

7 Elektronische Antriebstechnik

7.1 Einführung

Die meisten digitalen Regler arbeiten mit normierten analogen Ein- und Ausgangsspannungen von 0 V bis 10 Volt oder von -10 V bis $+10$ Volt oder mit normierten Strömen von 4 mA bis 20 mA oder von 0 bis 20 mA.

Durch diese festgelegten Spannungen oder Ströme ist es möglich, Geber, Regler und Stellglieder verschiedener Firmen miteinander zu kombinieren.

Auch die Speicherprogrammierbaren Steuerungen mit analogen Ein- und Ausgängen und Reglerprogramm sind für diese Ein- und Ausgangsspannungen konzipiert.

Das Ausgangssignal des Reglers für die Stellgröße ist nur im mA-Bereich belastbar. Daraus muss die eigentliche Stellgröße, hier mithilfe der Leistungselektronik, gebildet werden. Dazu ist das Ausgangssignal des Reglers zu verstärken und in die benötigte physikalische Größe, mit der die Regelstrecke beeinflusst werden kann, umzuformen.

In vielen Fällen ist die Strecke nach Bild 7-1 durch eine elektrische Energie zu verstellen.

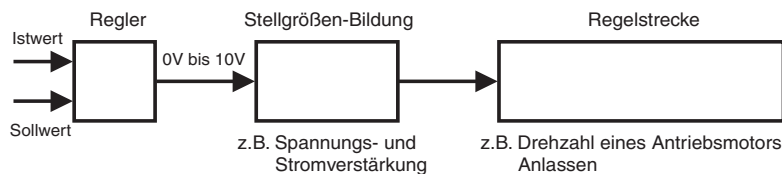


Bild 7-1 Energiefluss zur Regelung

Im Folgenden soll als Regelstrecke eine Gleichstrommaschine als Motor wie auch als Generator und eine Drehstromasynchronmaschine als Käfigläufer- und Schleifringläufermotor untersucht und hinsichtlich ihrer Drehzahlsteuerung (im Ansatz auch -regelung) und ihres Anlassverhaltens betrachtet werden.

Zu dem Zweck werden einige Stellglieder im Rahmen der elektronischen Antriebstechnik beschrieben. Zum Stellglied gehören ein oder mehrere Impulssätze zur Ansteuerung der Steuersätze im engeren Sinne, die aus Einzelbauelementen wie Thyristoren, Dioden oder Leistungstransistoren bestehen oder aus so genannten Schaltmodulen, die eben diese elektronischen Bauelemente als Baugruppe beinhalten.

Stellgrößenbildung für Drehzahlregelungen bzw. Anlassen für ...

... Gleichstrommotoren

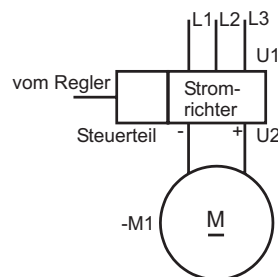
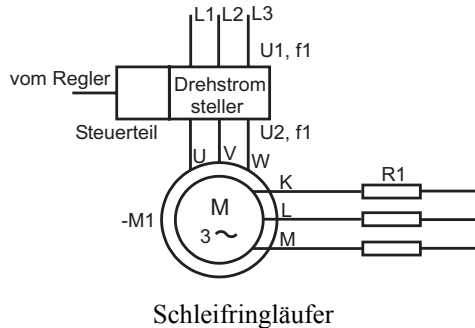


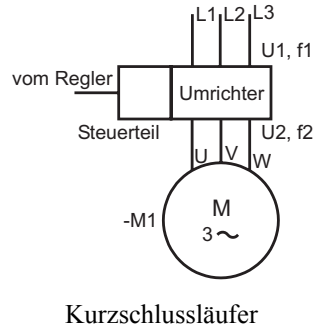
Bild 7-2
Stellgröße Ankerspannung

... Drehstromasynchronmotoren



Schleifringläufer

Bild 7-3 Stellgröße Ständerspannung



Kurzschlussläufer

Bild 7-4 Stellgröße Ständerspannung mit Ständerfrequenz

7.2 Bauelemente der Leistungselektronik

7.2.1 Dioden

Die Diodenkennlinie nach Bild 7-5 zeigt den Durchlassbereich (F = forward direction, Vorwärtsrichtung) und den Sperrbereich (R = reverse direction, Rückwärtsrichtung) für Germanium- und Silizium-Dioden.

In Durchlassrichtung macht sich die so genannte Schleusenspannung $U_{(TO)}$ als verbleibende Größe (unangenehm) bemerkbar.

Silizium $\Rightarrow U_{(TO)} = 0,5 \dots 0,8 \text{ V}$

In Sperrrichtung fließt ein messbarer Strom.

Silizium $\Rightarrow I_R = 5 \dots 500 \text{ nA}$

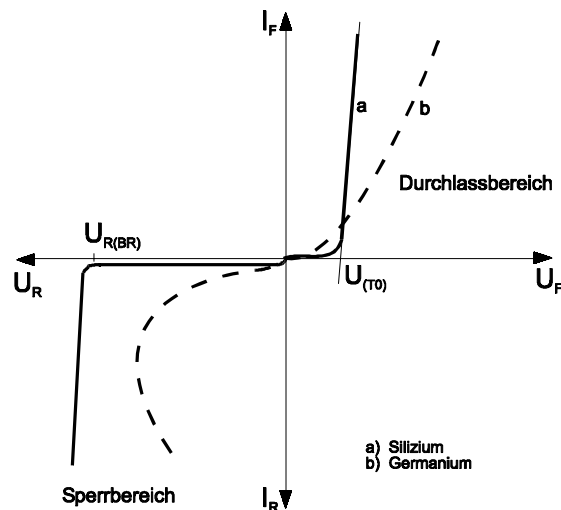


Bild 7-5 Charakteristische Kennlinien von Dioden

Die Spannung $U_{R(BR)}$ ist nach Bild 7-5 die rückwärtige Durchbruchspannung (breakdown reverse). Bei der Durchbruchspannung erreicht die maximale Feldstärke im pn-Übergang ihren kritischen Wert, der Sperrstrom nimmt sehr große Werte an und die Diode wird zerstört.

Die Hersteller geben in den Datenblättern eine Reihe von Kennwerten an, getrennt nach Grenzdaten und Kenndaten.

Grenzwerte sind Werte, die auf keinen Fall überschritten werden dürfen, weil das Bauelement sonst zerstört wird. Ein einzelner Grenzwert darf auch dann nicht überschritten werden, wenn andere Grenzwerte nicht voll ausgenutzt sind.

Dioden können auf verschiedene Arten elektrisch überlastet werden:

1. durch einen zu großen Durchlassstrom I_F
2. durch eine zu hohe Sperrspannung U_R
3. durch eine zu große, in ihr umgesetzte Verlustleistung P_V
4. durch eine zu hohe Sperrschichttemperatur ϑ_{Jmax}

Die Datenblätter enthalten nach DIN 41782 Strom- und Spannungswerte mit folgenden Bedeutungen:

| | |
|--|------------|
| Stoßspitzensperrspannung (reverse surge maximal voltage) | U_{RSM} |
| Periodische Spitzensperrspannung (reverse repetiv maximal) | U_{RRM} |
| Dauergrenzstrom (forward average value) | I_{FAV} |
| Durchlassstrom-Effektivwert (forward root mean square) | I_{FRMS} |
| Stoßstrom-Grenzwert (forward surge maximal current) | I_{FSM} |

Beim Betrieb einer Diode entsteht auch in Durchlassrichtung eine Verlustleistung P_V in der Diode.

Verlustleistung $P_V = U_F I_F$

totale Verlustleistung $P_{tot} \geq P_V = (U_{(TO)} + r_F I_F) I_F = U_{(TO)} I_F + r_F I_F^2$

Die größte zulässige Verlustleistung wird als totale Verlustleistung P_{tot} vom Hersteller für bestimmte Temperaturbedingungen angegeben.

Durch die Verlustleistung entsteht in der Sperrschicht Wärme, durch die sich die Sperrschichttemperatur erhöht. Diese darf die maximale Sperrschichttemperatur ϑ_{Jmax} (150° bis 200° C bei Siliziumdioden) nicht überschreiten, weil ansonsten die Diode zerstört wird. Besteht die Gefahr, dass die höchstzulässige Sperrschichttemperatur überschritten werden kann, so muss die Diode „gekühlt“ (Kühlkörper) werden.

Wie gut die Wärme von der Sperrschicht durch das Material an die Luft abgeführt werden kann, wird durch den Wärmewiderstand R_{thJU} beschrieben.

Den mathematischen Zusammenhang bzw. die Definition des Wärmewiderstandes kann man entsprechend formulieren.

$$\text{Wärmewiderstand} \quad R_{thJU} = \frac{\vartheta_J - \vartheta_U}{P_V} \quad \begin{array}{l} \text{th} = \text{thermisch} \\ \text{J} = \text{junction (Sperrschicht)} \\ \text{U} = \text{Umgebung (auch A für engl. ambient)} \end{array}$$

Der Wärmewiderstand umfasst den Weg von der Sperrschicht über das Gehäuse an die Umgebungsluft. Um die abstrahlende Oberfläche zu vergrößern, wird die Diode auf einen zusätzlichen Kühlkörper gesetzt.

Werden Dioden mit einem Kühlkörper betrieben, so setzt sich der Wärmewiderstand R_{thJU} aus einer Reihenschaltung der drei Teilwiderstände $\rightarrow R_{thJG}$ (Wärmewiderstand Sperrschicht-Gehäuse), R_{thGK} (Wärmewiderstand Gehäuse-Kühlkörper) und R_{thK} (Wärmewiderstand des Kühlkörpers) zusammen. $\rightarrow R_{thJU} = R_{thJG} + R_{thGK} + R_{thK}$

$$\text{Zulässige Verlustleistung} \quad P_V = \frac{\vartheta_J - \vartheta_U}{R_{thJG} + R_{thGK} + R_{thK}}$$

Die Kenndaten werden in dynamische und statische Daten unterteilt und gelten in bestimmten Arbeitspunkten. Statische Kenndaten beschreiben das Gleichstromverhalten, während dynamische Kenndaten über das Verhalten bei Wechselstrom- und Impulsbetrieb informieren.

Bei schlagartigem Umpolen der äußeren Spannung (Übergang vom Durchlass- in den Sperrbetrieb) entsteht die Sperrwirkung des pn-Überganges erst, wenn alle Ladungsträger aus der Grenzschicht abgeflossen sind (Träger-Stauereffekt, TSE). Die Zeit, die das Ausräumen der Ladungsträger aus der Grenzschicht erfordert, wird Sperrverzögerungszeit t_{rr} (reverse recovery time) genannt und soll möglichst klein sein.

Unmittelbar nach dem Umschalten vom Durchlass- in den Sperrbereich kann bereits eine hohe Sperrspannung U_R anliegen, während noch für eine gewisse Zeit ein relativ großer Ausräumstrom I_R fließt. Kurzzeitig ergibt sich dadurch eine hohe Verlustleistung, durch die die Diode zerstört werden kann. Eine so genannte TSE-Beschaltung (RC-Reihenglied parallel zur Diode) mindert diesen Effekt.

Eine Gleichrichtung ist nur möglich, wenn die Dauer der zu sperrenden Halbwelle größer als die Sperrverzögerungszeit ist. Leistungsgleichrichterioden ermöglichen Durchlassströme von etwa 5 A bis 2000 A bei Durchbruchspannungen in der Größe von 2800 V.

7.2.2 Thyristoren

Bereits im Jahre 1958 wurde ein steuerbarer Silizium-Gleichrichter (SCR = Silicon-controlled-rectifier) entwickelt, allgemein als Thyristor bezeichnet. Seine Schaltzustände „Ein“ = leitend und „Aus“ = gesperrt werden von außen über einen speziellen Anschluss herbeigeführt. Das Umschalten vom gesperrten in den leitenden Zustand wird als „Zünden“ und das Umschalten vom leitenden in den gesperrten Zustand als „Löschen“ bezeichnet.

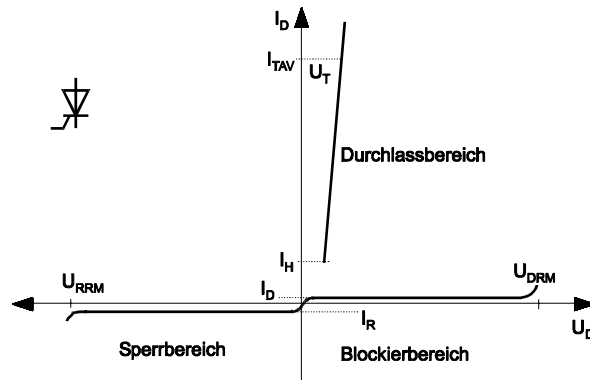


Bild 7-6
Kennlinie/Schaltzeichen mit den wichtigsten Kenndaten

Beim Thyristor werden die beiden Hauptanschlüsse wie bei der Diode mit Anode und Kathode bezeichnet. Ein Stromfluss ist nur möglich, wenn die Anode positiv gegenüber der Kathode ist. Thyristoren werden durch Ansteuerung des Gates gezündet, wenn die Anode positiver ist als die Kathode. Die maximale Betriebsspannung des Thyristors darf die Nullkippspannung U_{DRM} nach Bild 7-6 nicht erreichen. Für ausreichenden Abstand muss gesorgt werden.

Nach dem Zünden kippt der Thyristor sehr schnell vom Blockierbereich in den Durchlassbereich. Um den Thyristor wieder in den Sperrzustand zu bringen, muss der Durchlassstrom I_D kleiner als der Haltestrom I_H werden. Die Ansteuerung erfolgt durch Zündimpulse oder Impulsfolgen und ermöglicht das Zünden auch bei kleiner Spannung und niedriger Temperatur.

Das Zündverhalten hängt relativ stark von der Sperrschichttemperatur des Thyristors ab. Um zeitgenaues und sicheres Zünden zu gewährleisten, werden Thyristoren mit Hilfe von

Impulsen auf das Gate gezündet. Die Impulsleistung darf dabei die zulässige Verlustleistung des Gates nicht überschreiten.

Das Diagramm nach Bild 7-7 zeigt den Zusammenhang zwischen zulässiger Impulsleistung und Impulsdauer. Die Steuerung kann mit Einzelbauelementen oder mit Ansteuer-ICs verwirklicht werden.

Ansonsten gelten dieselben Überlegungen hinsichtlich Verlustleistung und Kühlung wie bei den Dioden.

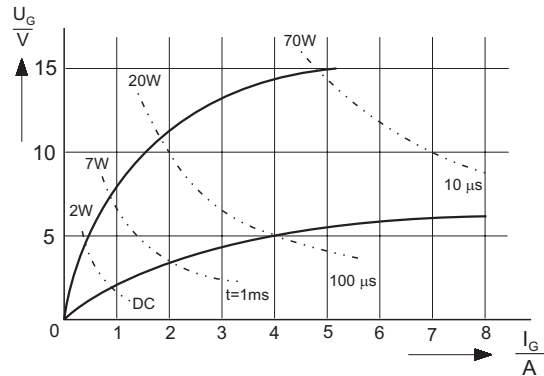


Bild 7-7 Zündimpulsdiagramm eines Thyristors

7.2.3 Schutz der Dioden und Thyristoren

Dioden und Thyristoren müssen, wie alle Bauelemente in der Elektronik, gegen Überlastung geschützt werden. Den Überstromschutz übernehmen superflinke Sicherungen und Sicherungsautomaten mit magnetischer und thermischer Schnellauslösung.

Zum Schutz der Bauelemente gegen hohe Spannungsanstiegsgeschwindigkeit werden RC-Glieder eingesetzt und den Ventilen nach Bild 7-8 parallel geschaltet. Die Hersteller geben hier Dimensionierungshilfen in Tabellen oder Diagrammform. Die RC-Beschaltung dient gleichzeitig dem Schutz vor den Folgen des Trägerstau-effektes.

Zum Schutz der Bauelemente gegen hohe Stromanstiegsgeschwindigkeit werden kleine Schutzinduktivitäten L_S nach Bild 7-9 in Reihe zu den Ventilen geschaltet. Häufig reicht bereits die Induktivität des Netztransformators oder die Anschlussdrähte der Bauelemente aus.

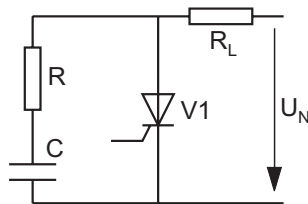


Bild 7-8 RC-Glied zur Begrenzung

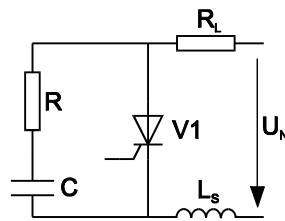


Bild 7-9 Induktivität zur Begrenzung der Anstiegsgeschwindigkeit der Stromanstiegsgeschwindigkeit

Um Schutz gegen Überspannungen herzustellen, werden zusätzlich Varistoren parallel zum RC-Glied nach Bild 7-10 geschaltet. Solche Baugruppen können natürlich auch in Gleichrichterschaltungen wie hier nach Bild 7-11 integriert werden.

Da Thyristoren in wenigen Mikrosekunden zünden, steigt auch der Strom in sehr kurzer Zeit auf den Wert, den die Last aufgrund der zum Zündzeitpunkt anliegenden Spannung zieht.

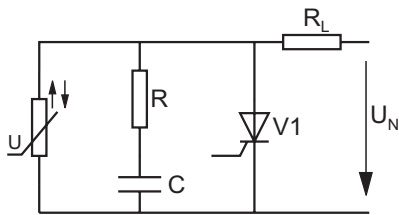


Bild 7-10 Schutzschaltung mit VDR und RC-Glied

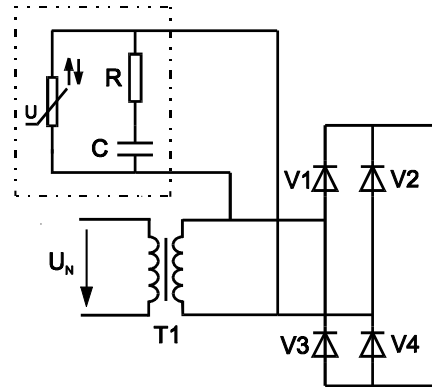


Bild 7-11 Baugruppe in einer B2-Schaltung

7.2.4 SIPMOS-Transistoren

Eine interessante Halbleiterkonstruktion kommt bei den so genannten SIPMOS-Leistungstransistoren (Siemens-Power-MOS; eingetragenes Warenzeichen der Siemens AG) zur Anwendung.

Man kann sagen, dass ein SIPMOS-FET aus der Parallelschaltung einiger tausend einzelner MOS-Systeme in einem Chip besteht.

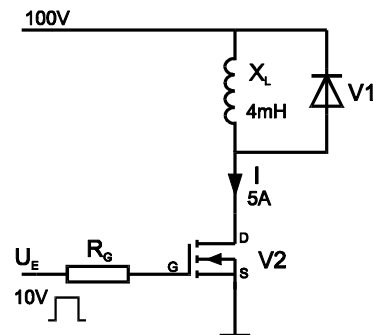


Bild 7-12 Ansteuerschaltung von SIPMOS-FET

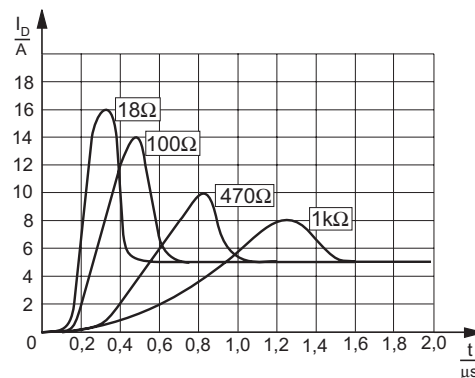


Bild 7-13 Schaltverhalten des Drainstromes für verschiedene Gatewiderstände

SIPMOS-FET haben sehr hohe Eingangswiderstände, aber Durchlasswiderstände $R_{D(on)}$ von nur wenigen Ohm. Ihre Schaltzeit beträgt nur einige hundert Nanosekunden und ist mit einer Ansteuerschaltung nach Bild 7-12 variabel machbar, um zu große Stromsteilheiten beim Einschalten nach Bild 7-13 zu vermeiden. SIPMOS-FET benötigen nur beim Einschalten Steuerenergie, haben einen positiven Temperaturbeiwert und schützen sich somit gegen thermische Überlastung selber.

SIPMOS-FET sind selbst sperrende FET und werden als schnelle Leistungsschalter in der Leistungselektronik bei Gleichspannungsbetrieb verwendet. Reicht der Drainstrom eines SIPMOS-FET nicht aus, so können nahezu beliebig viele parallel zueinander geschaltet und gleichzeitig angesteuert werden. Zum Ausgleich von Unsymmetrien werden Gate-Widerstände empfohlen.

Schnelles Ein- und Ausschalten, aber auch sicherer Schutz gegen unbeabsichtigtes Einschalten werden in der Treiberschaltung nach Bild 7-14 (Fa.Siemens) gewährleistet. Die komplementären SIPMOS-Kleinsignaltransistoren BSS100 und BSS110 sind gut geeignet, um auch SIPMOS-FET mit großer Eingangskapazität oder parallel geschaltete SIPMOS-FET schnell zu steuern.

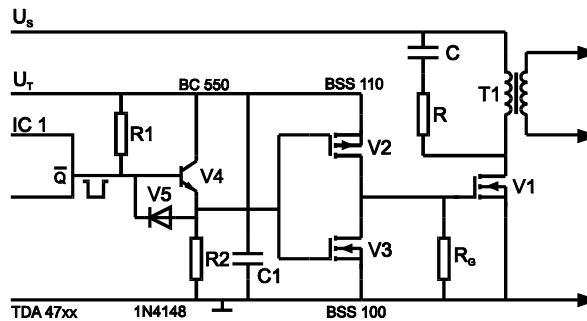


Bild 7-14 Treiberschaltung für SIPMOS-FET

7.2.5 IGBT

Ein IGBT (insulated-gate-bipolar-transistor) beruht grundsätzlich auf der Technologie der SIPMOS-Transistoren. Er ist eine Kombination aus MOS-FET und bipolarem Transistor. Entsprechend verhält sich der IGBT am Eingang wie ein selbst sperrender MOS-FET und kann nahezu leistungslos gesteuert werden.

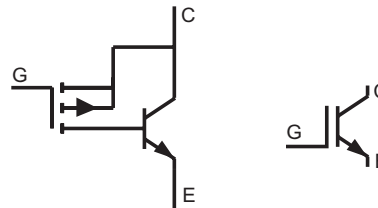


Bild 7-15 Schaltzeichen und Ersatzschaltbild

Ausgangsseitig ist der IGBT einem bipolaren Leistungstransistor ähnlich, was bedeutet, dass er relativ hohe Spannungen (zurzeit bis 3300 V) und Ströme (zurzeit ca. 800 A) schalten kann. Aus diesem Zusammenhang resultiert das Schaltzeichen und Ersatzschaltbild eines IGBT nach Bild 7-15.

Der IGBT passt gut zum Frequenzrichter. Das gilt sowohl für den Leistungsbereich, die gute Leitfähigkeit, die hohe Schaltfrequenz als auch für die leichte Ansteuerung. Sie haben den Vorteil, dass sie jederzeit leiten oder sperren können. Der Wechsel vom leitenden in den gesperrten Zustand erfolgt sofort. Die Schaltfrequenz liegt maximal bei etwa 20 kHz.

IGBT haben im Gegensatz zu SIPMOS-FET aufgrund der unterschiedlichen Herstellungstechnologie keine integrierte Inversdiode. Deshalb muss bei Verwendung des IGBT als Schalter mit induktiven Lasten eine separate Freilaufdiode (Diode V6 in der Schaltung nach Bild 7-18) geschaltet werden.

In so genannten „Modulen“ sind IGBT, Inversdioden und andere erforderliche Schutzbausteine zusammengefasst und sind rationelle Bausteine im Leistungsteil (Stellglied) von selbst geführten Stromrichtern, vor allem bei Zweipuls- (B2) und Sechspuls-Brückenschaltungen (B6).

Bild 7-16 zeigt die Ausgangskennlinien des SIPMOS-Transistors BUZ 54 und des IGBT BUP 304 bei gleicher Chipgröße. Das Schaltverhalten der beiden Bauelemente unterscheidet sich hauptsächlich durch den Spannungsabfall im eingeschalteten Zustand. Erkennbar ist außerdem, dass der Einschaltwiderstand $R_{D(on)}$ weniger spannungsabhängig ist als der der SIPMOS-Transistoren.

Im Schaltbetrieb ist die Gesamtverlustleistung quasi identisch mit der Durchlassverlustleistung, die temperaturabhängig ist. Der Einschaltwiderstand $R_{D(on)}$ wird in den Datenblättern für 25° C angegeben.

Bild 7-16a
Ausgangskennlinienfeld
eines SIPMOS-FET

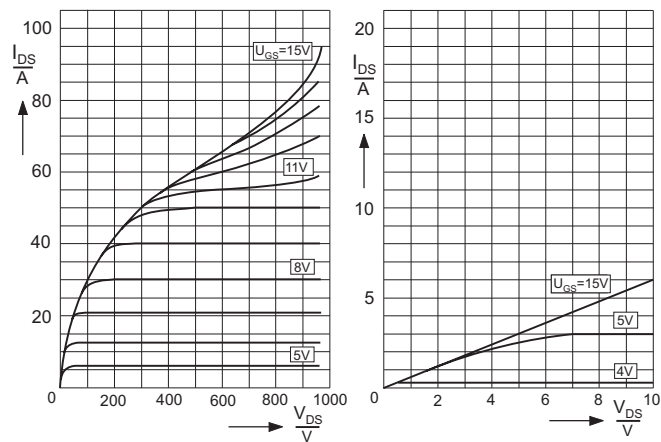
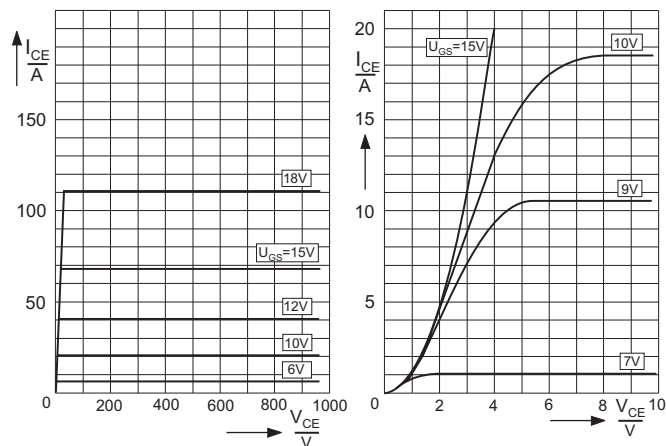


Bild 7-16b
Ausgangskennlinienfeld
eines IGBT



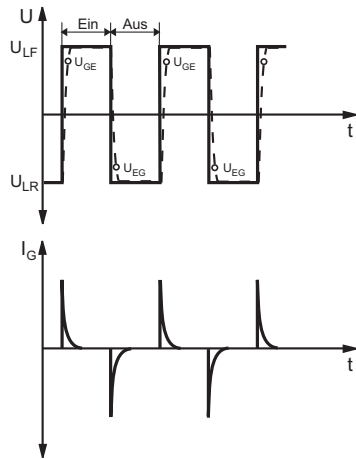
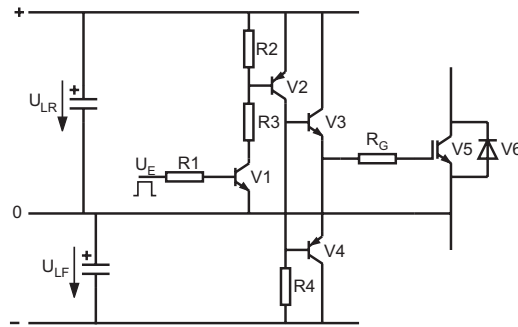


Bild 7-17 Liniendiagramm von Steuerstrom

Bild 7-18
Prinzipschaltung einer Treiberstufe und -spannung

Grundsätzlich kann man einen IGBT dadurch abschalten, indem man die Gate-Emitter-Spannung $U_{GE} = 0$ V setzt.

Um das Abschaltverhalten zu verbessern und auch Notabschaltungen leichter zu ermöglichen, wird der IGBT V5 nach Bild 7-18 auch mit negativen Spannungen an der Gate-Emitter-Strecke angesteuert. Um die Steuerspannungen zu erzeugen, verwendet man Treiberstufen mit komplementären Transistoren.

7.3 Betrachtungen zur Leistungselektronik

7.3.1 Gleichrichterschaltungen

Die Benennung und Kennzeichnung von Stromrichtern wird nach Tabelle 7.1 vorgenommen.

Tabelle 7.1 Benennung und Kennzeichnung von Stromrichtern (Auszug)

| Schaltungsart | Bezeichnung |
|-------------------------------|---|
| Einwegschaltung | Mittelpunktschaltung M |
| Zweiwegschaltung | Brückenschaltung B |
| Ergänzende Kennzeichen | |
| Steuerbarkeit | |
| Kurzzeichen | Bedeutung |
| U | ungesteuert |
| C | vollgesteuert (controlled) |
| H | halbgesteuert |
| HA (HK) | halbgesteuert mit anodenseitiger (kathodenseitiger) |
| HZ | Zusammenfassung der Ventile Zweigpaar gesteuert |