Transistor)



Symbole für n-Kanal- und p-Kanal-IG-FET



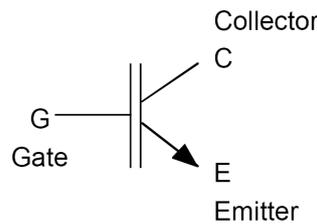
Bauteil-Symbole des Herstellers IRF, mit integrierter Freilaufdiode

Leistungs-FETs sind Anreicherungs-IG-FETs. Anreicherung = enhancement = selbstsperrend IG = insulated gate = isoliertes Gate

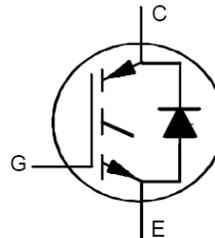
MOSFET (Metal Oxid Silicon FET) bezeichnet die für Leistungs-FETs vorherrschende Bauart mit dem Metall-Gate auf der Oxid-Isolationsschicht über dem Silizium-Drain-Source-Kanal.

Die Funktionsweise und die Kennlinien von Leistungs-FETs entsprechen jenen von Signal-FETs. Allerdings sind, bedingt durch die grösseren Chipflächen und dickeren Schichten die erreichbaren Frequenzen tiefer.

### 3.1.2. Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

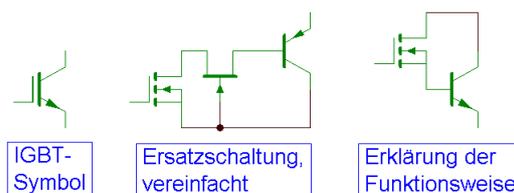


Symbol für n-Kanal-IGBT



Bauteil-Symbol des Herstellers IRF, mit integrierter Freilaufdiode

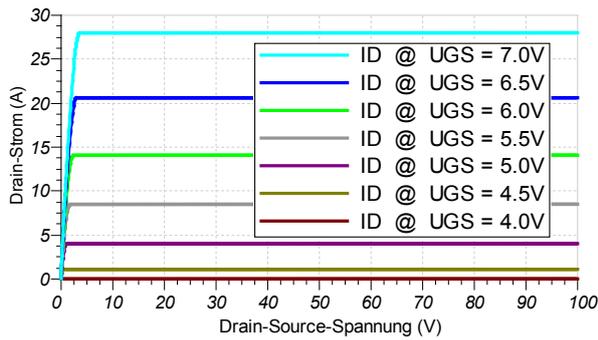
Üblich sind n-Kanal-IGBTs; es gibt extrem wenige p-Kanal-IGBT-Typen.



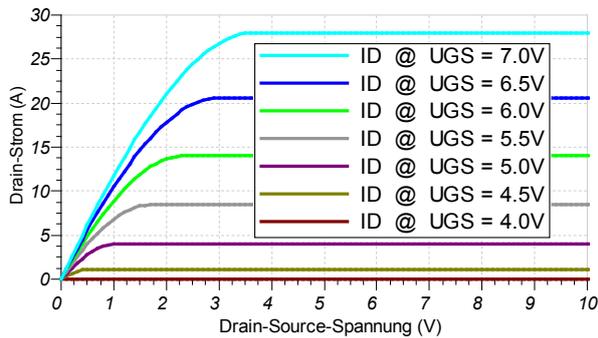
Der Eingangs-FET steuert den Basisstrom des Bipolartransistors. Der verstärkte Basisstrom bestimmt den Ausgangsstrom.

Der IGBT verhält sich eingangsseitig wie ein Anreicherungs-IG-FET und ausgangseitig wie ein Bipolar-Transistor. Da zwischen Collector und Basis der FET eingeschleuft ist, kennt der IGBT keine harte Sättigung und kann somit relativ schnell ausschalten.

Der Junction-FET (in der Mitte des mittleren Bildes) bewirkt, dass der Eingangs-FET an einer Spannung von wenigen Volt betrieben wird. Damit lässt er sich für hohe Steilheit und



Klassische FET-Ausgangskennlinienschar



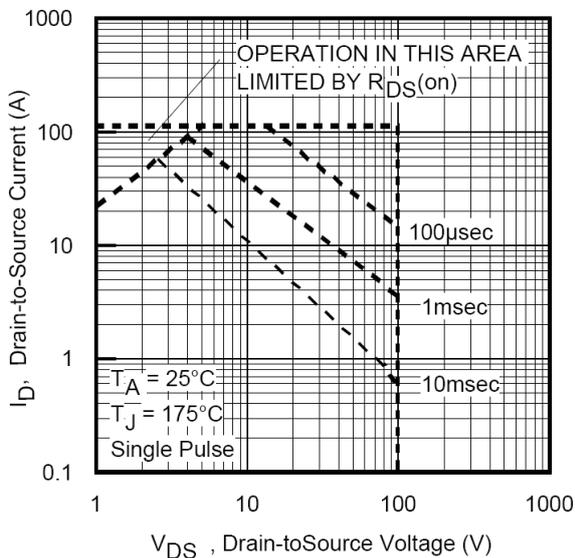
Bei kleinen Drain-Source-Spannungen verhält sich der FET wie ein gesteuerter Widerstand (= Geraden durch den Nullpunkt).

Ein FET kann darum den Stromfluss in beide Richtungen leiten.

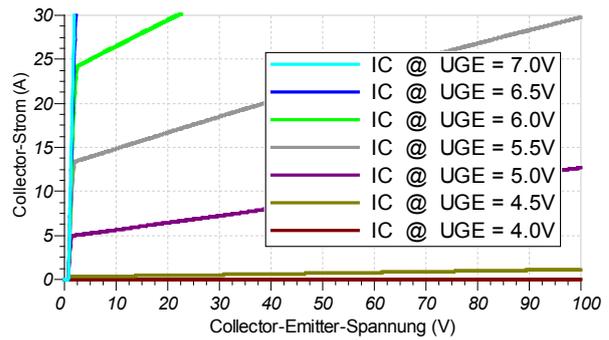
Der Durchlasswiderstand von FETs ist in etwa proportional zur maximalen Sperrspannung.

Kleine Drain-Ströme bewirken beim FET weniger Spannungsabfall als bei einem IGBT.

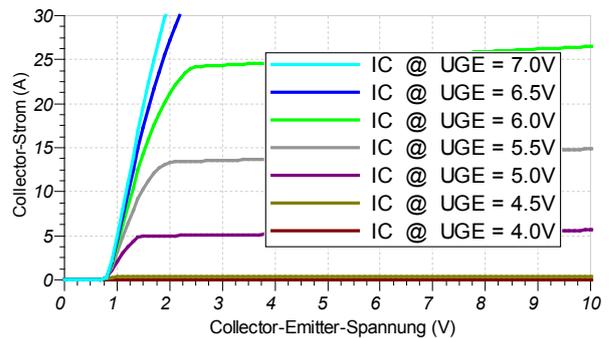
**SOA (safe operating area) von IRF540**



tiefen Durchlasswiderstand optimieren.



IGBT-Ausgangskennlinienschar = ähnlich BJT



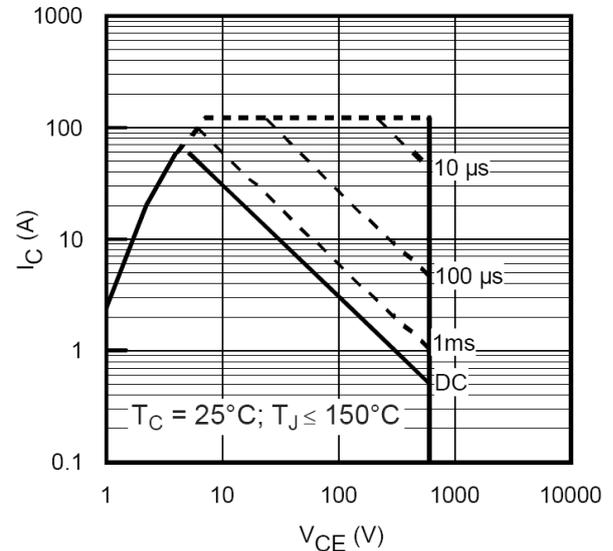
Bei kleinen Collector-Emitter-Spannungen ist die Sättigungsspannung gut ersichtlich. Sie beträgt ca. 1 – 2V.

Im Gegensatz zum FET kann ein IGBT den Strom nur in einer Richtung leiten.

Die maximale Sperrspannung hat wenig Einfluss auf die Sättigungsspannung.

Grosse Collector-Ströme bewirken beim IGBT weniger Spannungsabfall als bei einem FET.

**SOA (safe operating area) von IRGP30B60**



### Durchlasswiderstand und Sperrspannung:

Bei FETs steigt technologiebedingt der Durchlasswiderstand proportional mit der Sperrspannung. Um die Verluste tief zu halten, ist es darum wichtig einen FET mit der passenden Sperrspannung auszuwählen.

Wo immer möglich werden n-Kanal- gegenüber p-Kanal-Typen bevorzugt, weil deren Durchlasswiderstände niedriger und die möglichen Schaltfrequenzen höher liegen. Das ist so, da im Silizium die Elektronen ca. 3 mal beweglicher sind als die Löcher.

Es gibt drei verschiedene IGBT-Typen:

- **punch through (PT-IGBT)**  
für hohe Spannungen, Durchlassspannung sinkt mit zunehmender Temperatur
- **non-punch-through (NPT-IGBT)**  
für Spannungen bis ca. 1'000V, Durchlassspannung steigt mit zunehmender Temperatur, darum direktes Parallelschalten möglich.
- **soft-punch-through (SPT-IGBT)**  
Durchlassspannung steigt mit zunehmender Temperatur, darum direktes Parallelschalten möglich.

### 3.1.3. Einzuhaltende Grenzwerte (safe operating area, SOA)

Leistungshalbleiter werden **knapp dimensioniert**; d.h. die im Normalbetrieb auftretenden Ströme und Spannungen sind nur wenig unter den erlaubten Grenzwerten des Transistors, weil

- Durchlass-Spannung und maximale Schalt-Frequenz für Bauteile mit hoher Sperrspannung und grossen Durchlassströmen tiefer sind und
- überdimensionierte Bauteile unnötig Geld kosten.

Diese Grenzwerte (siehe Datenblatt) dürfen nicht überschritten werden:

- **Maximal-Spannung in Vorwärts-Richtung (breakdown voltage)**  
Bei IGBTs darf diese Spannung keinen Augenblick überschritten werden, auch nicht kurzzeitig beim Ausschalten einer induktiven Last (oder parasitären Induktivität). Bei FETs ist kurzzeitiges Überschreiten erlaubt, wenn die spezifizierte *avalanche energy* eingehalten wird.
- **Sperrspannung in Rückwärts-Richtung (reverse ...)**  
bei Bauteilen ohne integrierte Reverse-Diode.
- **Maximaler Dauer-/Impuls-Strom (continuous/pulsed current)**  
Der Maximal-Strom wird in erster Linie beschränkt durch die maximal erlaubte Chip-Temperatur von ca. 150°C. Sowohl der FET als auch der IGBT arbeiten wie spannungsgesteuerte Stromquellen. D.h. im Falle eines Kurzschlusses steigt der Strom nur bis auf etwas das Fünffache des Nominalstromes an. Falls die Transistoren rechtzeitig abgeschaltet werden, entstehen durch einen Kurzschluss keine Schäden.
- **Maximale Verlustleistung (power dissipation)**  
Massgebend ist die maximal erlaubte Sperrschicht-Temperatur, welche neben der Verlustleistung vor allem von der Kühlung abhängt.
- **Sperrschicht-Temperatur (operating junction temperature range)**  
Bei einer Chip-Temperatur über ca. 150°C steigt die Ladungsträgerdichte durch thermische Generation so stark an, dass der Halbleiter auch ohne Steuersignal leitet.
- **Schutz vor elektrostatischer Entladung (ESD protection)**  
Die Gate-Anschlüsse von FETs und IGBTs sind sehr hochohmig und können leicht durch statische Überspannung, z.B. durch Berühren, zerstört werden.  
Abhilfe: Erdungsmanchette anziehen oder Anschlüsse mit Alufolie verbinden.
- **Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  (betrifft nur spezielle Bauteile)**  
Abhilfe: Entlastungsnetzwerk für das Abschalten (snubber).

- **Strom-Anstiegsgeschwindigkeit  $di/dt$  (betrifft nur spezielle Bauteile)**  
Wenn sich der Strom zu schnell ändert, kann sich der Strom nicht gleichmässig über den ganzen Halbleiter verteilen und er wird durch lokale Überhitzung zerstört.  
Abhilfe: Induktivität erhöhen oder Entlastungsnetzwerk für das Einschalten (snubber).
- **Mechanische Beanspruchung**  
Das Gehäuse muss satt auf das Kühlblech gepresst/montiert werden, um einen guten Wärmeübergang zu garantieren. Es darf mechanisch nicht überbeansprucht werden.

Eher Kennwerte als streng einzuhaltende Grenzwerte sind:

- **Einschalt-/Ausschalt-Verzögerung (turn on/off delay time)**  
Die Verzögerungszeiten geben an, wie lange es von der Spannungsänderung am Gate dauert bis sich der Ausgang zu ändern beginnt. Die Ausschalt-Verzögerung ist wesentlich länger als die Einschalt-Verzögerung. Um bei Brückenschaltungen Kurzschlüsse (shoot through) zwischen noch leitendem und schon leitendem Transistor zu vermeiden, müssen die Ansteuerschaltungen das Einschalten verzögern (dead time).
- **Anstiegs-/Abfall-Zeit (rise/fall time)**  
Während dieser Zeit ändern sich Strom und Spannung und es entstehen die Schaltverluste. Anstiegs- und Abfall-Zeit sind in etwa gleich.
- **Maximal nutzbare Schalt-Frequenz**  
Letztlich wird die nutzbare Schalt-Frequenz begrenzt durch die Schaltverluste und die Effizienz der Wärmeabfuhr. Eine Regel aus der Praxis besagt, dass die Periodendauer der Schaltfrequenz mindestens das 100-fache der längsten Schaltzeit betragen soll.
- **Speicherzeit der integrierten Freilaufdiode (reverse recovery time)**  
ist meist länger als die Schaltzeiten des Transistors. Die integrierten Freilaufdioden müssen deshalb oft durch schnelle externe Dioden umgangen werden.

### Übungsaufgabe

- Finden Sie die oben genannten Kennwerte in den Datenblättern des FETs IRF540 und des IGBTs IRGP30B60
- Bis zu welcher Schaltfrequenz lassen sich FET IRF540 und der IGBT IRGP30B60 praktisch ungefähr einsetzen?

### **3.1.4. Auswahlkriterien: FET oder IGBT?**

FETs und IGBT sind in etwa gleich teuer. Welche Wahl getroffen wird, hängt somit vor allem von den technischen Anforderungen ab.

FETs sind vorteilhaft, wenn eine der folgenden Bedingungen zutrifft:

- Frequenz ist höher als ca. 100kHz (IGBTs sind zu langsam)
- Spannung ist unter ca. 100V (Durchlass-Verluste sind beim FET geringer)
- Strom ist unter ca. 10A (Durchlass-Verluste sind beim FET geringer)

Diese Zahlenangaben sind lediglich als Richtwerte zu verstehen (Stand 2008).

## 3.2. Leistungsdioden

Die Wahl der passenden Freilauf- und Schutz-Dioden ist vital für die korrekte Funktion der ganzen Schaltung. Z.B. können Freilauf-Dioden mit zu langer Speicherzeit wie ein Kurzschluss wirken und solche mit abrupter Stromänderung zu transienten Überspannungen.

### 3.2.1. Gleichrichter

Gleichrichter-Dioden sind optimiert für hohe Sperrspannungen und tiefe Durchlassspannungen bei hohen Strömen. Sie haben eine hohe Speicherladung, welche den Übergang von leitend zu sperrend stark verzögert (hohe reverse recovery time). Bei Netzfrequenzen von 50Hz sind die diesbezüglichen Verluste vernachlässigbar. Diese Dioden sind für Schaltanwendungen im kHz-Bereich unbrauchbar.

### 3.2.2. Schottkydioden

Klassische Schottky-Dioden aus Silizium haben folgende Eigenschaften:

- Keine Speicherladung und damit kurze reverse recovery time. Sie sind somit geeignet als Freilauf- und Schutzdioden bei geschalteten Anwendungen.
- Tiefe Durchlassspannung unter 0.5V. Wenn Gleichrichter-Dioden durch Schottky-Dioden ersetzt werden, halbieren sich die Verluste und der Wirkungsgrad einer Schaltung kann einfach erhöht werden.
- Tiefe Sperrspannung von maximal 100V. Schottky-Dioden sind somit nur in Niedervolt-Applikationen einsetzbar.

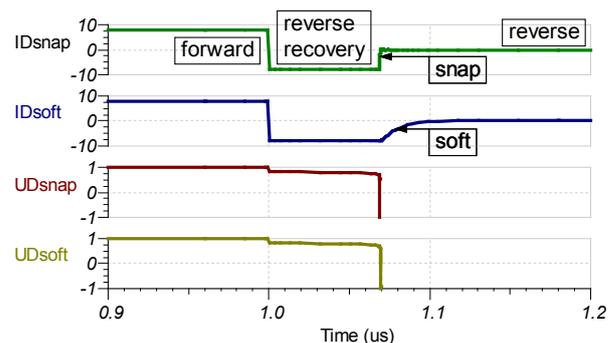
### 3.2.3. SiC-Schottkydioden

Silizium-Carbid-Schottky-Dioden haben ähnliche Eigenschaften wie Silizium-Schottky-Dioden, aber Sperr- und Durchlass-Spannungen sind um eine Größenordnung höher. Sie werden als Freilauf- und Schutzdioden bei hohen Spannungen eingesetzt.

### 3.2.4. Soft Recovery Dioden

Bei Snap recovery Dioden sinkt der reverse recovery Strom nach der reverse recovery time plötzlich auf Null. Die grosse Stromänderungsrate  $di/dt$  kann an den Schaltungs-Induktivitäten hohe Überspannungen erzeugen, welche Halbleiter zerstören können.

Soft recovery Dioden, bei welchen der reverse recovery Strom kontinuierlich auf Null abklingt, sind darum als Freilauf-Dioden besser geeignet.



## 3.3. Weitere Leistungshalbleiter

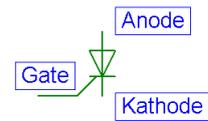
### 3.3.1. Bipolar-Transistoren

Bipolar-Transistoren werden in der Leistungselektronik nur noch in Ausnahmefällen eingesetzt. Bei Spannungen unter ca. 300 V werden sie durch FETs abgelöst und bei höheren Spannungen durch IGBTs. Diese Bauteile lassen sich wesentlich einfacher ansteuern und brauchen keine Massnahmen zum Vermeiden der harten Sättigung.

### 3.3.2. Thyristoren und Triacs

**Thyristoren** sind die leistungsstärksten steuerbaren Halbleiter.

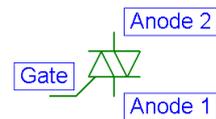
Sie werden durch einen kurzen Stromimpuls zwischen Gate und Kathode eingeschaltet, wenn die Anoden-Kathoden-Strecke in Durchlassrichtung gepolt ist. In Rückwärtsrichtung sperren Thyristoren.



Thyristoren schalten aus, wenn der Strom zwischen Anode und Kathode Null wird, also meist erst in den Nulldurchgängen des Netzwechselstromes.

Anwendung bei höchsten Leistungen im Dreiphasennetz.

**Triacs** bestehen aus zwei antiparallel geschalteten Thyristoren, womit sie sich für Wechselspannung eignen. Weil zwei Zündthyristoren mitintegriert werden, können sie mit einem Impuls beliebiger Polarität gezündet werden.



Anwendung für kleinere Leistungen, Phasenanschnittsteuerung für Dimmer.

### 3.3.3. GTOs und IGCTs

Gate-Turn-Off-Thyristoren (GTO) werden wie Thyristoren mit einem positiven Stromimpuls am Gate gezündet. Sie lassen sich aber mit einem negativen Gate-Stromimpuls von mindestens 20% des Hauptstromes abschalten. GTOs benötigen leistungsfähige Ansteuerschaltungen.

Integrated-Gate-Commutated-Thyristoren (IGCT) sind eine Weiterentwicklung von GTOs für höhere Frequenzen mit integrierten Freilaufdioden. Der notwendige Gate-Stromimpuls für das Abschalten muss allerdings grösser sein als der Hauptstrom.

Anwendung bei sehr hohen Leistungen und Frequenzen unter ca. 10kHz: Netzkupplungen, Frequenzumformer für Drehstromantriebe.

### 3.3.4. SiC-Transistoren

Silizium-Carbid ist geeignet für hohe Sperrspannungen und hohe Temperaturen. Nach dem es gelungen ist SiC-Schottky-Dioden zu produzieren, versucht man SiC-Transistoren zu entwickeln. Seit 2008 gibt es SiC-J-FETs und seit 2011 SiC-MOS-FETs. Die nächste Herausforderung ist die Entwicklung von SiC-BJTs, SiC-IGBTs und SiC-Thyristoren.

## 3.4. Einsatzgrenzen der Leistungshalbleiter, Stand 2008

Bauteil	Spannung V	Strom A	Frequenz kHz	Anwendungsgebiet
Gleichrichter-Diode	6'000	8'000	1	Netzgleichrichter
Schottky-Diode	100	200	2'000	Niedervolt
Soft-Recovery-Diode	1'200	20	500	kann Snubbers ersetzen
SiC-Schottky-Diode	1'200	20	1'000	Hochvolt
Bipolar-Transistor	2'000	1'000	50	wird durch FET oder IGBT ersetzt
Leistungs-FET	1'000	1'000	1'000	Niedervolt-Hochstrom, hohe Frequenz
IGBT	3'000	2'500	100	Hochvolt
GTO und IGCT	6'000	3'000	10	Hohe Leistung, tiefe Schaltfrequenz
Thyristor	8'000	6'000	1	Ausschalten bei Stromnulldurchgang

## 4. Beschaltung von FETs und IGBTs

Weil Leistungstransistoren teuer sind, wählt man Typen aus, welche die Grenzwerte bezüglich Durchlassstrom, Sperrspannung und Schaltfrequenz gerade noch erfüllen.

Der sichere Bereich (SOA = Safe Operating Area) darf dabei auch beim Umschalten in keinem Moment verlassen werden. Dazu dienen Freilaufdioden und Entlastungsnetzwerke (snubber circuits).

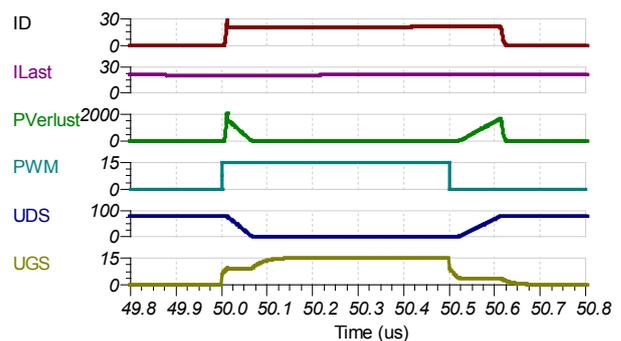
Wichtig ist die korrekte Ansteuerung des Gates, weil damit Umschaltverluste und Schutzaufwand minimiert werden können. Das Gate muss vor Überspannung geschützt werden.

Zum Schutz der Schaltungen und der Last werden oft Transistorströme, Kühlblechtemperaturen, Über- und Unterspannung auf den Speisungen, ev. Gleichspannungsoffset an der Last und Lastimpedanz überwacht. Im Fehlerfall (z.B. Kurzschluss) kann die Anlage abgeschaltet werden, bevor ein Schaden entsteht.

### 4.1. Schaltverhalten von FETs und IGBTs

IGBTs haben am Eingang einen FET und verhalten sich darum beim Umschalten sehr ähnlich wie Leistungs-FETs. Nur die Verzögerungszeit beim Abschalten ist wesentlich länger.

Das nebenstehende Diagramm zeigt das Schaltverhalten des Leistungs-FETs IRF540 mit einem Gate-Vorwiderstand von  $10\Omega$ . Die Last ist an  $80V$  angeschlossen und beträgt  $2\Omega$  in Serie zu  $2\mu H$ . Die Schaltfrequenz ist  $1MHz$ .



Kurvenverläufe beim **Einschalten**:

- **50.00 – 50.01 $\mu s$  Einschalt-Verögerungszeit (turn on delay time)**  
Der FET leitet noch nicht. UDS entspricht der vollen Spannung.  
Die Gate-Spannung UGS steigt wie bei einem RC-Glied mit der Zeitkonstante  $25ns$ .  
R ist dabei der Vorwiderstand von  $10\Omega$  und C wird gebildet aus der Parallelschaltung der Gate-Source- ( $1960pF$ , gemäss Datenblatt) mit der Gate-Drain-Kapazität ( $40pF$ ) des FETs, was eine Zeitkonstante von  $20ns$  ergibt.
- **50.01 – 50.07 $\mu s$ : Anstiegszeit (rise time)**  
Der FET beginnt allmählich zu leiten. Der Transistor übernimmt den Laststrom sprunghaft von der Freilaufdiode. Die Drain-Source-Spannung sinkt von  $80V$  auf  $1V$  ab. Die Drain-Gate-Kapazität ( $40pF$ ) muss dabei via Gate-Vorwiderstand entladen werden. Die gespeicherte Ladung beträgt  $79V \cdot 40pF = 3.2nC$ , der Strom durch den Widerstand ist  $6V/10\Omega = 600mA$  was eine Entladezeit von  $5ns$  ergibt.  
Der Verlust im Transistor entspricht der dreieckförmigen Fläche und beträgt  $50\mu J$ , bei  $1MHz$  sind das im Durchschnitt  $50W$ .
- **ab 50.07 $\mu s$ :** Der FET leitet vollständig, die Durchlassspannung ist  $1.1V$  bei  $21A$ .  
Die Gate-Spannung steigt weiter wie bei einem RC-Glied mit der Zeitkonstante  $25ns$ .  
R ist dabei der Vorwiderstand von  $10\Omega$  und C wird gebildet aus der Parallelschaltung der Gate-Source- ( $1960pF$ , gemäss Datenblatt) mit der Gate-Drain-Kapazität ( $40pF$ ) des FETs, was eine Zeitkonstante von  $20ns$  ergibt.  
Die Verlustleistung bei 50% Tastverhältnis beträgt  $12W$ .

Kurvenverläufe beim **Ausschalten**:

- 50.50 – 50.53 $\mu$ s: **Ausschalt-Verzögerungszeit (turn off delay)**  
Der FET leitet noch voll.  
Die Gate-Spannung U<sub>GS</sub> sinkt wie bei einem RC-Glied mit der Zeitkonstante 25ns.  
R ist dabei der Vorwiderstand von 10 $\Omega$  und C wird gebildet aus der Parallelschaltung der Gate-Source- (1960pF, gemäss Datenblatt) mit der Gate-Drain-Kapazität (40pF) des FETs, was eine Zeitkonstante von 20ns ergibt.
- 50.53 – 50.61 $\mu$ s: **Abfallzeit (fall time)**  
Der FET hört allmählich auf zu leiten. Der Transistor übergibt den Laststrom am Ende dieser Phase sprunghaft an die Freilaufdiode. Die Drain-Source-Spannung steigt von 1V auf 80V. Die Drain-Gate-Kapazität (40pF) muss dabei via Gate-Vorwiderstand geladen werden. Die gespeicherte Ladung beträgt 79V·40pF = 3.2nC, der Strom durch den Widerstand ist 4V/10 $\Omega$  = 400mA was eine Entladezeit von 8ns ergibt.  
Der Verlust im Transistor entspricht der dreieckförmigen Fläche und beträgt 80 $\mu$ J, bei 1MHz sind das im Durchschnitt 80W.
- ab 50.62 $\mu$ s: Der FET sperrt vollständig.  
Die Gate-Spannung sinkt weiter wie bei einem RC-Glied mit der Zeitkonstante 25ns.  
R ist dabei der Vorwiderstand von 10 $\Omega$  und C wird gebildet aus der Parallelschaltung der Gate-Source- (1960pF, gemäss Datenblatt) mit der Gate-Drain-Kapazität (40pF) des FETs, was eine Zeitkonstante von 20ns ergibt.  
Die Verlustleistung beträgt 0W, da der Transistor vollständig sperrt.

Die Höhe der **Gate-Spannungs-Plateaus** beim Umschalten

- Bei welcher Gate-Spannung der FET zu leiten beginnt resp. zu leiten aufhört liegt etwas über der Gate-Source-Schwellspannung. Aus dem Diagramm ist ersichtlich, dass es beim Einschalten bei 9V und beim Ausschalten bei 3V liegt. Die unterschiedlichen Schwellen sind begründet in der Zeit, welche die Ladungsträger benötigen, um das ganze Gate-Volumen zu erreichen.

**Ausschalt-Verzögerungszeit länger als Einschalt-Verzögerungszeit (Totzeit einschieben)**

- Sowohl beim FET als auch beim IGBT ist die Verzögerungszeit beim Ausschalten wesentlich länger als beim Einschalten. Damit in einer Gegentakt- oder H-Brücke die Speisung beim Umschaltvorgang nicht über zwei Transistoren kurzgeschlossen wird, muss das Einschalten um eine **Totzeit (dead time)** verzögert werden. Also: leitenden Transistor ausschalten, Totzeit abwarten, anderen Transistor einschalten.

**Gate-Vorwiderstand**

- Verkleinern des Gate-Vorwiderstand verkürzt die Schaltzeiten und die Umschaltverluste, bedingt aber eine Ansteuerschaltung, welche noch höhere Stromimpulse liefern kann und ein komplexeres Entlastungsnetzwerk (snubber).
- Ein kleiner Gate-Vorwiderstand begünstigt parasitäre Schwingungen im Halbleiter. Sinnvoll ist natürlich der vom Hersteller im Datenblatt empfohlene/verwendete Wert.

Die **Verlustleistung** setzt sich zusammen aus:

- 50 $\mu$ J pro Einschaltvorgang = durchschnittlich 50W bei 1 MHz
- 24W, wenn der Transistor voll leitet = durchschnittlich 12W bei 50% Tastverhältnis
- 80 $\mu$ J pro Ausschaltvorgang = durchschnittlich 80W bei 1 MHz
- Total sind das 142W, was auf die Dauer zu hoch ist (130W @ TCase = 25°C).  
Lösungsmöglichkeiten:
  - Taktfrequenz reduzieren
  - Strom reduzieren

- Mehrere FETs parallel schalten
- Gate-Vorwiderstand reduzieren, um den Umschaltvorgang zu beschleunigen.  
Achtung: Treiber muss beim Umschalten mehr Strom liefern können.  
Achtung: höhere Abschaltüberspannungen und Schwingneigung wahrscheinlich.

### Erreichbare Schalt-Frequenz

- IGBTs weisen gegenüber FETs höhere Schaltverluste aus, was deren Einsatz auf tiefere Frequenzen beschränkt.
- Die Schaltzeiten können dem Datenblatt entnommen werden. Eine Faustregel besagt, dass die Periodendauer der Taktfrequenz mindestens 100-mal länger sein soll, als die längste Schaltzeit, da sonst die Verlustleistung zu hoch wird.

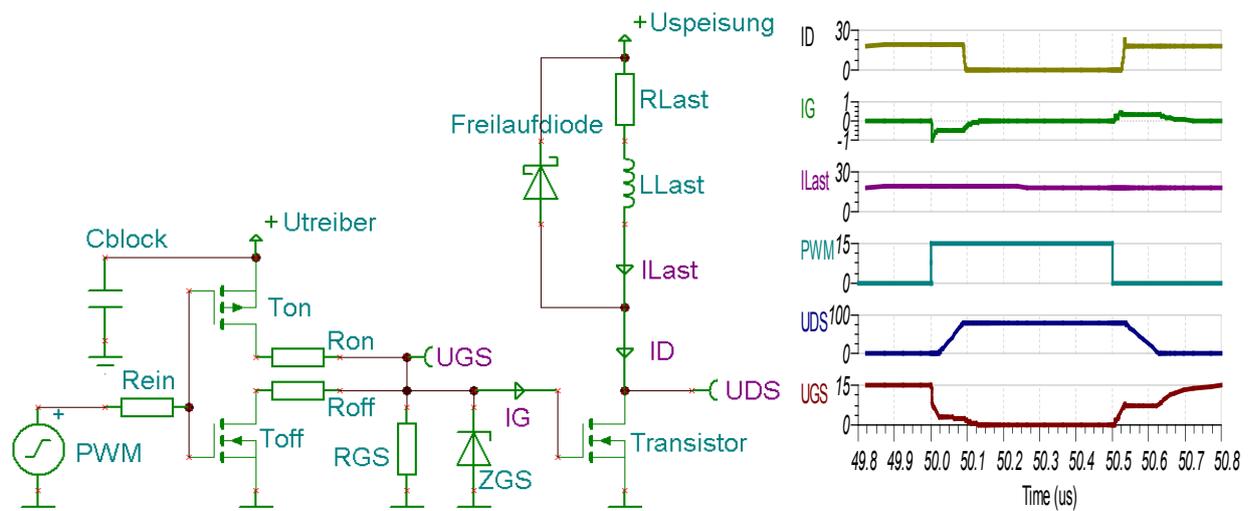
## 4.2. Ansteuerung von FETs und IGBTs

Da die Umschalt-Verluste bei Leistungs-Transistoren dominieren, soll möglichst schnell geschaltet werden. Das bedingt ein schnelles Umladen der Gate-Kanal-Kapazitäten im FET und somit eine Ansteuerschaltung, welche den dazu notwendigen hohen Impulsstrom liefern kann.

Das Gate muss vor Überspannung ( $> \pm 20V$ ) (z.B. mit Zener-Dioden) geschützt werden.

Die Speisung der Treiberschaltung muss gut mit Blockkondensatoren gestützt werden, damit die hohe Stromspitzen für das Umladen der Gate-Kapazitäten geliefert werden können.

Nachstehend eine bewährte Schaltung mit den zugehörigen Kurvenverläufen:



Der oben gezeichnete Treiber ist invertierend. Es gibt auch nicht invertierende Schaltungen.

Der Gate-Vorwiderstand ist hier aufgeteilt in  $R_{on}$  und  $R_{off}$ . **Ein- und Ausschaltvorgang** lassen sich damit **unabhängig voneinander optimieren**. Und der beim Umschalten kaum vermeidbare Querstrom durch die Treiber-Transistoren  $T_{on}$  und  $T_{off}$  wird reduziert.

Der relativ hochohmige **Ableitwiderstand**  $R_{GS}$  hält den Transistor sicher ausgeschaltet, falls die Treiber-Betriebsspannung ausfällt.

Die Zener-Diode  $ZGS$  schützt das **Gate** vor **Überspannungen**.

Aus  $C_{block}$  kommt die **Gate-Stromspitze beim Einschalten** des Transistors. Es muss ein keramischer oder ein Folienkondensator sein, da Elkos ein schlechtes Hochfrequenz-Verhalten aufweisen. Ohne  $C_{block}$  entstehen hohe Spannungsspitzen an den Zuleitungsinduktivitäten.

Die Ansteuerschaltung muss **kompakt aufgebaut** und direkt beim Leistungstransistor angebracht werden, um elektro-magnetische Störungen und Schalt-Überspannungen durch parasitäre Induktivitäten zu vermeiden.

### 4.3. Ansteuerung von high-side-Schaltern mit Treiber-IC

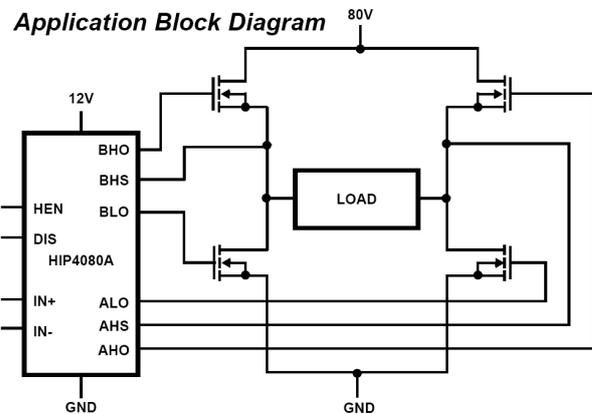
Bei Brückenschaltungen müssen die oberen Transistoren ebenfalls angesteuert werden. Der Source- resp. der Emitter-Anschluss des oberen Transistors ist nicht auf einem konstanten Potential, sondern schaltet zwischen GND (wenn der untere Transistor leitet) und der Versorgungsspannung (wenn der obere Transistor leitet). Die Gate-Source- resp. die Gate-Emitter-Spannung für den oberen Transistor muss entsprechen mitgehen. Der obere Treiber benötigt eine separate Speisespannungsversorgung (Netzteil, boot-strap oder charge-pump) und eine potentialfreie Signalübertragung (level-shifter, Zündtrafo, Koppelkapazität, Lichtleiter).

In der Praxis werden wenn immer möglich Treiber-ICs verwendet.

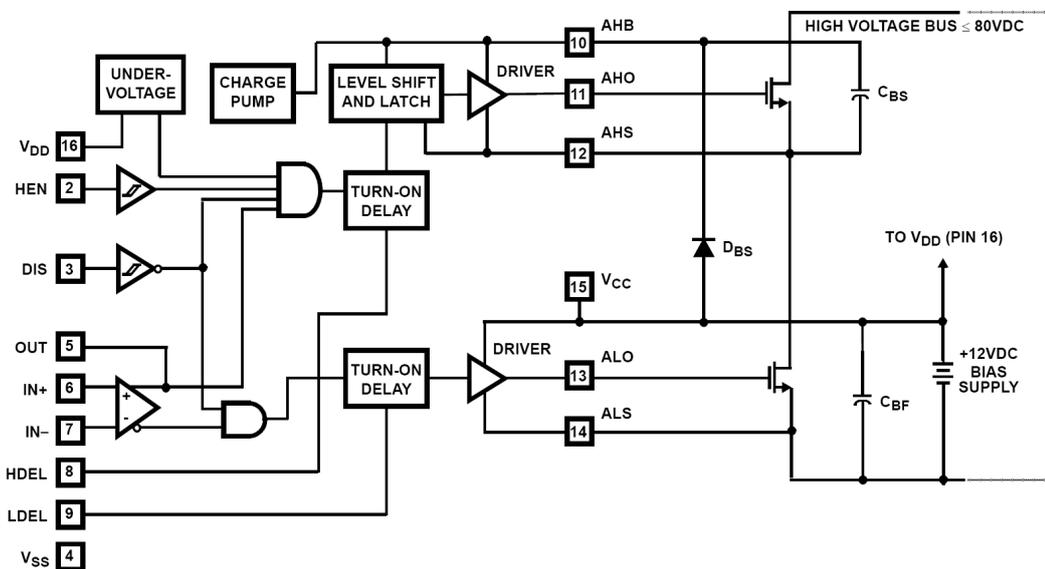
Leistungs-Transistoren werden oft in einer Brücke eingesetzt. Mit dem PWM-Signal kann an der Last ein fast beliebiger Wechselspannungs-Verlauf generiert werden. Je zwei Transistoren leiten jeweils abwechselnd über Kreuz.

Für die Ansteuerung der 4 Leistungs-Transistoren werden oft Treiber-ICs eingesetzt. Die Blockdiagramme (Achtung: ohne Schutzbeschaltung und Freilaufdioden) wurden aus dem Datenblatt des Treiber-ICs HIP4080A von Intersil kopiert.

Application Block Diagram



Functional Block Diagram (1/2 HIP4080A)



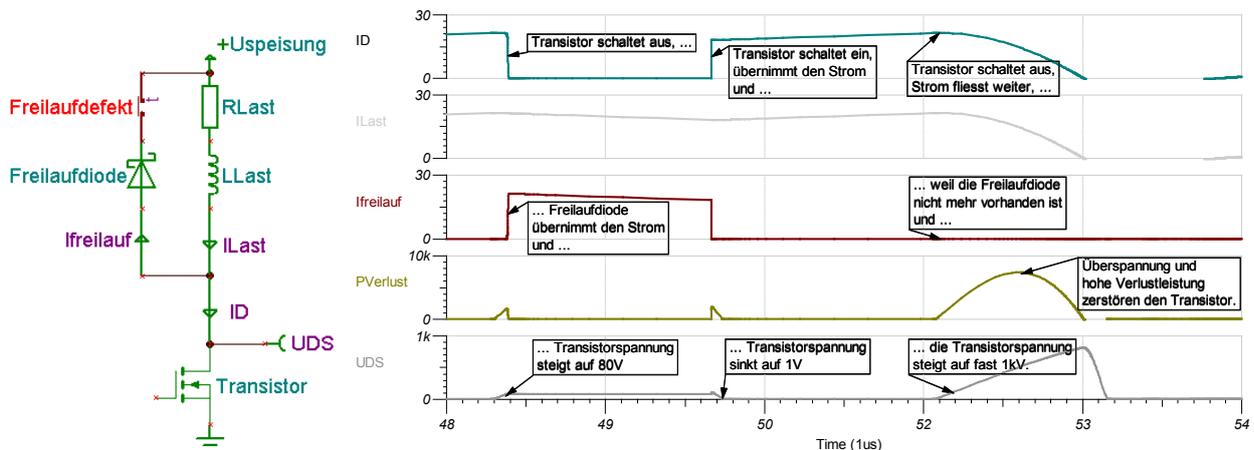
Anschlüsse und Funktionsweise:

- DIS: disable input: schaltet alle vier Leistungs-Transistoren ab
- HEN: high side enable input: schaltet die beiden oberen Leistungs-Transistoren ab
- ALO, AHO, BLO, BHO: A/B low/high side output: steuern die 4 Transistoren an
- IN-, IN+: Komparator-Eingänge: damit lässt sich einfach ein PWM-Signal erzeugen

- LDEL, HDEL: low/high side turn-on delay: Einschalt-Verzögerung = break before make = Transistor ausschalten + warten + anderen Transistor einschalten
- AHB, BHB: A/B high side bootstrap supply: Wenn der untere Transistor leitet, wird über die Diode DBS der Kondensator CBS auf 12V geladen. Der Gate-Stromimpuls für den oberen Transistor und die Spannungsversorgung für den oberen Treiber wird aus diesem Kondensator bezogen.

#### 4.4. Freilaufdiode (free wheeling diode, flyback diode)

Wo induktive Lasten schnell abgeschaltet werden, können induktive Überspannungen entstehen. Die folgende Simulation zeigt, was passiert, wenn der Stromfluss in einer induktiven Last abrupt unterbrochen wird:



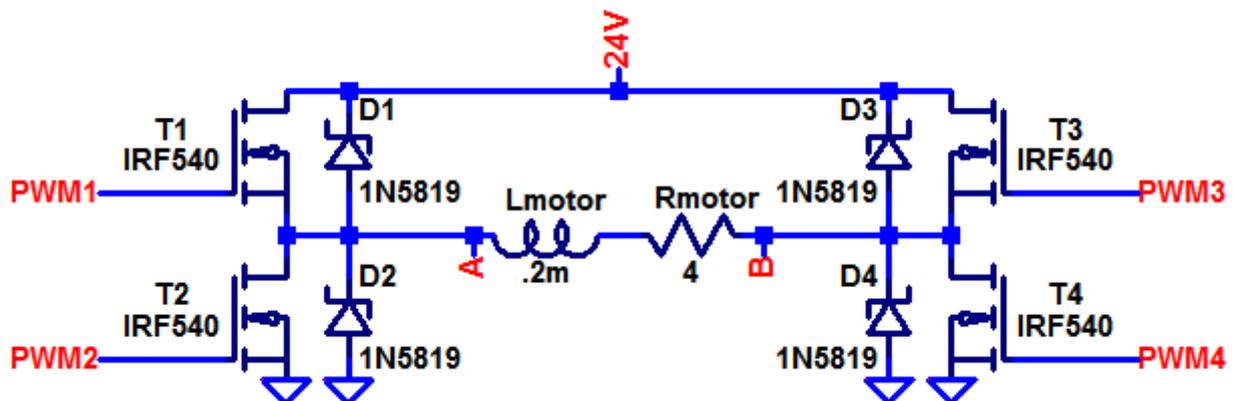
Bis zur Zeit 52.1µs ist arbeitet die Schaltung mit der Freilaufdiode normal. Bei 48.3µs ist ein Ausschalt- und bei 49.7µs ein Einschalt-Vorgang zu sehen.

Zur Zeit 52.1µs wird der Transistor ausgeschaltet (bei deaktivierter Freilaufdiode). Da der Strom in der Induktivität weiter fließen muss, steigt die Spannung solange an, bis der Strom wieder durch den eigentlich sperrenden Transistor fließt. Konkret wird die Spannung am Transistor auf gegen 1kV ansteigen und diesen durch Überspannung und zu hohe Verlustleistung zerstören.

Induktive Überspannungen müssen unbedingt vermieden werden.

#### Brückenschaltung

Gegeben

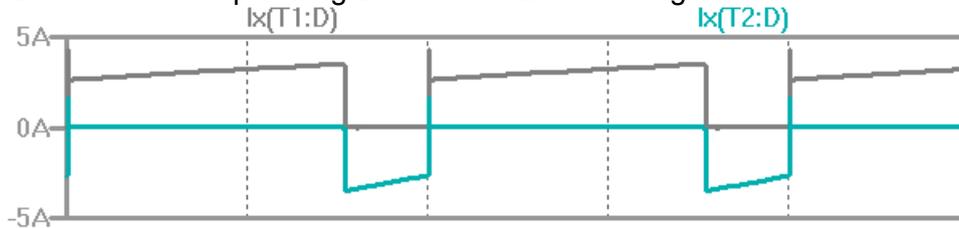


- Voll-Brücke (= H-Brücke): Entweder leiten T1 und T4 oder T2 und T3. Mit dem Tastverhältnis kann die Motorenspannung verändert werden.
- Die Motoren-Induktivität ersetzt hier die Speicherdrossel (üblich für kleine DCmotoren).



D2 (und D3) den Strom während der Totzeit (hier übertrieben lang) übernimmt.  
 Bemerkung 2: In diesem Betriebsfall leitet der FET T2 (und T3) den Strom mit negativer Polarität. Das ist bei FETs möglich, da der Kanal ein „gesteuerter“ Widerstand ist und Widerstände den Strom in beide Richtungen leiten können.

- Ohne Freilaufdioden würde die Spannung an der Induktivität soweit ansteigen, bis die FETs durch Überspannung zerstört und zu leiten beginnen würden.



Die Simulation zeigt aber ein anderes Verhalten. Der Grund ist der, dass im IRF540 bereits Freilaufdioden integriert sind. Der Strom der durch D2 (resp. D3) fließen würde fließt nun durch die Freilaufdiode des T2 (resp. T3).

Die integrierte Freilaufdioden haben schlechtere elektrische Eigenschaften als externe Schottkydioden, da der Herstellungsprozess für den FET optimiert ist. Wenn, wie hier, die Freilaufdioden den Strom nur während der Totzeit übernehmen müssen, spielt das aber keine Rolle.

## 4.5. Integrierte Diode (body diode) als Freilaufdiode?

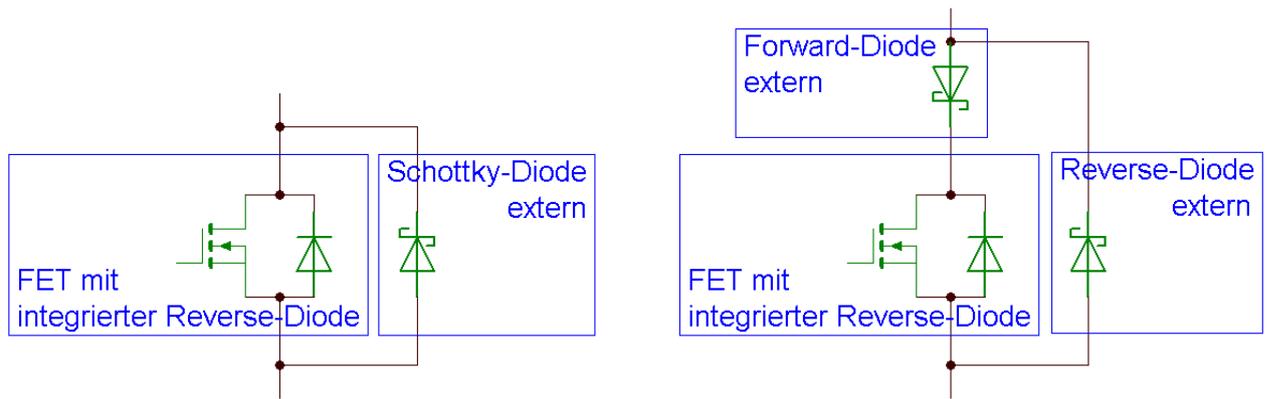
Zu den Leistungs-Transistoren werden meistens (auch wenn es im Symbol/Schema nicht immer ersichtlich ist) anti-parallele Reverse-Dioden auf dem selben Chip (body diode) mitintegriert. Sie übernehmen den Stromfluss wenn die Polarität am Transistor gedreht wird und dienen so als Schutzdiode. In Gegentakt-Endstufen und H-Brücken können die integrierten Reverse-Dioden als Freilaufdioden für den jeweils anderen Transistor eingesetzt werden.

Die integrierten Reverse-Dioden weisen beim Übergang von leitend zu sperrend eine relativ hohe reverse recovery time auf, was die Schaltverluste massiv vergrößern kann. Es ist technologisch nicht möglich eine schnelle Diode auf den selben Chip zu integrieren wie einen schnellen FET. Bei den langsameren IGBTs stellt sich dieses Problem weniger.

Für jede konkrete Schaltung muss untersucht werden, ob die Reverse-Dioden den Anforderungen genügen:

- Gibt es Zeitabschnitte in denen die Reverse-Diode den Stromfluss übernimmt?
- Fließt Strom durch die Reverse-Diode bis der „gegenüberliegende“ Transistor wieder zu leiten beginnt?
- Ist die reverse recovery time der Reverse-Diode gleich lang oder länger als die turn-on time des „gegenüberliegenden“ Transistors?
- Falls alle Fragen mit „ja“ beantwortet werden, kann das Verhalten verbessert werden, wenn die interne Reverse-Diode durch eine schnelle externe Diode schaltungstechnisch abgekoppelt wird.

Zwei Schaltungen, welche die integrierten Reverse-Dioden abkoppeln:



Die linke Schaltung bewirkt, dass der Reverse-Strom hauptsächlich durch die externe Schottky-Diode fließt, da deren Durchlassspannung etwa halb so hoch ist wie jene der integrierten Diode. Bei schnellen Transienten ist allerdings nicht ausgeschlossen, dass ein namhafter Teil des Stromes trotzdem durch die integrierte Reverse-Diode fließt.

In der rechten Schaltung garantiert die in Serie geschaltete Forward-Diode, dass nie Strom durch die integrierte Reverse-Diode fließen kann. Nachteilig ist hier, der zusätzliche Spannungsabfall in Durchlass-Richtung.

### Integrierte Diode abkoppeln?

#### Gegeben

- Tiefsetzsteller-Schaltung mit Transistor und Freilaufdiode
- Annahme: Die reverse recovery time der im Transistor integrierte Reverse-Diode beträgt etwa die Hälfte der Periodendauer der PWM-Frequenz.

#### Gesucht

- Muss die im Transistor integrierte Reverse-Diode mit externen Dioden abgekoppelt werden?

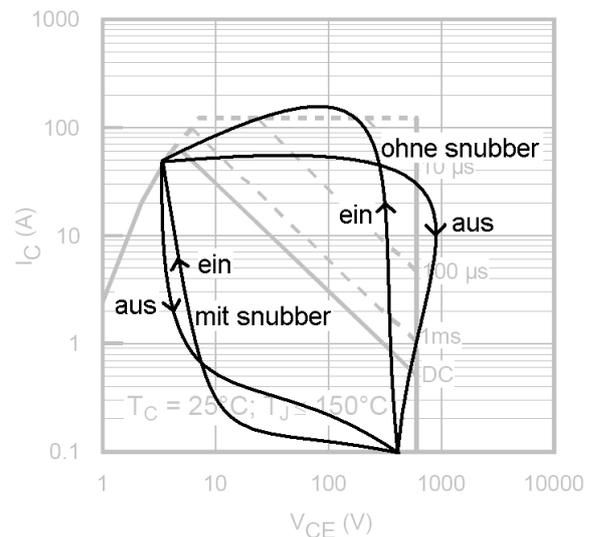
#### Musterlösung

- Die reverse recovery time der integrierten Reverse-Diode beginnt sobald die Spannung an der Reverse-Diode von der Leit- zur Sperrrichtung umgepolt wird. Die Polarität der Spannung am Transistor ist beim Tiefsetzsteller immer gleich und nie in Leitrichtung der Reverse-Diode. Damit wird die reverse recovery time nie wirksam und externe Dioden sind unnötig.

## 4.6. Entlastungs- und Schutzbeschaltung (snubber)

Eine **Schutzbeschaltung** verhindert, dass beim Ein- resp. Ausschalten die **SOA** (safe operating area) verlassen wird. Die nebenstehende Skizze zeigt, dass ohne Schutzbeschaltung ein teurerer Transistor eingesetzt werden müsste, nur weil beim Einschalten kurzzeitig der Strom und beim Ausschalten die Spannung höher sind.

Ein **Entlastungsnetzwerk** verschiebt die Schalt-Trajektorien des Transistors zusätzlich hin zu tiefen Spannungen und Strömen (Skizze). Es entsteht massiv **weniger Verlustleistung** im Transistor und er kann bei höheren Frequenzen oder mit kleinerem Kühlblech betrieben werden. Die vom Transistor weggeleitete Energie wird meist in einem Widerstand verheizt. Mit speziellen Schaltungen ist es möglich diese Energie in die Spannungsversorgung zurückzuspeisen, was den Wirkungsgrad erhöht.



Snubber müssen **sehr sorgfältig dimensioniert** werden. Da „Kleinigkeiten“ wie Transistor-Verhalten, Streuinduktivitäten, Leiterbahnführung, etc. einen grossen Einfluss haben, müssen die Schalt-Trajektorien unbedingt **messtechnisch verifiziert** werden.

### 4.6.1. turn-on snubber

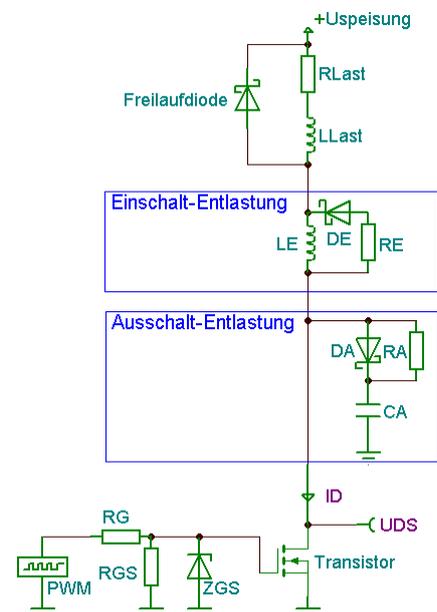
verhindern Überströme beim Einschalten des Transistors verursacht durch die in der Freilaufdiode gespeicherte Ladung (reverse recovery current).

Die Induktivität LE begrenzt die Stromanstiegsgeschwindigkeit beim Einschalten des Transistors. Beim Ausschalten fliesst die in LE gespeicherte Energie via Diode DE in den Widerstand RE und wird dort verheizt.

### 4.6.2. turn-off snubber

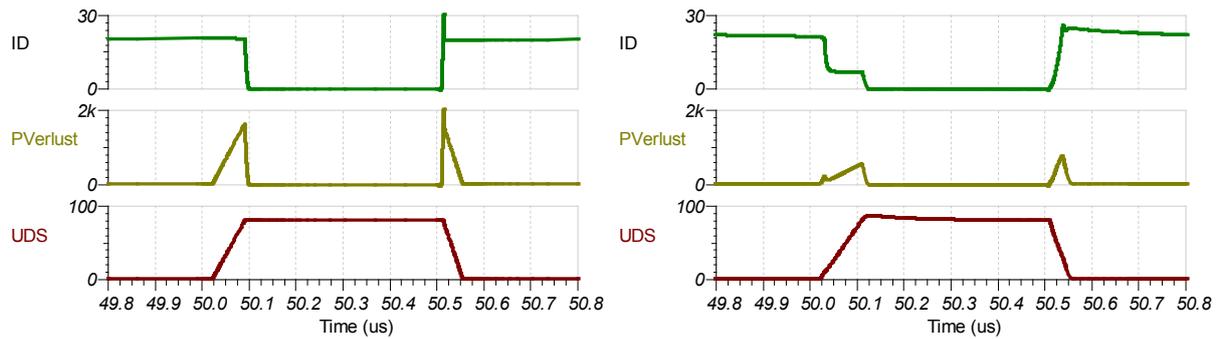
verhindern Überspannungen beim Ausschalten des Transistors, welche durch Last- und Streuinduktivitäten verursacht werden.

Die Kapazität CA begrenzt via Diode DA die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit beim Ausschalten des Transistors. Beim Einschalten wird die in CA gespeicherte Energie im Widerstand RA verheizt.



### 4.6.3. stress reduction snubber (Entlastungs-Netzwerk)

halten während der Schaltvorgänge die Verlustleistung (Spannung · Strom) im Transistor tief, womit z.B. höhere Schaltfrequenzen möglich werden.



Das linke Bild zeigt die Kurvenverläufe ohne snubber, das rechte mit snubber.

Die Verluste im Transistor konnten auf etwa ein Viertel gesenkt werden ohne die Schaltzeiten wesentlich zu verlängern. Die Stromspitze beim Einschalten konnte deutlich gesenkt werden. Abschaltüberspannungen treten wegen der Freilaufdiode nicht auf. Zu beachten ist, dass parasitäre Induktivitäten dieses Bild massgebend beeinflussen können.

### Strom-Anstiegsgeschwindigkeit und Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit wählen

#### Gegeben

- Angaben aus dem Transistor-Datenblatt

#### Gesucht

- Strom-Anstiegsgeschwindigkeit und Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit

#### Musterlösung

- Solange der Transistor schneller ist als der Snubber, übernimmt der Snubber den Hauptteil der Belastung. Der Snubber soll also so dimensioniert werden, dass das Umschalten durch den Snubber leicht verlangsamt wird.

### turn-on snubber dimensionieren

#### Gegeben

- Spannung = 1000V, Strom = 20A
- Strom-Anstiegsgeschw. = 100A/ $\mu$ s, Spannungs-Anstiegsgeschw. = 2kV/ $\mu$ s
- PWM-Frequenz = 50kHz, PWM-Tastverhältnis = 10% bis 90%
- Annahme: Transistor verhält sich ideal.

#### Gesucht

- Induktivität für den turn-on snubber
- In der Induktivität gespeicherte Energiemenge
- Widerstandswert für den turn-on snubber
- Verlustleistung im Widerstand

#### Musterlösung

- Während des Einschalt-Vorganges liegt die volle Spannung an der Induktivität und der Strom steigt linear von 0 auf den vollen Wert. Aus der Formel  $u = L \cdot di/dt$  erhält man  $L = u/(di/dt) = 1000V/(100A/\mu s) = 10\mu H$
- In einer Induktivität gespeicherte Energie  $W = L \cdot I^2/2 = 10\mu H \cdot (20A)^2/2 = 2mJ$
- Die in der Induktivität gespeicherte Energie muss im Widerstand abgebaut werden, bevor der Transistor wieder einschaltet, also im ungünstigen Fall in  $10\%/50kHz = 2\mu s$ . Gleichsetzen mit der Zeitkonstanten des RL-Gliedes  $\tau = L/R$  ergibt  $R = L/\tau = 5\Omega$ .

- Die gespeicherte Energie wird bei jedem Ausschalten verheizt:  $P = 50\text{kHz} \cdot 2\text{mJ} = 100\text{W}$

### turn-off snubber dimensionieren

#### Gegeben

- Spannung = 1000V, Strom = 20A
- Strom-Anstiegsgeschw. =  $100\text{A}/\mu\text{s}$ , Spannungs-Anstiegsgeschw. =  $2\text{kV}/\mu\text{s}$
- PWM-Frequenz = 50kHz, PWM-Tastverhältnis = 10% bis 90%
- Annahme: Transistor verhält sich ideal.

#### Gesucht

- Kapazität für den turn-off snubber
- In der Kapazität gespeicherte Energiemenge
- Widerstandswert für den turn-off snubber
- Verlustleistung im Widerstand

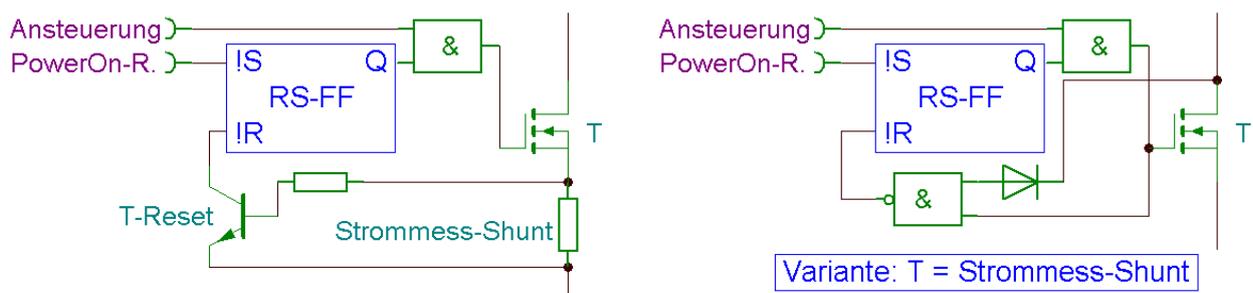
#### Musterlösung

- Während des Ausschalt-Vorganges fließt der volle Strom in den Kondensator und die Spannung steigt linear von 0 auf den vollen Wert. Aus der Formel  $i = C \cdot du/dt$  erhält man  $C = i/(du/dt) = 20\text{A}/(2\text{kV}/\mu\text{s}) = 10\text{nF}$
- In einer Kapazität gespeicherte Energie  $W = C \cdot U^2/2 = 10\text{nF} \cdot (1\text{kV})^2/2 = 5\text{mJ}$
- Die in der Kapazität gespeicherte Energie muss im Widerstand abgebaut werden, bevor der Transistor wieder ausschaltet, also im ungünstigen Fall in  $10\%/50\text{kHz} = 2\mu\text{s}$ . Gleichsetzen mit der Zeitkonstanten des RC-Gliedes  $\tau = C \cdot R = t$  ergibt  $R = \tau/C = 200\Omega$ .
- Die gespeicherte Energie wird bei jedem Ausschalten verheizt:  $P = 50\text{kHz} \cdot 5\text{mJ} = 500\text{W}$

## 4.7. Überstrom-Detektion und –Abschaltung

Sowohl der FET als auch der IGBT arbeiten wie spannungsgesteuerte Stromquellen. D.h. im Falle eines Kurzschlusses steigt der Strom nur bis auf etwas das Fünffache des Nominalstromes an. Die Spannung am Transistor steigt an und entsprechend massiv auch die Verlustleistung. Der Transistor muss vor Erreichen von ca.  $150^\circ\text{C}$  Chip-Temperatur abgeschaltet werden, damit er nicht zerstört wird. Die entsprechenden Angaben (ca.  $10\mu\text{s}$ ) können dem Datenblatt entnommen werden.

Leistungselektronische Schaltungen werden oft mit einer Überstrom-Abschaltung ausgerüstet, um grössere Schäden zu vermeiden. Bei Überstrom in einem Transistor, wird ein RS-Flip-Flop gesetzt und die ganze Schaltung innerhalb einiger  $\mu\text{s}$  abgeschaltet.



In der linken Prinzip-Schaltung wird ein Widerstand im Source- resp. Emitter-Kreis zur Strommessung verwendet. Überschreitet die Spannung am Shunt ca.  $0.7\text{V}$  setzt der npn-Transistor das Flip-Flop zurück.

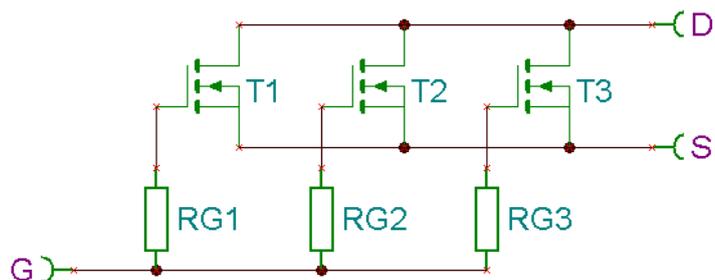
In der rechten Prinzip-Schaltung wird der Durchlasswiderstand des eingeschalteten Transistors zur Messung herangezogen. Auch wenn die Durchlassspannung nicht linear zum Strom ist, kann doch ein Schwellwert gesetzt werden bei dem abgeschaltet werden muss. Diese Methode der Überstromabschaltung ist oft in den Treiber-ICs bereits integriert.

Bei Überstrom in einem Transistor müssen alle anderen gleichzeitig auch abgeschaltet werden.

## 4.8. Parallel- und Serieschaltung

Wenn höhere Ströme geschaltet werden müssen, als ein Transistor alleine erträgt oder wenn der Durchlasswiderstand gesenkt werden soll, können Transistoren parallel geschaltet werden.

**Jeder Gate-Anschluss muss mit einem eigenen Widerstand** an den Treiber angeschlossen werden, um parasitäre Schwingungen zwischen den Transistoren zu vermeiden.



**FET und NPT-IGBT** haben einen positiven Temperatur-Koeffizienten bei der Durchlassspannung. Man kann sie problemlos parallel schalten, da der kühlere Transistor besser leitet und etwas mehr Strom übernimmt (thermische Gegenkopplung).

PT-IGBT und BJT haben einen negativen Temperatur-Koeffizienten; man darf sie nur parallel schalten, falls man Emitter-Widerstände mit ca. 0.5V Spannungsabfall bei Nennstrom vorsieht.

Durch **Serie-Schaltung** kann die Spannung erhöht werden. Die Maximal-Spannung darf an keinem Transistor zu keinem Augenblick überschritten werden. Das bedingt relativ **aufwändige** Entlastungsnetzwerke und Schutzschaltungen. Die spezialisierte Literatur muss unbedingt konsultiert werden.

## 4.9. Regeln für den Schaltungsaufbau

Folgende Punkte müssen beim Aufbau von Leistungskreisen und den Treiberschaltungen unbedingt befolgt werden:

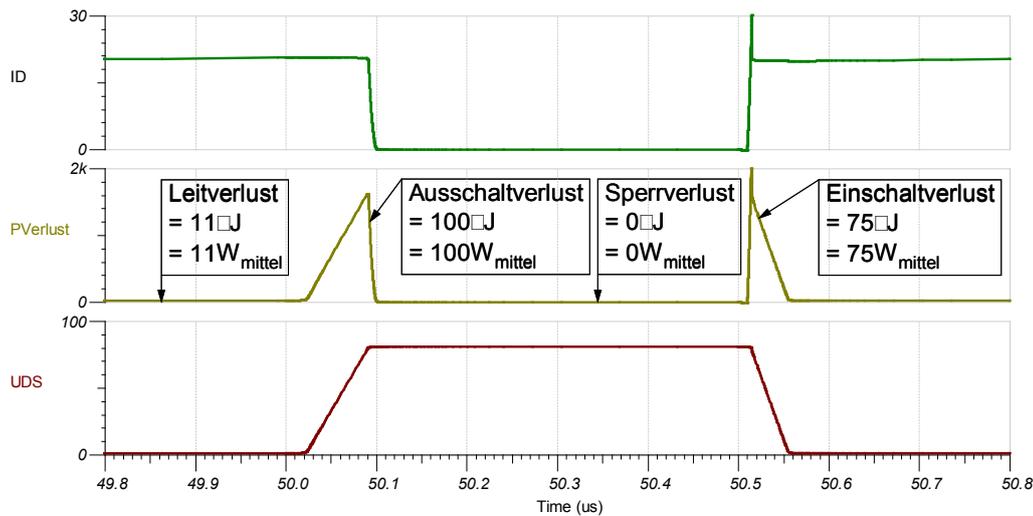
- Kompakter Aufbau (Streuinduktivitäten vermeiden).
- Masseschleifen vermeiden, Sternpunkt-Verdrahtung (galvanische Störung) oder Ground-plate (niederohmig).
- Stromführende Schleifen mit möglichst kleiner Fläche auslegen (induktive Störung). Das betrifft insbesondere Transistoren, Freilaufdioden und Speicherdrosseln.
- Parallele Leiter zwischen Steuer- und Leistungskreisen vermeiden (kapazitive Störung).
- Ansteuerschaltung auf einer Leiterbahn direkt beim Leistungshalbleiter unterbringen. Jeder Meter Draht entspricht einer parasitären Induktivität von 1µH!
- Blockkondensatoren über den Speisungen direkt bei den Treibern vorsehen, damit keine Spikes auf den Speisespannungen, verursacht durch Stromimpulse auf den Leiterbahnen (= Induktivitäten), entstehen können.
- Grosse Leistungskondensatoren direkt bei den Leistungshalbleitern müssen die Stromspitzen während einer Taktperiode liefern können. Bei Halbbrücken müssen sie die allenfalls zurückfliessende Energie (Pumpeffekt) aufnehmen können.

## 5. Verlustleistung und Kühlung

Transistor sind keine idealen verlustlosen Schalter. Die Leit- und Schaltverluste erwärmen den Halbleiter; diese müssen gekühlt werden, damit sie nicht überhitzen und zerstört werden.

Oft wird die Kühlblech-Temperatur gemessen und bei Übertemperatur abgeschaltet.

### 5.1. Leit- und Schaltverluste bei Leistungstransistoren



Der **Leitverlust** beim eingeschalteten Transistor entsteht, weil die Durchlassspannung bei vollem Strom nicht ganz auf Null sinkt. Da die Leitverluste nicht frequenzabhängig sind, sind sie **bei niedrigen Frequenzen dominant**.

**Schaltverluste** treten bei jedem Ein- und Ausschaltvorgang auf und sind damit direkt **proportional zur Schaltfrequenz und bei hohen Frequenzen dominant**. Spannung und Strom nehmen gleichzeitig hohe Werte an, was zu einer hohen Verlustleistungsspitze führt. Die so entstehende Schaltverlustenergie entspricht der Dreiecksfläche im Diagramm. Werden die Schaltverluste durch Entlastungsnetzwerke (snubber) gesenkt, ist es möglich einen Transistor bei höheren Frequenzen zu betreiben.

Der **Sperrverlust** ist meist **vernachlässigbar**, da durch einen vollständig ausgeschalteten Transistor kein Strom fließt.

Der **Ansteuerungsverlust** kann bei FETs und IGBTs mit ihren hochohmigen Eingängen gegenüber den anderen Verlusten **vernachlässigt** werden.

### 5.2. Maximal zulässige Verlustleistung

Ein Halbleiter wird durch die elektrischen Verluste erwärmt. Der Halbleiter funktioniert bis zu einer Sperrschichttemperatur von ca. 150°C einwandfrei. Die zulässige Maximal-Temperatur wird im Datenblatt angegeben.

Die Verlustwärme muss abgeführt werden, damit die Sperrschicht nicht zu heiss wird.

Im Datenblatt wird die zulässige Dauerleistung bei 25°C Gehäusetemperatur angegeben. Ein Diagramm zeigt in welchem Mass diese Dauerleistung mit zunehmender Temperatur abnimmt.

Im Impulsbetrieb kann die Spitzenleistung höher liegen ohne dass sich der Transistor zu stark erwärmt. Die entsprechenden Angaben finden sich ebenfalls als Diagramm im Datenblatt.

## 5.3. Wärmeleitung und Kühlkörper-Dimensionierung

Definition der Wärmübergangs-Widerstände:

$R_{thJC}$  = zwischen Sperrschicht (junction) und Gehäuse (case)

$R_{thCS}$  = zwischen Gehäuse (case) und Kühlkörper (sink)

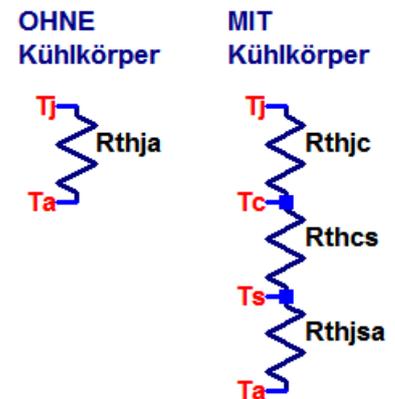
$R_{thSA}$  = zwischen Kühlkörper (sink) und Umgebung (ambient)

$R_{thJA}$  = zwischen Sperrschicht (junction) und Umgebung (ambient)

Wärmübergangs-Widerstände in Kelvin/Watt

Berechnung der Temperatur-Differenz  $\Delta T$  in Funktion der Verlustleistung  $P$ :  $\Delta T = R_{th} \cdot P$

Alle thermischen Widerstände zwischen Sperrschicht und Kühlmedium müssen dabei aufaddiert werden.



### Kühlkörper-Dimensionierung

#### Gegeben

- Transistor = IRF540, Verlustleistung  $P < 50W$ , Umgebungstemperatur  $T_A < 40^\circ C$

#### Gesucht

- Wärmewiderstand des Kühlblechs

#### Musterlösung

- Angaben aus dem Datenblatt:  $T_J < 175^\circ C$ ,  $R_{thJC} = 1.15K/W$ ,  $R_{thCS} = 0.5K/W$   
 $R_{thJS} = R_{thJC} + R_{thCS} = 1.65K/W$   
 $T_S = T_J - P \cdot R_{thJS} = 92^\circ C$   
 $R_{thSA} = (T_S - T_U) / P = 1.05K/W \Rightarrow$  Kühlblech mit maximal diesem Wärmewiderstand

### Ohne Kühlkörper

#### Gegeben

- Transistor = IRF540, Umgebungstemperatur  $T_A < 40^\circ C$

#### Gesucht

- Maximale Verlustleistung bei Betrieb ohne Kühlblech

#### Musterlösung

- Angaben aus dem Datenblatt:  $T_J < 175^\circ C$ ,  $R_{thJA} = 62K/W$   
 $P = (T_J - T_U) / R_{thJA} = 2.2W$  maximale Verlustleistung ohne Kühlblech

### 5.3.1. Kühlkörper elektrisch isolieren möglich?

Das Metall des Gehäuses ist elektrisch meist nicht vom Halbleiter isoliert.

Man kann eine **elektrisch isolierende Wärmeleitfolie** zwischen Halbleiter und Kühlblech einbringen. Der Wärmübergangs-Widerstand ist aber relativ hoch, z.B. **3K/W für das Standardgehäuse TO220**. Für obigen Transistor mit  $R_{thJC} = 1.15K/W$  wäre das unakzeptabel.

Oft bleibt deshalb nichts anderes übrig, als die Halbleiter direkt auf das Kühlblech zu schrauben. Somit stehen die **Kühlbleche unter Spannung** und müssen vor Berührung und Kurzschluss geschützt werden.

**Wärmeleitpaste** darf nicht vergessen werden, da sie den Wärmeübergang vom Gehäuse auf das Kühlblech enorm verbessert.

## 5.4. Kühlkörper und –medien

Die Verlustwärme muss von den Halbleitern an die Umgebung abgeleitet werden. Die angewendete Kühlmethode hängt in erster Linie von der Höhe der Verlustleistung ab:

- Bis ca. 3W Verlustleistung müssen Halbleiter nicht speziell gekühlt werden.
- Bis ca. 50W reicht Luftkühlung mit einem Kühlblech
- Bis ca. 200W reicht Luftkühlung mit einem Kühlblech und einem Ventilator
- Bei höheren Leistungen ist Luft wegen der geringen Wärmekapazität als Kühlmedien nicht genügend leistungsfähig. Eingesetzt werden:
  - Ölkühlung: Elektronik kann direkt eingetaucht werden
  - Wasserkühlung: Wärme kann gut abgeführt und anderenorts rückgekühlt werden
  - heat-pipe: leitet Wärme effizient über kurze Distanzen ab

**Achtung:** Nicht nur die Halbleiter müssen gekühlt werden, sondern auch:

- Leistungs-Widerstände
- Elektrolyt-Kondensatoren  
Die hochfrequenten Stromimpulse erwärmen die Folien und das Dielektrikum. Die Lebensdauer von Kondensatoren hängt extrem von deren Temperatur ab.
- Speicherdrosseln  
Ohmsche Verluste im Drahtwiderstand und Ummagnetisierungsverluste (Hysterese) erwärmen die Induktivitäten.

## 6. Literaturhinweise und Software

Ralf Kories, Heinz Schmidt-Walter

**Taschenbuch der Elektrotechnik**, Kapitel 10 Stromversorgungen

Verlag Harri Deutsch, 777 Seiten, 30€, ISBN-10: 3817118309, ISBN-13: 978-3817118304

### Wikipedia-Übersichtsseiten mit Links

[de.wikipedia.org/wiki/Leistungshalbleiter](https://de.wikipedia.org/wiki/Leistungshalbleiter)

[en.wikipedia.org/wiki/Power\\_semiconductor\\_device](https://en.wikipedia.org/wiki/Power_semiconductor_device)

### Umfangreiches Applikationshandbuch mit Grundlagen der Firma Semikrom

[www.semikron.com/internet/index.jsp?language=de&sekId=229](http://www.semikron.com/internet/index.jsp?language=de&sekId=229)

### Power MOSFET Basics

[www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1084.pdf](http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1084.pdf)

### IGBT Characteristics

[www.irf.com/technical-info/appnotes/an-983.pdf](http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-983.pdf)

### Application Characterization of IGBTs

[www.irf.com/technical-info/appnotes/an-990.pdf](http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-990.pdf)

### Heatsink Characteristics

[www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1057.pdf](http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1057.pdf)

### Konkrete Schaltungsbeispiele der Firma IRF

[www.irf.com/technical-info/apphandbook.pdf](http://www.irf.com/technical-info/apphandbook.pdf)

[www.irf.com/technical-info/appnotes.htm](http://www.irf.com/technical-info/appnotes.htm)

Online-Datenblätter elektronischer Bauteile: [www.datasheetcatalog.com/](http://www.datasheetcatalog.com/)

### LTspice IV

is a high performance Spice III simulator, schematic capture and waveform viewer with enhancements and models for easing the simulation of switching regulators.

Windows- und Linux-SW, gratis Download, vom Halbleiter-Hersteller Linear Technology,

[www.linear.com/designtools/software/](http://www.linear.com/designtools/software/)

Anleitungen zu LTspice, erweiterte Library, <http://www.zhaw.ch/~hhrt/LTspice/LTspice.html>

Interaktive Applets und Schaltungsbeispiele: [www.ipes.ethz.ch/ipes/d\\_index.html](http://www.ipes.ethz.ch/ipes/d_index.html)

### TINA Design Suite v7, Das komplette Elektroniklabor

Analyse, Design & Echtzeit-Test von analogen, digitalen, VHDL- und gemischten elektronischen Schaltkreisen und deren Layouts.

Windows-SW, Studenten-Version 69€, [www.tina.com/](http://www.tina.com/)

## 7. Lernziele

Die Studierenden sind in der Lage ohne Unterlagen folgende Aufgaben zu lösen:

- Definition des Begriffs „Leistungs-Elektronik“ in eigene Worte fassen.
- Problematik induktiver Lasten erklären und geeignete Massnahmen vorschlagen.
- Wissen was parasitäre Induktivitäten sind und welche Massnahmen diese vermindern.
- Skizzieren der safe operating area eines Leistungstransistors und die Grenzen erläutern.
- Schaltungskonzepte zur Überstromüberwachung und –abschaltung entwerfen.
- PWM-Prinzip mit eigenen Worten erklären.
- Ein Schaltungsschema skizzieren für die analoge PWM-Erzeugung.
- Schema eines Tiefsetzstellers zeichnen.
- Die Verläufe aller Ströme und Spannungen an einem Tiefsetzsteller skizzieren.
- Gemeinsame und unterschiedliche Merkmale von FET und IGBT aufzählen.
- Erklären wie das shoot-through Phänomen zustande kommt und wie es vermieden wird.
- Sternförmigen Massenverdrahtung und Groundplate skizzieren und erläutern.
- Erklären worauf es bei einer Treiberschaltung für einen Leistungs-Transistor ankommt.
- Funktion der Freilaufdiode erklären.
- Begründen warum Überstrom-Detektion und –Abschaltung möglich sind.
- Regeln für die Anordnung von Bauelementen in der Leistungselektronik aufzählen.

Die Studierenden sind in der Lage mit Hilfe schriftlicher Unterlagen (Skript, Datenblätter, etc.) folgende Aufgaben zu lösen:

- Aus einer Liste von einem halben Dutzend Leistungstransistoren oder Leistungsdioden jene auswählen, die für eine gegebene Schaltung am besten geeignet sind.
- Die in einer Halb- oder Vollbrücke notwendige dead-time berechnen können.
- Beurteilen, ob eine Schaltung Kurzschluss-sicher ist.
- Die Verlustleistungen aus gegebenen Strom-Spannungs-Kurven berechnen.
- Kühlkörper für eine gegebene Schaltung dimensionieren.
- Induktivität und Kapazität für Tiefsetz- oder Hochsetzsteller dimensionieren.
- Die Elemente von Einschalt- und Ausschalt-Entlastungs-Netzwerken berechnen.
- Abschätzen, ob interne Reverse-Dioden als Freilaufdioden eingesetzt werden können.