

# Einführung Leistungselektronik für Windenergieanlagen

Kapitel 4 bis 6

Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel

## Impressum

Herausgeber:  
Universität Rostock  
Wissenschaftliche Weiterbildung  
2014

Erarbeitet von:  
Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel  
Universität Rostock  
Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

## 4. Schaltverhalten im Spannungszwischenkreis-Umrichter

Der Spannungszwischenkreis-Umrichter hat einen – wie der Name schon sagt – spannungseinprägenden (kapazitiven) Zwischenkreis. Er schaltet Spannungsblöcke auf die Last, die daher stromeinprägend (induktiv) sein muss. Übliche Lasten sind Motoren, Transformatoren oder Filterdrosseln, die alle ein überwiegend induktives Verhalten haben. Zur Untersuchung des Schaltverhaltens der Leistungshalbleiter im Spannungszwischenkreisumrichter sind das kapazitive Verhalten des Zwischenkreises und das induktive Verhalten der Last entscheidend. Der Zwischenkreis eines Testaufbaus wird sich von dem des späteren Umrichters nicht grundsätzlich unterscheiden. Dahingegen ist es meist unzweckmäßig, für Versuche an Leistungshalbleitern einen Motor als Last zu verwenden. Da nur das induktive Verhalten der Last von Bedeutung ist, kommt üblicherweise ein Tiefsetzsteller mit Drossellast (Abbildung 20) zum Einsatz.

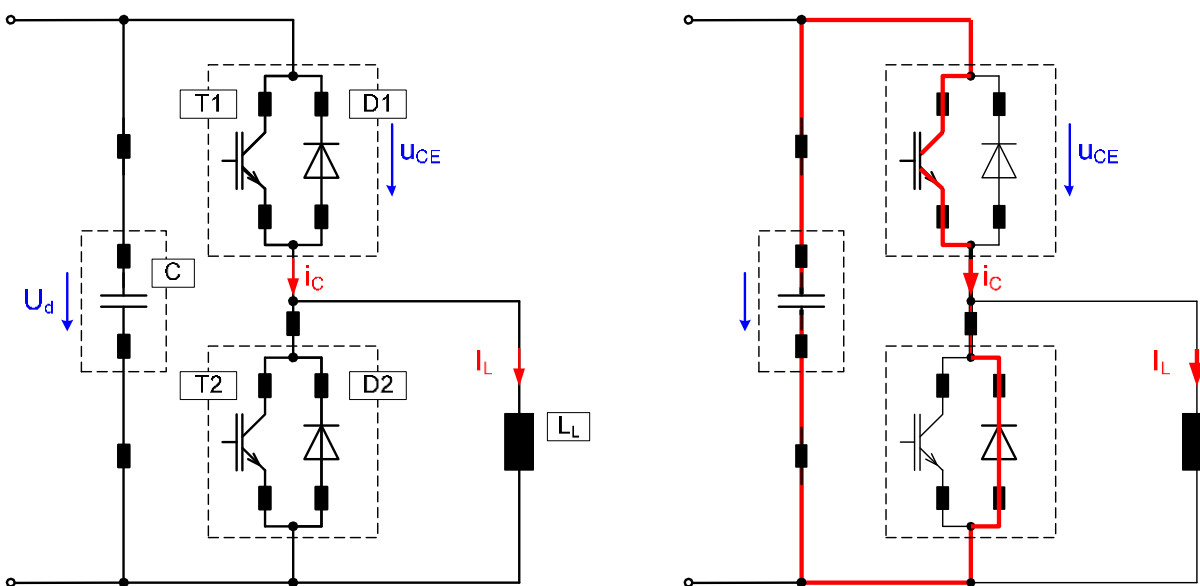


Abbildung 20: Einphasiger Spannungszwischenkreisumrichter mit Drossellast, rechts mit Kommutierungskreis

Für das Schaltverhalten ist die parasitäre Induktivität im Kommutierungskreis von Bedeutung. Der Kommutierungskreis ist dabei der Stromkreis, in dem sich bei einem Schaltvorgang der Strom ändert. Dazu sei wiederum Abbildung 20 betrachtet. Es sei angenommen, dass zunächst der Transistor T1 eingeschaltet ist. Der Laststrom  $I_L$  fließt daher aus dem Zwischenkreiskondensator durch T1, die Last  $L_L$  und zurück zum Zwischenkreiskondensator. Wenn jetzt T1 abgeschaltet wird, kommutiert der Laststrom aus T1 in die Freilaufdiode D2. Jetzt fließt der Laststrom durch die Last und D2. Es hat sich also der Strom im Zwischenkreiskondensator, in T1 und D2 geändert. Folgerichtig liegen diese Elemente im Kommutierungskreis, der in Abbildung 20 rot eingezeichnet ist. Dieser Schaltvorgang wird als Kommutierung vom IGBT auf die Freilaufdiode bezeichnet. Wenn T1 wieder eingeschaltet wird, spricht man von der Kommutierung von der Freilaufdiode auf den IGBT.

## 4.1 Kommutierung von der Freilaufdiode auf den IGBT

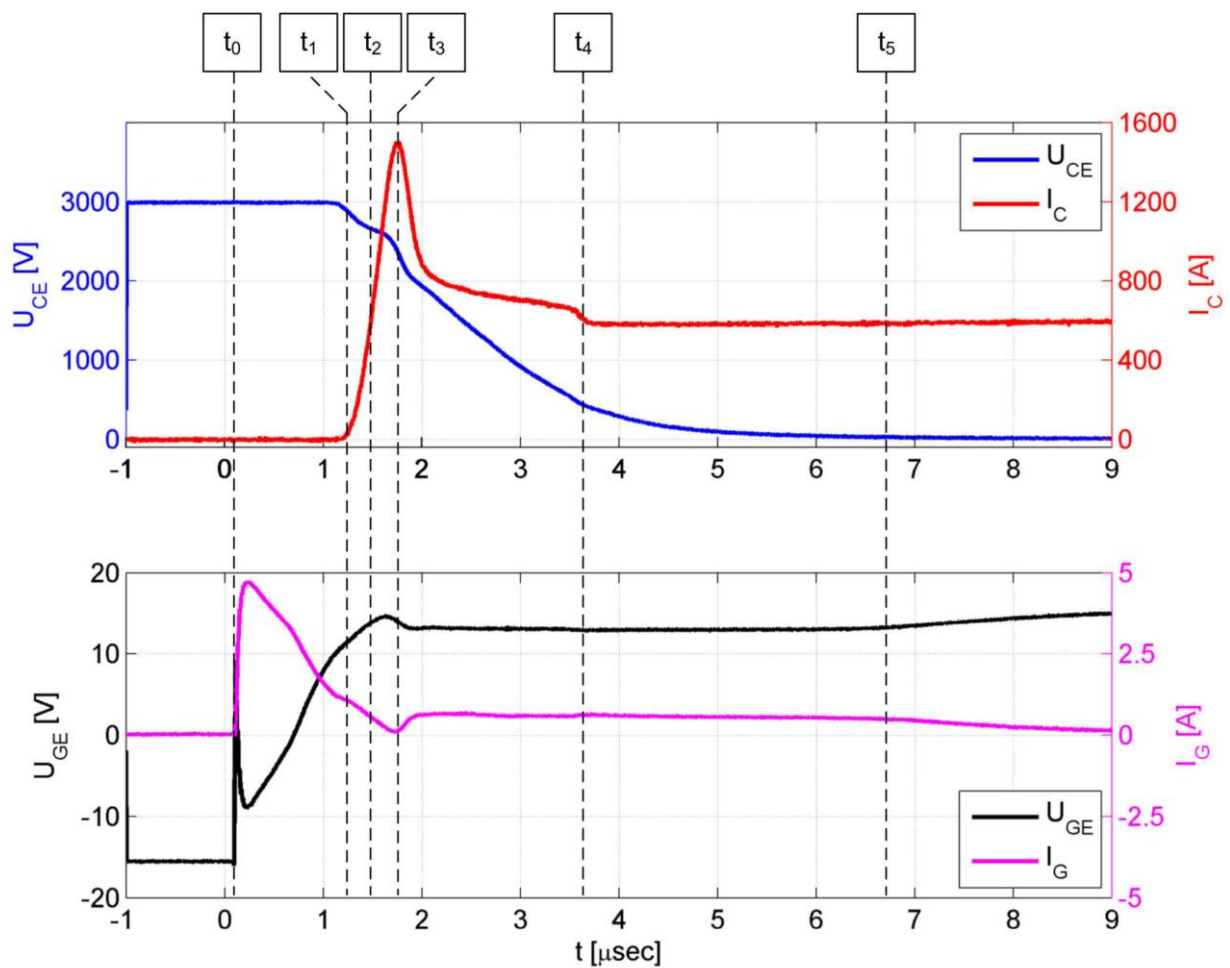


Abbildung 21: Spannungs- und Stromverläufe am IGBT beim Einschalten am Beispiel eines 6,5kV / 600 A IGBT (Kommutierung von der Freilaufdiode auf den IGBT) Quelle: Dissertation Jürgen Böhmer

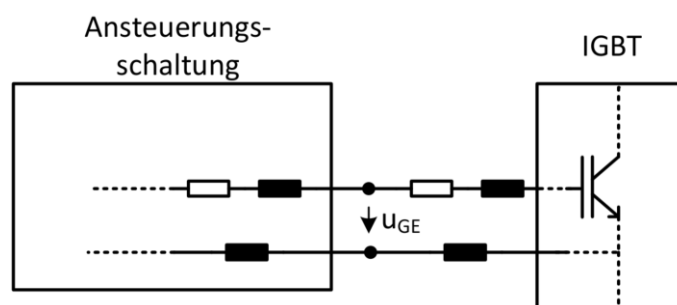


Abbildung 22: Widerstände und parasitäre Induktivitäten im Ansteuerkreis eines IGBT Quelle: Dissertation Jürgen Böhmer

Das Einschalten des IGBT (die Kommutierung von der Freilaufdiode auf den IGBT) zeigt Abbildung 21. Zunächst kann davon ausgegangen werden, dass sich der Strom durch die Lastdrossel während des kurzen Kommutierungsvorgangs nicht wesentlich ändert. Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird in der Ansteuerschaltung die Steuerspannung von -15V auf +15V umgeschaltet. Der Sprung in der gemessenen Gate-Emitter-Spannung ist eine Konsequenz aus dem induktiven Spannungsteiler im Steuerkreis (Abbildung 22).

Jetzt werden die Eingangskapazitäten des IGBT umgeladen, wobei die Umladegeschwindigkeit und damit die Schaltgeschwindigkeit über einen Widerstand in der Ansteuerschaltung (den sogenannten  $R_{gon}$ ) einstellbar sind. Zum Zeitpunkt  $t_1$  hat die Gate-Emitter Spannung die Thresholdspannung des MOS-Kanals überschritten, der IGBT wird leitfähig, der Anstieg des Kollektorstroms beginnt. Die parasitäre Induktivität im Kommutierungskreis führt zu einem leichten Einbruch der Kollektor-Emitter-Spannung.

Zum Zeitpunkt  $t_2$  hat der Kollektorstrom den Laststrom erreicht, jetzt wird der Anodenstrom durch die Diode negativ und räumt das Plasma aus. Kurze Zeit später (noch vor  $t_3$ ) kann die Diode Spannung aufnehmen, die Kollektor-Emitter-Spannung geht jetzt stärker zurück. Zum Zeitpunkt  $t_3$  erreicht der Reverse-Recovery Strom der Diode sein Maximum, zum Zeitpunkt  $t_4$  ist das Plasma in der Diode ausgeräumt. Die Spannungstransiente ist während dieser Zeit durch das Umladen der Millerkapazität ( $C_{CG}$ ) bestimmt und kann durch den Gatestrom der Ansteuerung eingestellt werden. Wegen der starken Zunahme der Millerkapazität bei kleiner werdender Kollektor-Emitter-Spannung wird das  $du/dt$  sehr flach, bis bei  $t_5$  der IGBT vollständig eingeschaltet ist. Das gleichzeitige Auftreten von Kollektor-Emitter-Spannung und Kollektorstrom führt zu signifikanten Schaltverlusten, die umso größer sind, je länger der Schaltvorgang dauert.

Die Schaltgeschwindigkeit kann durch die IGBT-Ansteuerung eingestellt werden, wird jedoch nicht durch den IGBT selber begrenzt, der auch deutlich schneller einschalten könnte. Begrenzend ist die Belastung der Diode, deren Plasma ausgeräumt werden und die dabei gleichzeitig Spannung aufnehmen muss.

Abbildung 23 zeigt typische Reverse-Recovery Verläufe mit den Belastungsgrenzen. Im Fall der 1700 V Diode (oben) hat eine zu hohe Schaltgeschwindigkeit des IGBT zu einem Abriss des Diodenstroms geführt. Wegen der parasitären Induktivitäten im Kommutierungskreis kommt es zu einer hohen Spannungsspitze, die zu einer Zerstörung von Diode oder antiparallelem IGBT durch Überspannung führen kann, und zu Oszillationen, die EMV Probleme im Umrichter nach sich ziehen können. Beide Effekte werden neben der Schaltgeschwindigkeit von der parasitären Induktivität im Kommutierungskreis bestimmt. Deshalb ist es wichtig, diese Induktivität so klein wie möglich zu halten.

Bei der 6500 V Diode ist zusätzlich die Schaltleistung  $P$  als Produkt aus Spannung und Strom eingetragen. Die Schaltleistung ist ein Maß für die innere Feldstärkebelastung und bei hochsperrenden Dioden eine Belastungsgrenze. Durch Reduktion der Schaltgeschwindigkeit des IGBT kann die Schaltleistung in der Diode reduziert werden. Die erste Spitze in der Schaltleistung kann zudem durch eine Reduktion der parasitären Induktivität im Kommutierungskreis verkleinert werden.

Bei der Dimensionierung der Diode können, in gewissen Grenzen, die Reverse-Recovery Ladung und damit Einschaltverluste des IGBT und Reverse-Recovery Verluste der Diode auf Kosten einer erhöhten Diodendurchlassspannung reduziert werden.

Ziel der Einstellung der Ansteuerung ist es, die Schaltgeschwindigkeit so hoch wie möglich und damit die IGBT-Einschaltverluste so niedrig wie möglich zu halten, ohne dass es zu einer Überlastung der Dioden kommt. Beachtet werden muss dabei der deutliche Einfluss der Streuung von Parametern des IGBT (insbesondere Thresholdspannung) und der Ansteuerung (treibende Spannung).

Sowohl Schaltleistung als auch die Neigung zum Stromabriss nehmen mit höherer Zwischenkreisspannung zu. Für die Einstellung der Ansteuerschaltung des IGBT muss daher die höchste Zwischenkreisspannung, bei der der Umrichter noch getaktet werden soll, definiert werden. Die Stromabhängigkeit ist von der Art der Ansteuerung des IGBT abhängig, üblicherweise treten die höchsten Diodenbelastungen bei niedrigen (Stromabriss) bis mittleren (Schaltleistung) Strömen auf.

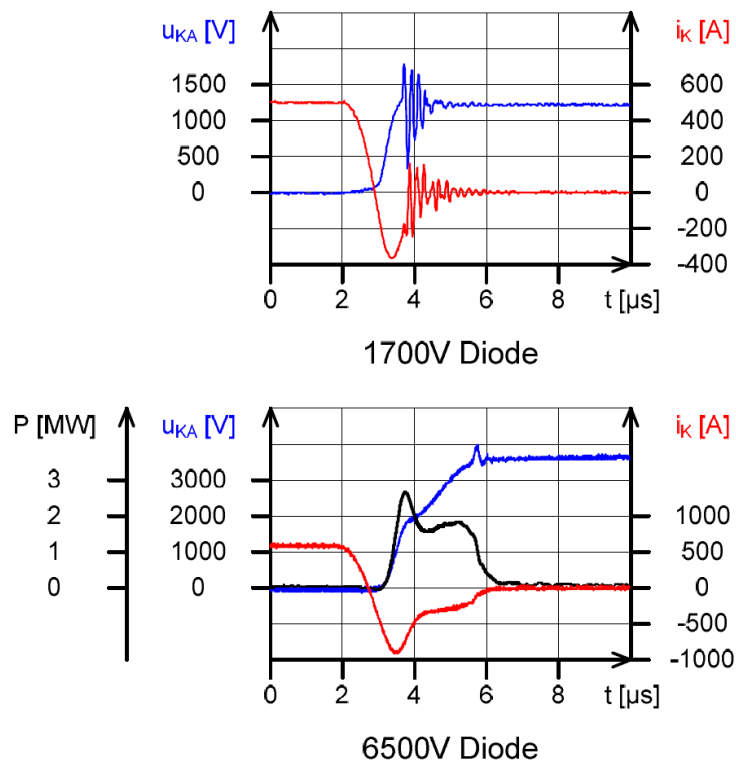


Abbildung 23: Reverse-Recovery Vorgang von Freilaufdioden

## 4.2 Kommutierung vom IGBT auf die Freilaufdiode

Die Kommutierung vom IGBT auf die Freilaufdiode, das Ausschalten des IGBT, zeigt Abbildung 24. Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird wiederum die Steuerspannung in der Ansteuer-schaltung von +15 V auf -15 V umgeschaltet. Die Umladegeschwindigkeit der Eingangs- kapazität des IGBT wird wiederum durch einen Widerstand, den  $R_{goff}$ , eingestellt. Zum Zeitpunkt  $t_1$  ist das Gate soweit entladen, dass der Kanal nicht mehr den erforderlichen Elektronenstrom führen kann, der Abschaltvorgang beginnt. Die Kollektor-Emitter- Spannung steigt dabei zunächst nur langsam, da die bei kleiner Spannung sehr große Millerkapazität umgeladen werden muss.

In diesem Fall ist der  $R_{goff}$  relativ groß, so dass das Gate noch während der gesamten Spannungsflanke im Eingriff ist. Dies führt zu erhöhten Ausschaltverlusten, reduziert aber die elektrische Feldstärke im IGBT. Bis die Kollektor-Emitter-Spannung die Zwischenkreis- spannung erreicht hat ( $t_2$ ), muss der Laststrom noch weiter durch den IGBT fließen. Erst dann kann er in die Diode kommutieren. Dabei führt die steile Stromgradienten zu einer Spannung an der parasitären Induktivität im Kommutierungskreis. Zusammen mit der – allerdings relativ kleinen – Forward-Recovery Spannung der Diode addiert sich diese auf die Zwischenkreisspannung und führt bei  $t_3$  zu einer Spannungsspitze am IGBT. Diese darf die zulässige Sperrspannung des IGBT und seiner antiparallelen Diode nicht über- schreiten. Der Abschaltvorgang wird mit einem Tailstrom abgeschlossen, der die restliche Ladung aus dem IGBT ausräumt.

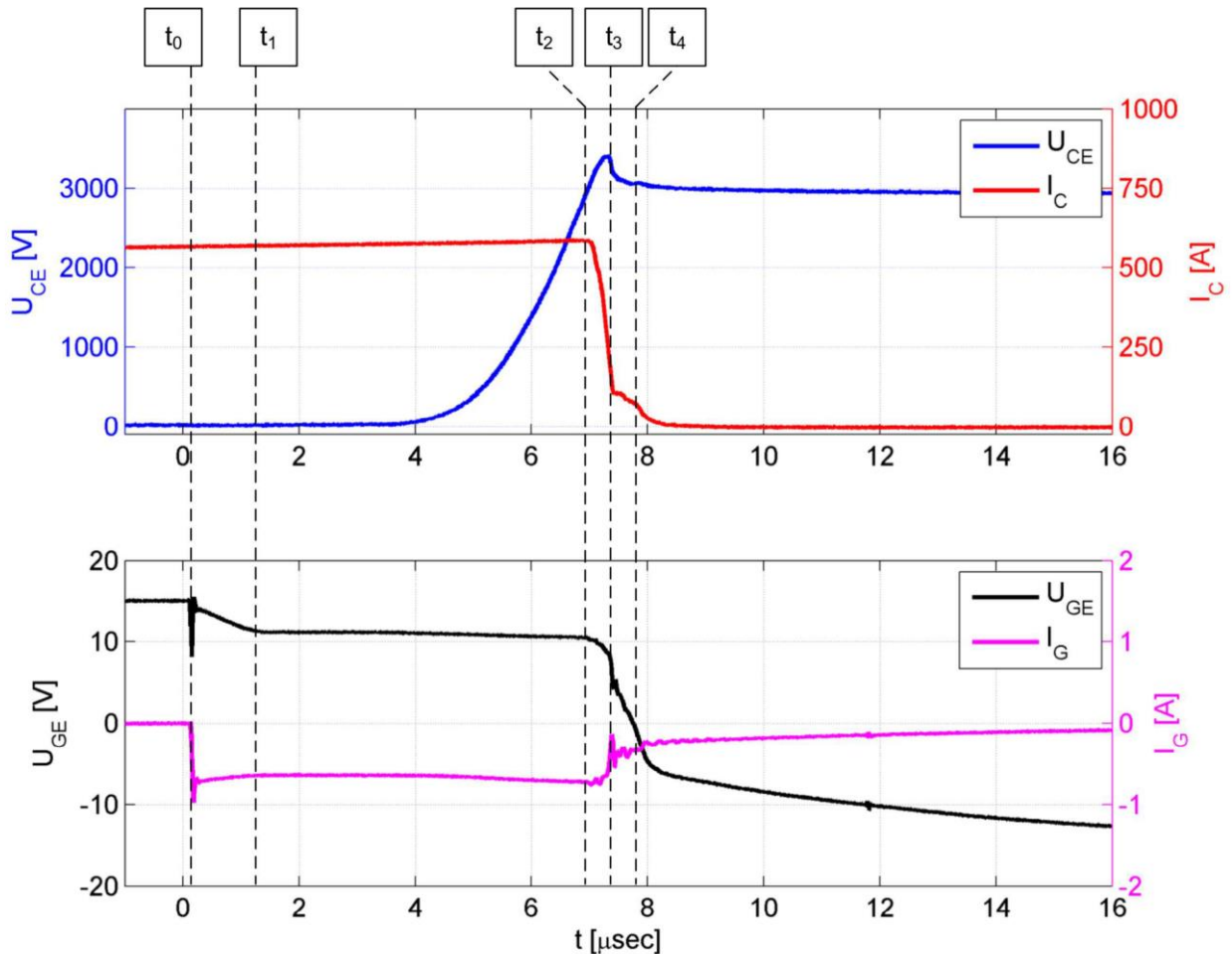


Abbildung 24: Spannungs- und Stromverläufe am IGBT beim Ausschalten am Beispiel eines 6,5kV / 600 A IGBT (Kommutierung vom IGBT auf die Freilaufdiode)  
Quelle: Dissertation Jürgen Böhmer

Wesentliche Belastungsgröße beim Ausschalten des IGBT sind die Spitze der Kollektor- Emitter-Spannung und bei hochsperrenden IGBT ( $> 3,3 \text{ kV}$ ) die Feldstärkebelastung. Beides steigt mit steigender Zwischenkreisspannung und steigendem Strom. Neben der maximalen Spannung, bei der der Umrichter getaktet werden soll, ist also auch der maximal abschaltbare Strom zu definieren.

Die auszuräumende Ladung und damit die Ausschaltverluste des IGBT sind umso höher, je niedriger die Durchlassspannung ist. Auch an dieser Stelle gibt es bei der Dimensionierung des Leistungshalbleiters also eine Optimierungsmöglichkeit.

Die Steilheit der Spannungsflanke und damit die innere Feldstärkebelastung sind durch den Ausschaltwiderstand  $R_{\text{goff}}$  gut steuerbar. Die Überspannungsspitze reagiert allerdings erst bei sehr großen Ausschaltwiderständen, was zu stark erhöhten Schaltverlusten führt. Daher kommen relativ komplizierte active clamping Schaltungen zum Einsatz, die den IGBT bei zu hoher Spannung wieder leicht aufsteuern und so die Steilheit der Strom- flanke reduzieren.

Das Forward-Recovery Verhalten der Diode wird üblicherweise nicht näher betrachtet, die Verluste sind vernachlässigbar klein. Lediglich bei sehr hoch sperrenden IGBT ( $> 3,3 \text{ kV}$ ) treten merkliche Forward-Recovery Spannungen auf, die den antiparallelen IGBT in Rückwärtsrichtung belasten.

## 5. Belastungsgrenzen von Leistungshalbleitern

Die wichtigsten auslegungsrelevanten Grenzen für Leistungshalbleiter sind Spannung (bzw. elektrische Feldstärke), Strom und Temperatur.

### 5.1 Spannung

Der Datenblattwert für die Sperrspannung ist nur kurzzeitig zulässig. Getestet wird er üblicherweise mit einem 10ms Sinushalbwellenpuls. Relevant ist er für die Überspannung beim IGBT-Abschalten oder beim Dioden Reverse Recovery. Wegen der Abhängigkeit der Durchbruchfeldstärke von der Temperatur gibt es auch eine merkliche Abhängigkeit der maximal zulässigen Spannung von der Temperatur. Der Datenblattwert bezieht sich üblicherweise auf Raumtemperatur und wird bei niedrigeren Temperaturen nicht erreicht. Aus der Überspannung beim IGBT Abschalten ergibt sich die maximal kurzzeitig zulässige Zwischenkreisspannung.

Bei hochsperrenden IGBT (3,3 kV und höher) muss zudem noch die Feldstärkeüberhöhung während der Schaltvorgänge beachtet werden. Die maximal zulässige Zwischenkreisspannung ergibt sich dann aus der Abschalt- bzw. Reverse-Recovery-Robustheit und liegt etwas bei 70% der Sperrspannung.

Für Zeiten im Sekundenbereich und darüber besteht die Gefahr des thermischen Weglaufens. Die Spannung sollte dann auf einen Wert von etwa 80% der Sperrspannung begrenzt bleiben. Relevant ist diese Grenze für transiente Erhöhungen der Zwischenkreisspannung ohne Taktung in Folge von Fehlerzuständen im Umrichter.

Die dauerhaft zulässige Sperrspannung (und damit die dauerhaft zulässige Zwischenkreisspannung) ist durch die Ausfallrate durch Höhenstrahlung begrenzt. Bei der Höhenstrahlung handelt es sich um Sekundärstrahlung kosmischer Strahlung. Trifft sie in einem Leistungshalbleiter auf einen Bereich hoher Feldstärke, so löst sie eine massive Generation von Ladungsträgern aus, es bildet sich ein Stromkanal im Bauelement, welches dann durch starke Überhitzung ausfällt.

Die Ausfallrate durch Höhenstrahlung zeigt eine exponentielle Abhängigkeit von der Spannung, wodurch bei einem 1700 V IGBT bereits eine Spannungserhöhung von 100 V ausreicht, um von einem völlig unkritischen Bereich in einen mit inakzeptabel hohen Ausfallraten zu geraten. Außerdem ist die Ausfallrate stark von der Temperatur abhängig, wegen der bereits erwähnten Temperaturabhängigkeit der Durchbruchfeldstärke ist sie bei niedrigen Temperaturen deutlich höher. Besonders kritisch ist in dieser Hinsicht also ein Umrichterbetrieb mit sehr geringer Last bei niedrigen Außentemperaturen. Naheliegenderweise erhöht sich die Ausfallrate durch Höhenstrahlung zudem mit der Aufstellhöhe des Umrichters.

Die experimentelle Ermittlung der Ausfallrate erfolgt entweder bei sehr hohen (nicht applikationsrelevanten) Spannungen auf Berggipfeln mit natürlicher Strahlung oder bei applikationsrelevanten Spannungen an künstlichen Strahlungsquellen mit beschleunigten Versuchen. Gerade der applikationsrelevante Bereich niedriger Ausfallraten ist damit mit gewissen Unsicherheiten behaftet.



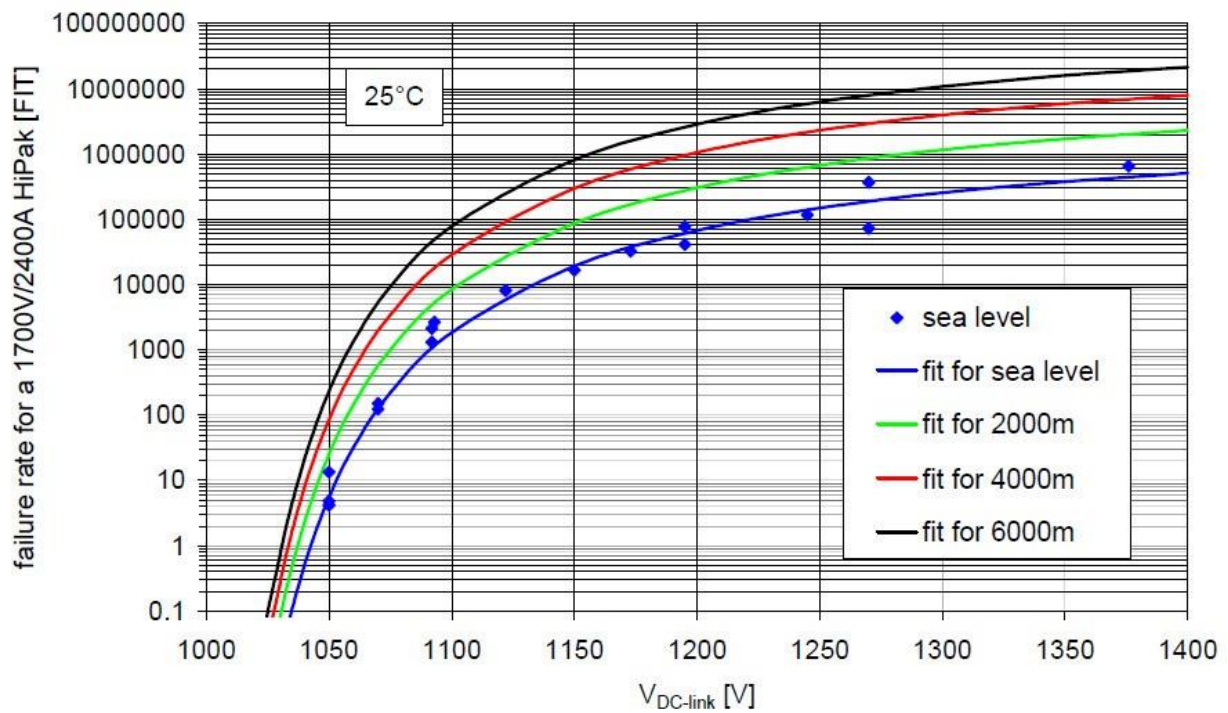
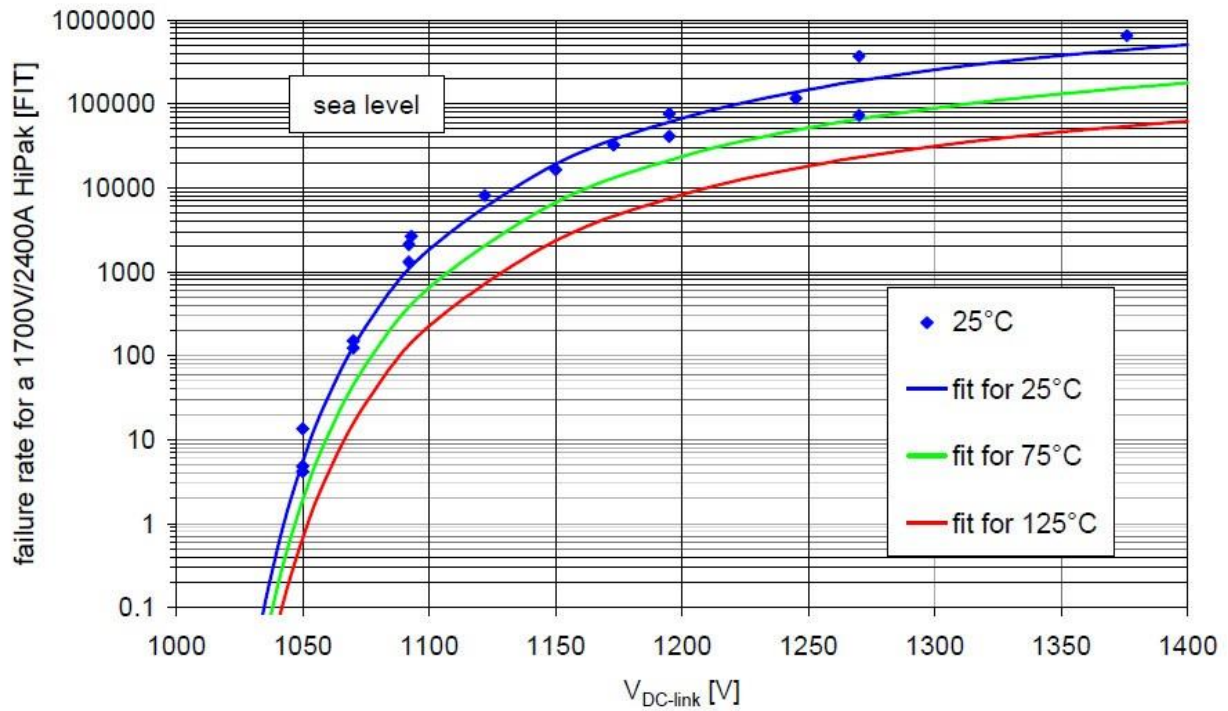


Abbildung 25: Ausfallrate durch Höhenstrahlung – 1700 V IGBT Modul  
 Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur und der Aufstellhöhe  
 Quelle: ABB application note

## 5.2 Strom

Der Laststrom ist durch zweierlei Mechanismen auslegungsbegrenzend. Zum einen ist das Abschaltvermögen des IGBT vom Strom abhängig. Dabei gibt es eine deutliche Abhängigkeit von der Spannungsklasse. Während 1,7 kV IGBT üblicherweise bis zur Entsättigung abschalten können und es daher keine technisch begründete Grenze gibt (allenfalls ist die Stückprüfung nur bis zum doppelten Nennstrom erfolgt), ist bei 6.5 kV IGBT die Grenze eher durch das Vermögen des Leistungshalbleiters gegeben. Aber auch in diesem Fall gibt es noch eine Abhängigkeit von der Ansteuerung. Im Vergleich dazu haben abschaltbare Thyristoren (IGCT) eine tatsächlich technisch begründete harte Grenze für den abschaltbaren Strom. Relevant ist diese Abschaltstromgrenze vor allem für Fehlerfälle. Durch den notwendigen Abstand zwischen maximalem betriebsmäßigen Strom und den Abschaltsschwellen im Fehlerfall ergibt sich eine Rückwirkung auf den betriebsmäßig zulässigen Strom.

Zum anderen führt der Strom zur Erwärmung des Bauelementes, wodurch aus der Stromgrenze eine Temperaturgrenze wird.

## 5.3 Temperatur

In Datenblätter sind verschiedene Grenztemperaturen für die Leistungshalbleiter angegeben, relevant ist dabei die (niedrigere) Grenze für die Temperatur im getakteten Betrieb. Üblich sind hierfür 150°C oder bei sehr hohen Sperrspannungen (6,5 kV) 125°C. Auch wenn diese Grenze hart definiert ist, haben die dahinter stehenden Effekte eher eine weiche Temperaturabhängigkeit.

Insbesondere bei höher sperrenden IGBT lässt bei höheren Temperaturen die Abschalt- bzw. Reverse-Recovery Robustheit nach. Bei unzulässig hoher Sperrschichttemperatur kann es daher zu Abschaltversagern innerhalb des eigentlich zulässigen Bereichs für Spannung und Strom kommen.

Bei einer deutlichen Temperaturüberhöhung kann das Chiploot aufschmelzen. Wenn die Module dann senkrecht montiert sind, verrutscht der Chip, Isolationsstreifen auf dem Substrat werden überbrückt.

Insbesondere wenn die Temperaturerhöhung durch einen Kühlausfall verursacht wird, können die bei hoher Temperatur erheblich höheren Sperrströme zum thermischen Weglaufen führen. Resultat sind dann Sperrversager.

Dauerhaft führen höhere Temperaturen zu höheren Lastwechselbeanspruchungen, mit allen oben besprochenen Schädigungsmechanismen.

Die maximale Sperrschichttemperatur ist das wichtigste Auslegungskriterium für Umrichter, berücksichtigt werden müssen dabei zulässige Überlastfälle. Die Auslegung kann dabei entweder für Dauerbetrieb erfolgen, oder – insbesondere bei Luftkühlung mit recht großen thermischen Zeitkonstanten – für Kurzzeitbetrieb, Aussetzbetrieb oder ununterbrochenen periodischen Betrieb. In Anwendungen mit starken Belastungswechseln – wie sie z.B. Windenergieanlagen darstellen – kann die im Prinzip zulässige Sperrschichttemperatur oft nicht erreicht werden, weil wegen der begrenzten Lastwechselfestigkeit ein Derating erforderlich ist.

## 6. Spannungszwischenkreisumrichter

Spannungszwischenkreisumrichter (auch als Pulswechselrichter bezeichnet, obwohl dazu auch die getakteten Stromzwischenkreisumrichter gehören) in Zweipunkttechnik sind heute die dominierenden Umrichter für die Antriebs- und Energietechnik.

Abbildung 26: Spannungszwischenkreis-Umrichter – eine Phase und Sinus-Dreieck-Modulation

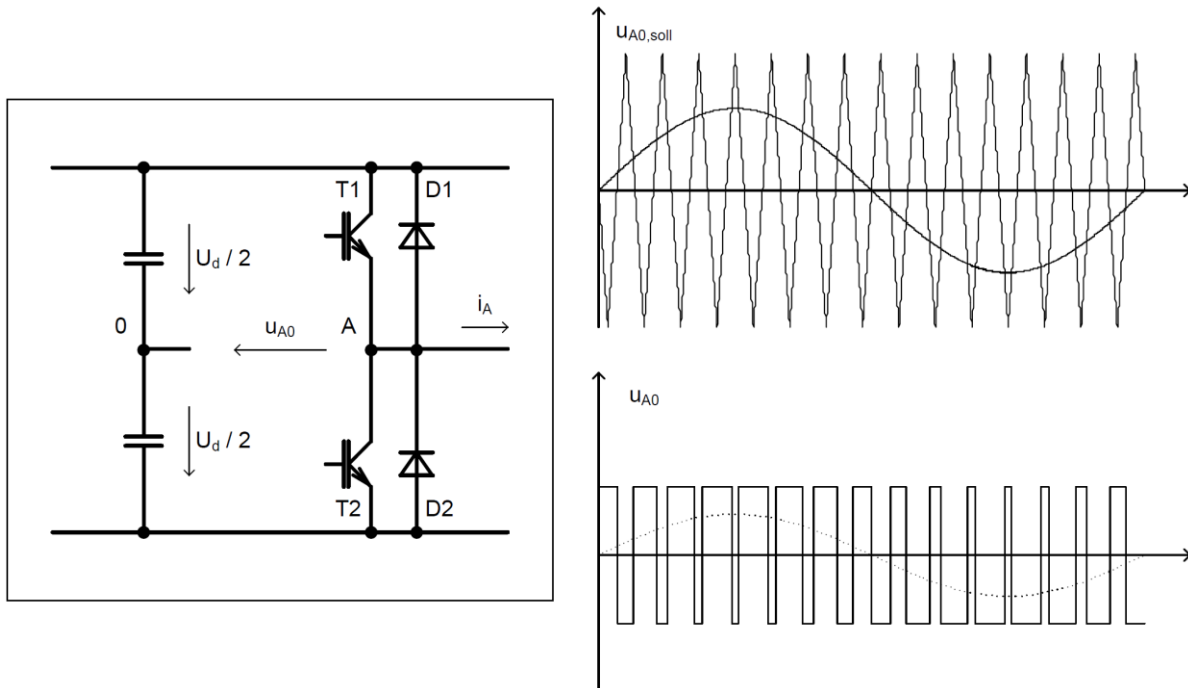


Abbildung 26 zeigt eine Phase eines Spannungszwischenkreisumrichters mit IGBT. Der geteilte Zwischenkreis dient lediglich dazu, ein Bezugspotential für die Ausgangsspannung zu definieren, beim realisierten Umrichter muss dieser Mittelpunkt nicht ausgeführt sein.

Zwei als Schalter betriebene Transistoren (entweder ganz ein oder ganz aus, Linearbetrieb ist aus Verlustgründen nicht zulässig) ermöglichen theoretisch vier Schaltzustände, von denen zwei sinnvoll sind (T1 oder T2 ein), einer verboten (T1 und T2 ein führt zum Brückenkurzschluss und muss sicher vermieden werden) und einer zwar zulässig ist, jedoch zu einer laststromrichtungsabhängigen Ausgangsspannung führt (T1 und T2 aus).

In erster Näherung wird daher immer genau ein Transistor eingeschaltet. Real müssen, um den Brückenkurzschluss sicher zu vermeiden, beim Umschalten kurzzeitig beide Transistoren ausgeschaltet sein. Abbildung 27 zeigt, wie in der Verriegelungszeit (auch Totzeit oder Sperrzeit genannt), die Ausgangsspannung stromrichtungsabhängig ist. Dieser Zustand wird daher so kurz wie möglich gehalten.

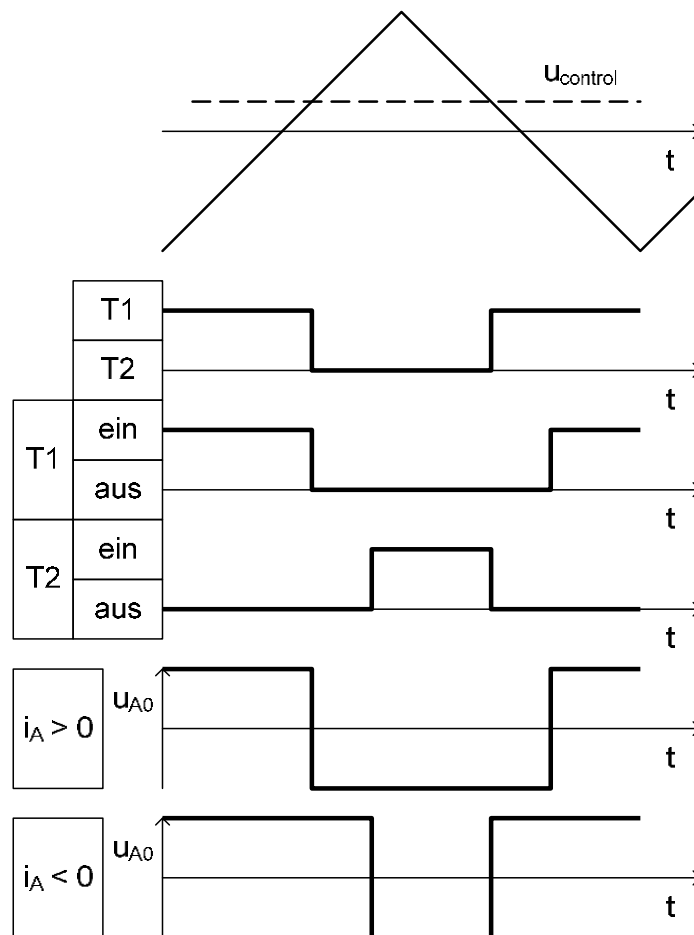


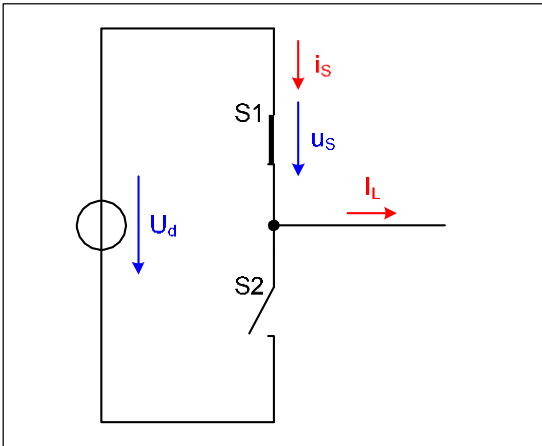
Abbildung 27: Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Stromrichtung während der Verriegelungszeit

Wenn die Anforderungen an die Leistungshalbleiter im Spannungszwischenkreis-Umrichter abstrakt betrachtet werden, so ergibt sich die Notwendigkeit eines leistungselektronischen Schalters, der in beiden Richtungen Strom führen und in einer Richtung Spannung sperren kann. Außerdem muss sichergestellt sein, dass immer ein Schalter sperrt (was durch die eben diskutierte Verriegelungszeit realisiert wird) und dass der Laststrom immer fließen kann (was durch die Dioden realisiert wird). Diese Anforderungen können durch MOSFET (mit Bodydiode) oder durch IGBT oder IGCT mit antiparalleler Diode erfüllt werden (Abbildung 28).

Für die weiteren Betrachtungen wird davon ausgegangen, dass übergangslos zwischen den beiden Zuständen „T1 ein“ und „T2 ein“ umgeschaltet werden kann. Ebenso werden betriebspunktabhängige Schaltzeiten und Durchlassspannungen vernachlässigt. Die Leistungshalbleiter können dann durch Umschalter ersetzt werden.

Anforderung:

Realisierung:



- Sperren: unidirektional sperrfähig
- Leiten: bidirektional leitfähig
- sicherstellen, dass  $I_L$  immer fließen kann
- sicherstellen, dass  $U_d$  immer gesperrt wird

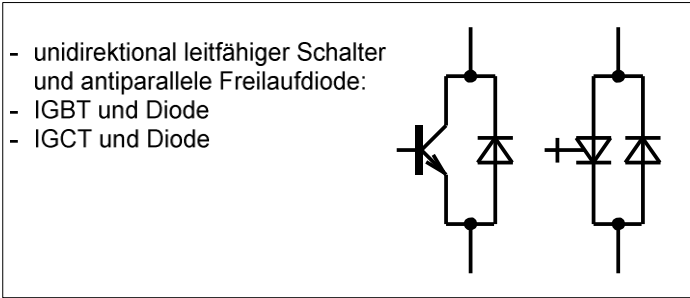
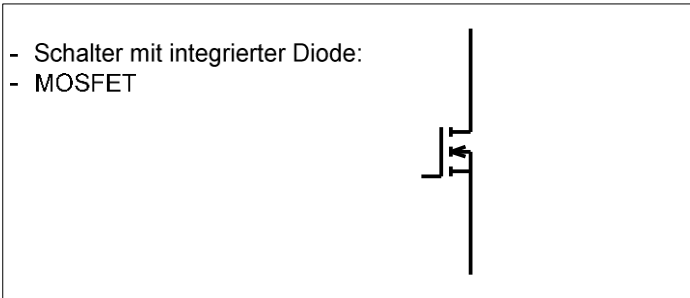


Abbildung 28: Anforderungen an und Realisierungsmöglichkeiten leistungselektronischer Schalter im Spannungszwischenkreis-Umrichter

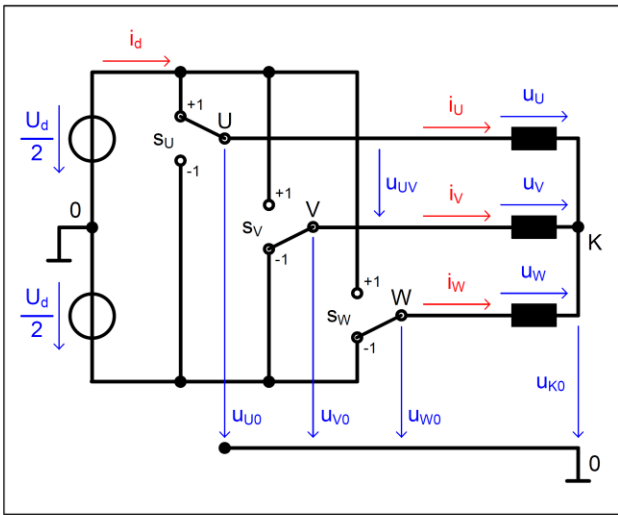
### 6.1 Spannungsbildung im Spannungszwischenkreisumrichter

Die Darstellung eines dreiphasigen Spannungszwischenkreis-Umrichters mit Umschaltern zeigt Abbildung 29. Die auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises bezogene Ausgangsspannung kann nur die Momentanwerte  $+U_d/2$  und  $-U_d/2$  annehmen. Dies entspricht einer Schaltfunktion von  $+1$  bzw.  $-1$ .

Durch Mittelung über eine Periode der Schaltfrequenz ergibt sich der Kurzzeitmittelwert. Er kann beliebige Werte zwischen  $+U_d/2$  und  $-U_d/2$  annehmen. Entsprechend liegt der Kurzzeitmittelwert der Schaltfunktion zwischen  $+1$  und  $-1$ . Wird der Kurzzeitmittelwert der Schaltfunktion mit einer Sinusfunktion moduliert, so spricht man von der Modulationsfunktion. Sie hat eine Amplitude, den Modulationsgrad  $M$  und eine Kreisfrequenz. Der Modulationsgrad wird hier definiert als der Quotient aus der Amplitude des Sollwertes der auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises bezogenen Ausgangsspannung und der halben Zwischenkreisspannung. Bei Sinus-Dreieck-Modulation kann der so definierte Modulationsgrad zwischen 0 und 1 liegen.

Für den Grundschwingungseffektivwert der – wiederum auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises bezogenen – Ausgangsspannung der Phase  $U$  gilt

$$U_{U0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot M \cdot \frac{U_d}{2}$$



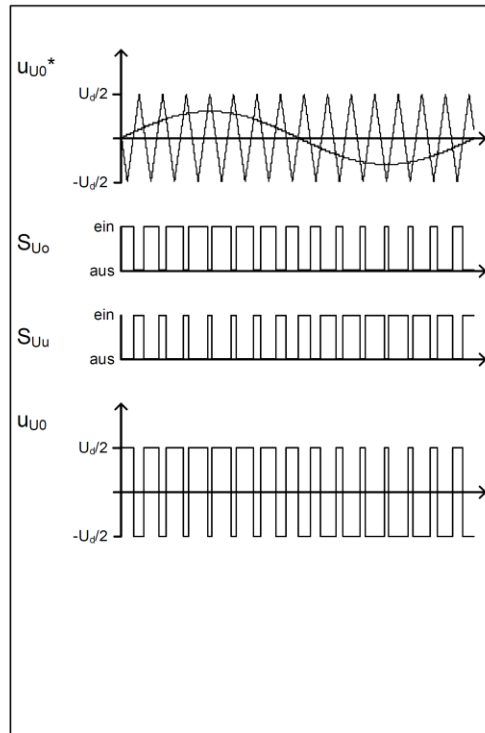
**Schaltfunktion  $s_U$ :**

$S_{Uo}$  ein,  $S_{Uu}$  aus:  $s_U=1$

$S_{Uo}$  aus,  $S_{Uu}$  ein:  $s_U=-1$

- Momentanwert der Ausgangsspannung:

$$u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_d}{2}$$

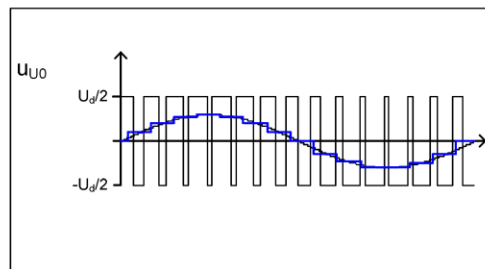


**Kurzzeit-Mittelwert:**

Mittelwert über eine Periode der Schaltfrequenz  $f_S$

$$\bar{u}_{U0}(t) = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} u_{U0}(\tau) d\tau$$

Je höher die Schaltfrequenz ist, desto besser Kurzzeit-Mittelwert mit dem sinusförmigen Sollwert überein



**Modulationsfunktion  $m_U$ :**

Mittelwert der Schaltfunktion  $s_U$  über eine Periode der Schaltfrequenz  $f_S$

Momentanwert:  $u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_d}{2}$

Kurzzeit-Mittelwert:  $\bar{u}_{U0} = \bar{s}_U \cdot \frac{U_d}{2}$

Modulationsfunktion:  $m_U = \bar{s}_U$

$$m_U = M_U \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t)$$

**Modulationsgrad  $M_U$ :**

$$M_U = \frac{\hat{u}_{U0,soll}}{\frac{U_d}{2}} = \frac{\hat{u}_{U0,1}}{\frac{U_d}{2}}$$

Sinus-Dreieck-Modulation:

$$0 \leq M_U \leq 1$$

$\hat{u}_{U0,1}$ : Amplitude der Grundschwingung von  $u_{U0}$   
 $f_1$ : Frequenz der Grundschwingung von  $u_{U0}$

Abbildung 29: Nachbildung des Spannungszwischenkreis-Umrichters mit Umschaltern – Bildung des Momentanwertes und des Kurzzeitmittelwertes der Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung des Umrichters hat damit – bezogen auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises – zwei mögliche Potentiale. Bei einem dreiphasigen Umrichter mit in Stern geschalteter Last ergeben sich für die Spannung an einer Phase dieser Last fünf mögliche Werte (Abbildung 30). Das Spektrum dieser Spannung enthält die Grundschwingung und – bei Anwendung einer Pulsweitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz – die Seitenbänder der Vielfachen der Pulsfrequenz.

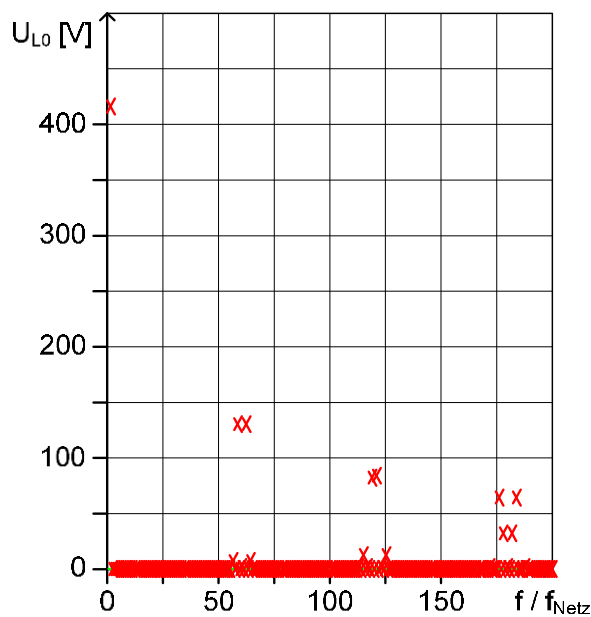
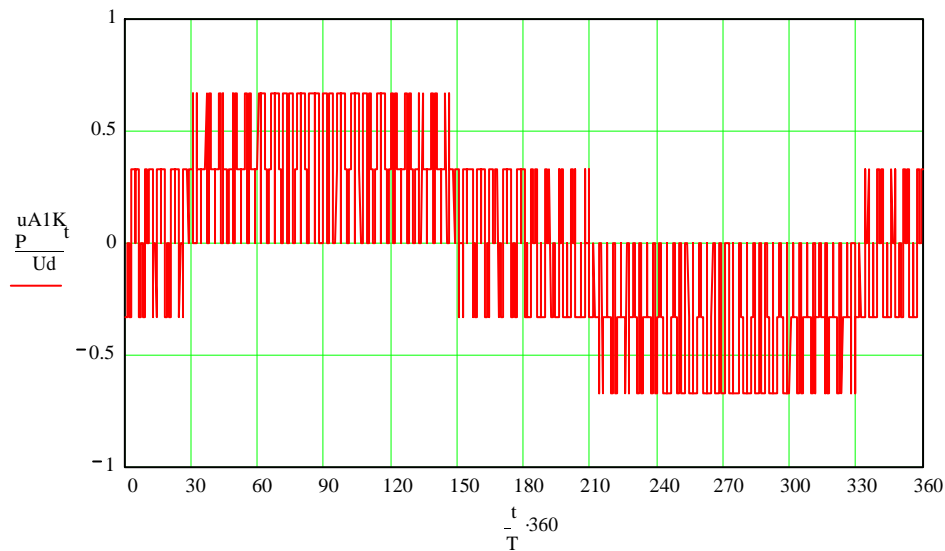


Abbildung 30: Zeitverlauf (oben) und Spektrum (unten) der Spannung über einer Phase der in Stern geschalteten Last über eine Periode der Grundschiwingung (60 fach Taktung)

Für die Berechnung von Strömen in der Last kann in erster Näherung mit dem Grundschiwingungseffektivwert der Umrichterspannung gearbeitet werden. Unsymmetrien werden ebenso vernachlässigt wie Oberschwingungen. Der Umrichter wird dann auf eine sinusförmige Spannungsquelle reduziert, für die Last – z.B. eine Maschine – kann das übliche Wechselstromersatzschaltbild verwendet werden. Abbildung 31 zeigt die Verhältnisse am Beispiel eines Umrichters zur Netzeinspeisung von Windenergie. Im weiteren Verlauf kann dann, wie in der komplexen Wechselstromrechnung üblich, mit Zeigerdiagrammen gearbeitet werden. Dargestellt sind die Verhältnisse bei reiner Wirk- sowie bei zusätzlicher Blindleistungseinspeisung.

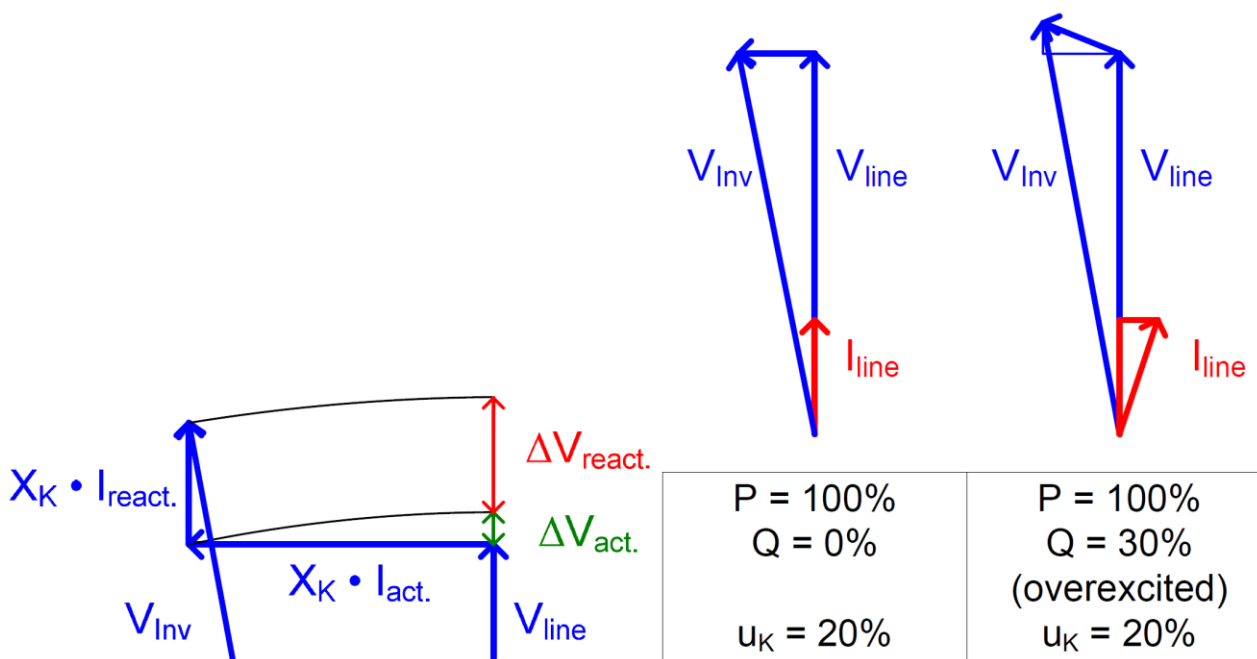
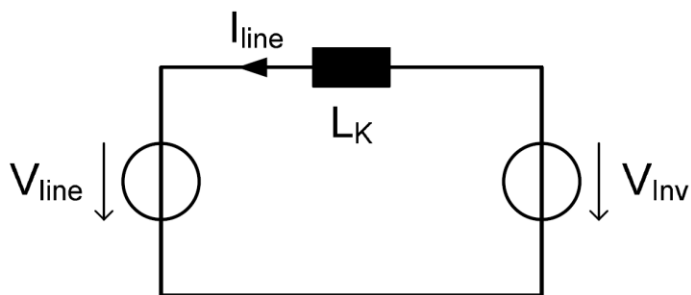
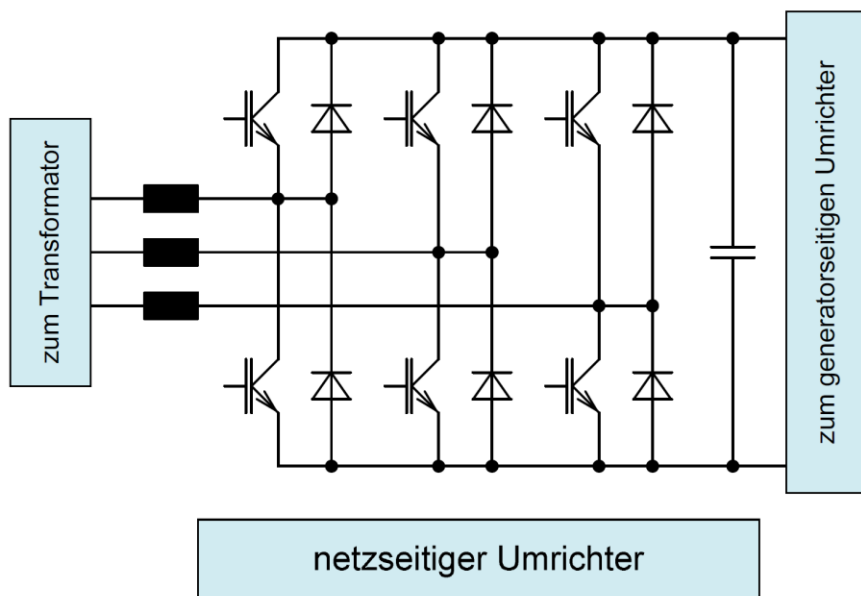


Abbildung 31: Reduktion des Umrichters auf eine einphasige Spannungsquelle, Zeigerdiagramm für den netzseitigen Umrichter eine Windenergieanlage



## 6.2 Verlustberechnung

Zur Ermittlung der Leistungsfähigkeit des Umrichters werden die Leistungshalbleiterverluste für die relevanten Betriebspunkte berechnet. Mit dem thermischen Modell wird dann überprüft, ob die zulässige Sperrschichttemperatur eingehalten wird. Dominante Einflussgröße für die Verluste ist naheliegenderweise der Laststrom. Der Nennstrom der IGBT gibt dabei einen ersten Hinweis auf den erreichbaren Strom, wobei die Leistungsfähigkeit stark von den Kühlbedingungen abhängig ist.

Bei bekannter Last kann die Verlustberechnung mit einem Schaltungssimulator erfolgen. Durchlassverluste werden aus der Durchlasskennlinie der Leistungshalbleiter ermittelt, die entweder dem Datenblatt oder eigenen Messungen entnommen wird. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die Leistungshalbleiterparameter einer fertigungsbedingten Streuung unterliegen. Für den Nennpunkt ist in Datenblättern daher oft auch ein worst case Durchlasswert angegeben. Die Durchlassspannung insbesondere von IGBT ist merklich temperaturabhängig. Dies kann in der Berechnung durch eine gekoppelte elektro-thermische Rechnung berücksichtigt werden. Alternativ kann immer von den Verlusten bei maximaler Sperrschichttemperatur ausgegangen werden. Dann werden in den meisten Fällen die Verluste bei niedrigen Sperrschichttemperaturen zu hoch gerechnet, die Rechnung befindet sich also auf der sicheren Seite. Selbst die Berechnung zu niedriger Verluste bei niedrigen Temperaturen wäre für die Ermittlung der Grenzleistungsfähigkeit unschädlich. Schaltverluste werden in Abhängigkeit der Augenblickswerte von Zwischenkreisspannung, Laststrom und ggf. Temperatur berechnet. Diese Parameterabhängigkeit ist dabei entweder in Gleichungen oder in Tabellen hinterlegt. Prinzipiell wäre es auch möglich, durch Multiplikation von Spannung und Strom die Verluste vom Schaltungssimulator direkt ermitteln zu lassen. Dazu wären allerdings aussagekräftige Leistungshalbleitermodelle erforderlich. Diese stehen zum einen meistens nicht zur Verfügung und führen zudem zu unverhältnismäßig hohen Simulationszeiten. Die Simulation mit idealen Schaltern und die parallele Verlustrechnung ist daher ein sinnvolles Verfahren.

Die Rechnungen können erheblich vereinfacht werden, wenn von einem sinusförmigen Strom, einer konstanten Zwischenkreisspannung und einer Pulsweitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz ausgegangen werden kann. Dies ist bei Umrichtern, die bei einer Ausgangsfrequenz von 50 Hz im Kilohertz-Bereich takten, mit ordentlicher Näherung der Fall. Die Berechnung erfolgt dann nicht über Augenblickswerte, sondern über Kurzzeitmittelwerte. Für eine Periode der Schaltfrequenz wird zunächst die mittlere Einschaltzeit (bzw. bei Dioden Stromführungsdauer) des betroffenen Leistungshalbleiters und dann daraus die mittleren Durchlassverluste berechnet. Die Schaltverluste werden über die Zeit verschliffen angesetzt.

Beispielhafte Verläufe für die relative Einschaltzeit (bei einer Aussteuerung von 0,8), den Laststrom und die mittleren Durchlassverluste und Schaltverluste zeigt Abbildung 32 für einen IGBT des Pulswechselrichters und Abbildung 33 für die antiparallele Diode. Aus Symmetrieüberlegungen folgt, dass die Verluste der anderen fünf IGBT und Dioden lediglich phasenverschoben auftreten. Bei den mittleren Durchlassverlusten ist der quadratische Term durch die Stromabhängigkeit der Durchlassspannung zu erkennen.

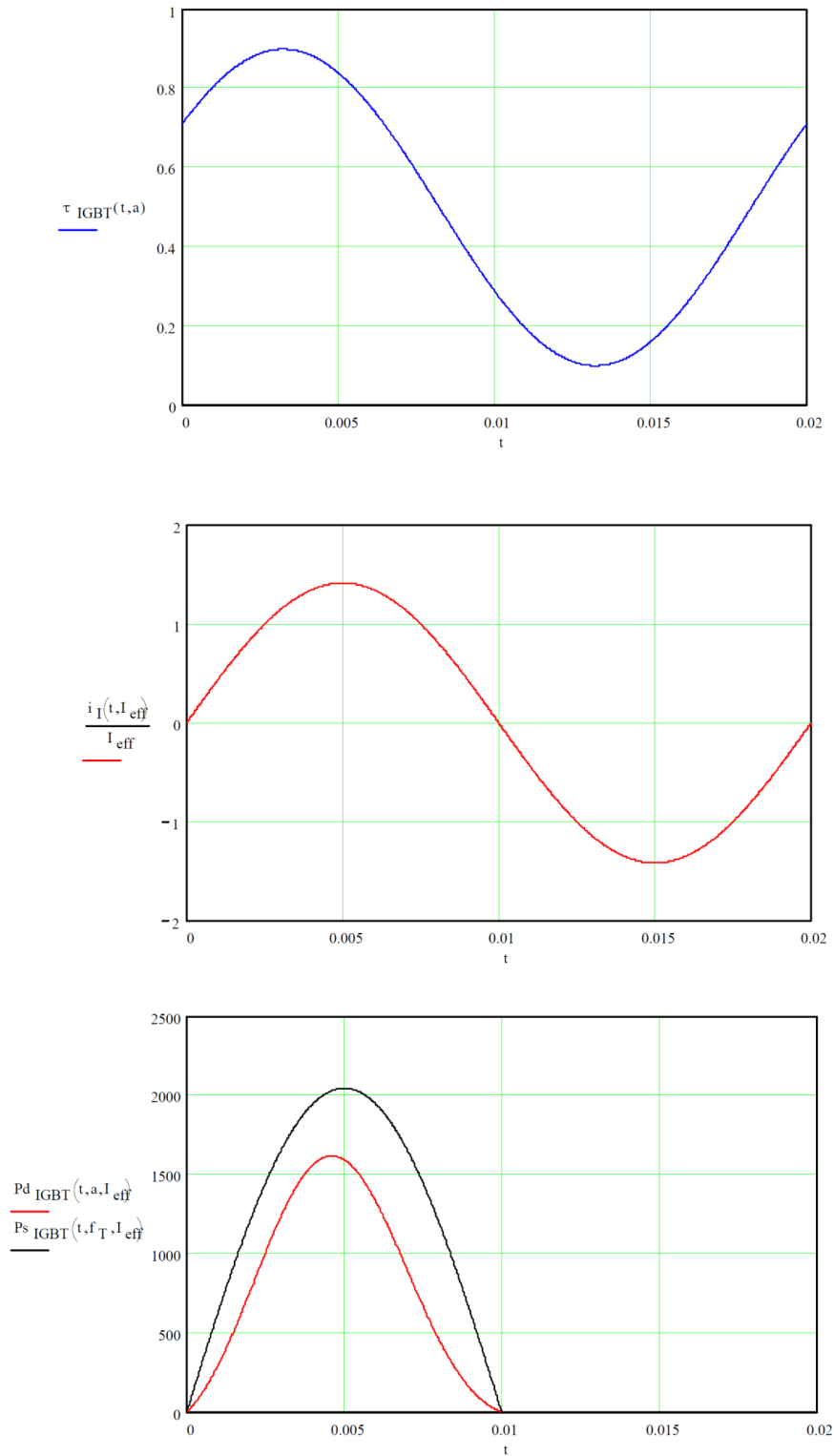


Abbildung 32: Zeitverlauf der mittleren Einschaltzeit des IGBT (oben), des Laststroms (Mitte) und der mittleren Durchlass- (unten, rot) und Schaltverluste (unten, schwarz) über eine Periode der Grundschiwingung

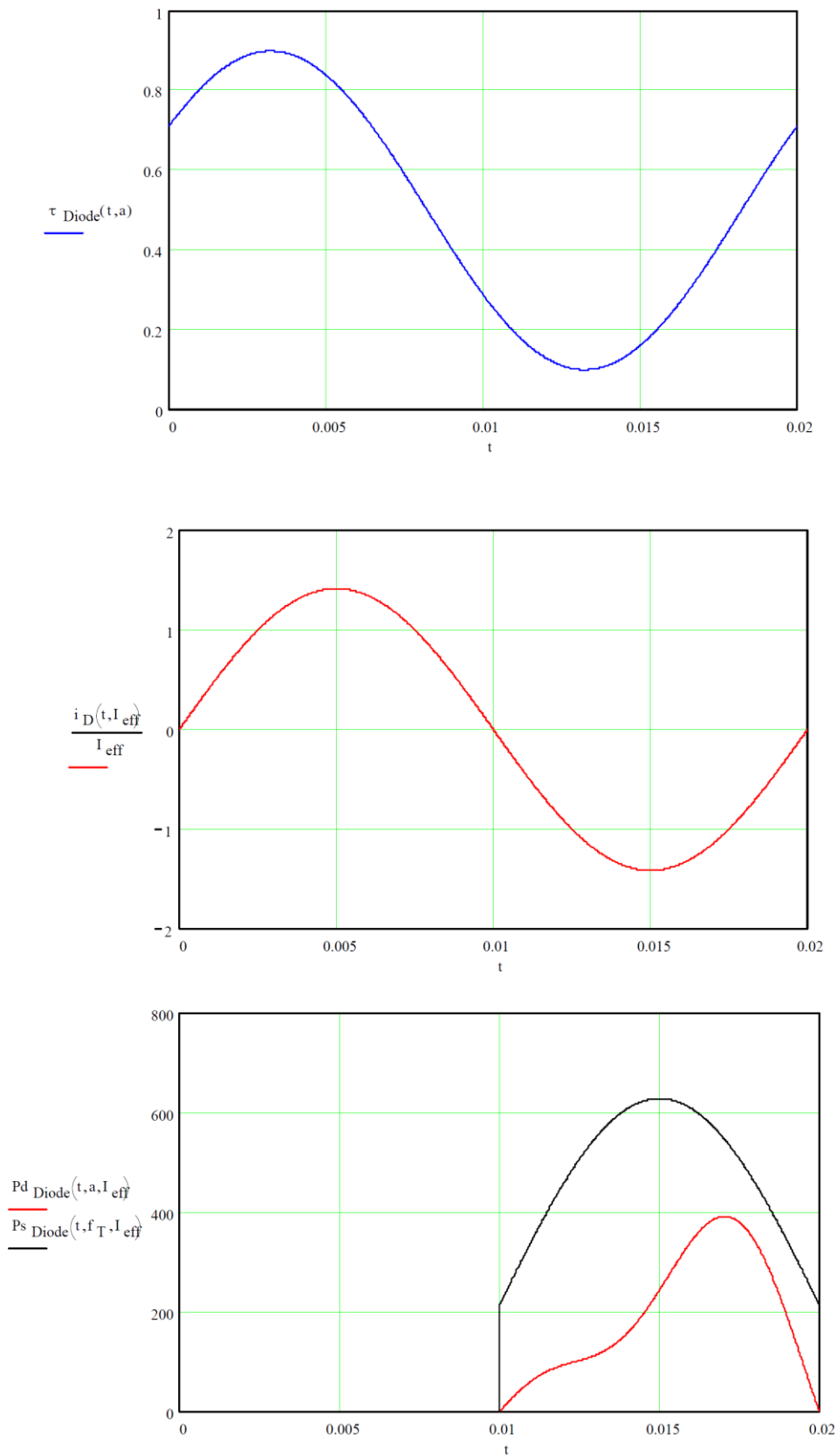


Abbildung 33: Zeitverlauf der mittleren Einschaltzeit der Diode (oben), des Laststroms (Mitte) und der mittleren Durchlass- (unten, rot) und Reverse-Recovery-Verluste (unten, schwarz) über eine Periode der Grundschwingung

Die IGBT Schaltverluste sind als linear vom Strom abhängig modelliert, die Dioden Reverse-Recovery Verluste haben einen stromunabhängigen Term, was für sehr kleine Ströme sicher nicht zutrifft, den größeren Wertebereich der Abhängigkeit der Verluste vom Strom aber recht ordentlich beschreibt.

Die Durchlassverluste sind vom Strom, dem Leistungsfaktor und der Aussteuerung abhängig, wobei Leistungsfaktor und Aussteuerung nur zu einer Verschiebung der Verluste zwischen IGBT und Diode führen. Die Schaltverluste sind vom Strom, der Zwischenkreisspannung und der Schaltfrequenz abhängig. Bei fester Zwischenkreisspannung sind damit Strom und Schaltfrequenz die wesentlichen Einflussfaktoren für die Gesamtverluste. Durchlassverluste treten im Wechselrichterbetrieb (Energiefluss vom Gleichspannungszwischenkreis in das Drehstromsystem) überwiegend in den IGBT auf, im Gleichrichterbetrieb überwiegend in den Dioden. Entsprechend sind im Wechselrichterbetrieb die IGBT leistungsbegrenzend, im Gleichrichterbetriebe die Dioden.

### 6.3 Rückwirkungen des nichtidealen Schaltverhaltens auf die Steuerkennlinie

Gegenüber dem idealen Umschalter führt das reale Schaltverhalten des IGBT zu Störungen der Steuerkennlinie des Umrichters, also des Zusammenhangs zwischen Aussteuerung und Ausgangsspannung. Diese Effekte werden hier am Beispiel eines Gleichstromstellers erläutert.

Den größten Einfluss unter den Nichtidealitäten hat die Verriegelungszeit zwischen den beiden Transistoren einer Phase, die erforderlich ist, um ein gleichzeitiges Einschalten beider Transistoren sicher zu verhindern.

Zunächst sei betrachtet, wie diese Verriegelungszeit dimensioniert werden muss. Abbildung 34 zeigt die wesentlichen Signale und Zeitverläufe für einen Kommutierungsvorgang vom IGBT auf die Freilaufdiode, also dem Abschalten des stromführenden IGBT. Von der Stromrichtersteuerung kommen die Ansteuersignale PWM(T1) und PWM(T2), die noch genau gleichzeitig umschalten. Im Block „Generierung Verriegelungszeit“ (der real auch noch in der Steuerung integriert sein könnte) erfolgt die Realisierung der Verriegelungszeit.

Dazu wird nach einem Flankenwechsel des PWM-Signals zum Zeitpunkt  $t_0$  das Signal mit der fallenden Flanke nur um die Signallaufzeit verzögert weitergegeben ( $t_{21}$ ). Dieses Signal – also das für den IGBT der abschalten soll – geht nun in die Treiberschaltung. Vor allem bedingt durch die Potentialtrennung ergibt sich eine weitere Verzögerungszeit, die hier als  $T_{dT}$  (delay Treiber) bezeichnet wird. Zum Zeitpunkt  $t_{22}$  beginnt die Gate-Emitter Spannung zu fallen. Es beginnt jetzt der bereits diskutierte Ausschaltvorgang. Zum Zeitpunkt  $t_{23}$  wird die Zwischenkreisspannung erreicht. Der Strom kommutiert in die Freilaufdiode. Zu diesem Zeitpunkt dürfte der gegenüberliegende IGBT stromführend werden. Die Zeit zwischen  $t_{22}$  und  $t_{23}$  wird hier IGBT-Ausschaltverzögerungszeit  $T_{d(aus)IGBT}$  genannt. Der Begriff der IGBT-Ausschaltverzögerungszeit wird in der Literatur und in Datenblättern sehr unterschiedlich verwendet. Die hier verwendete Definition vom Beginn der Änderung der Gate-Spannung bis zum Erreichen der Zwischenkreisspannung ist unüblich, aber im Vergleich zu vielen anderen Definitionen hilfreich.

Im Block „Generierung Verriegelungszeiten“ wird die steigende Flanke um eine Verriegelungszeit  $T_v$  verschoben. Das Ansteuersignal wird daher erst zum Zeitpunkt  $t_{11}$  an den Treiber des IGBTs weitergegeben, der einschalten soll. Nach Durchlaufen der Verzögerungszeit im Treiber, von der hier davon ausgegangen wird, dass sie unabhängig von der Polarität des Flankenwechsels ist, beginnt der Aufladevorgang des Gates. Es beginnt die hier als IGBT-Einschaltverzögerungszeit  $T_{d(ein)IGBT}$  bezeichnete Zeit bis bei  $t_{13}$  die Threshold-Spannung des IGBT erreicht wird und dieser Strom führen könnte.

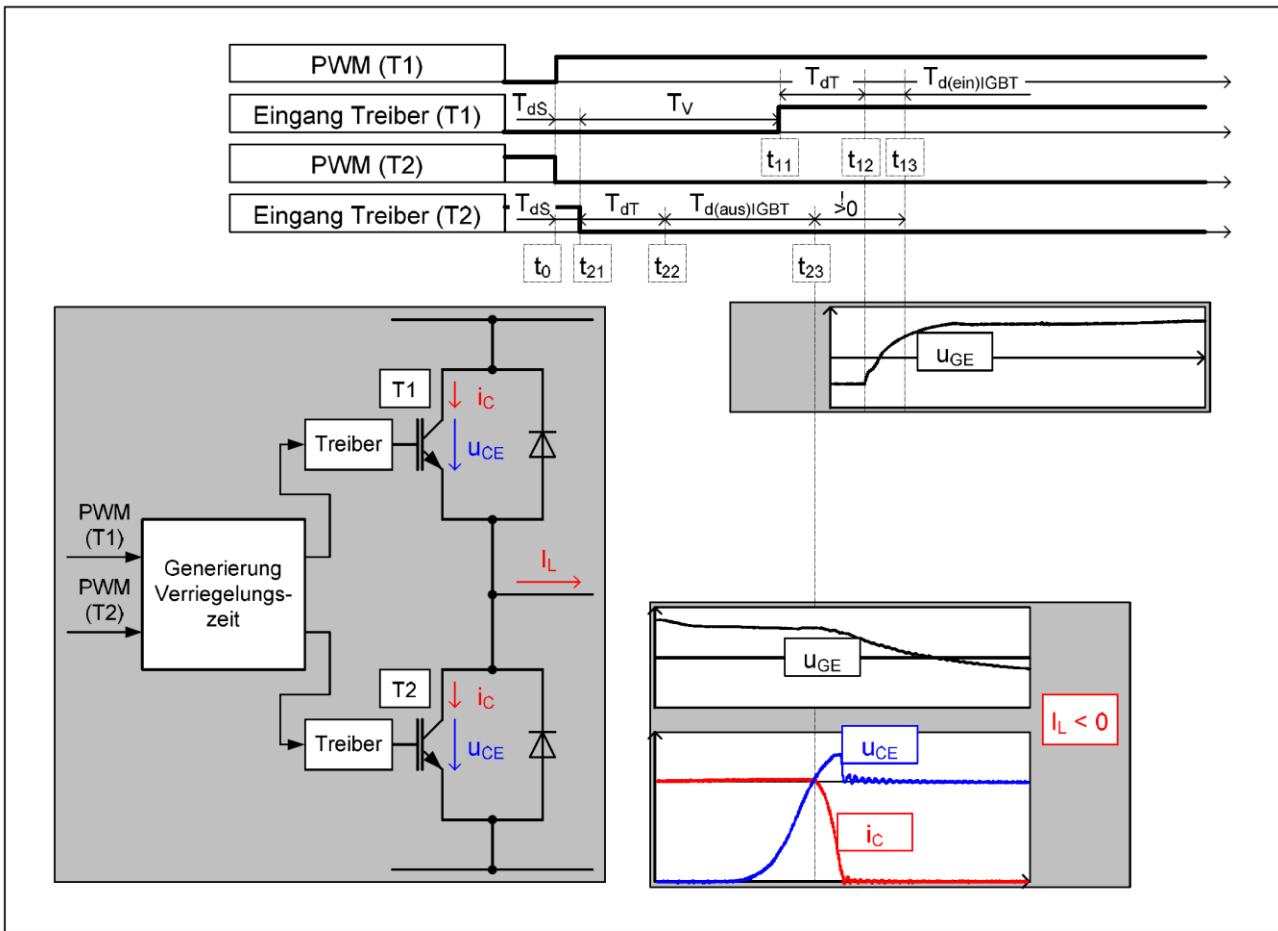


Abbildung 34: Zeitverläufe beim Umschalten von T2 auf T1 – Kommutierung vom IGBT auf die Freilaufdiode (Ausschalten des IGBT)

Der Zeitpunkt  $t_{13}$  muss nun hinter dem Zeitpunkt  $t_{23}$  liegen, wenn es nicht zu einem Querstrom durch beide IGBT kommen soll. Unter der Randbedingung gleicher Signallaufzeiten im Treiber ergibt sich, dass die Summe aus IGBT-Einschaltverzögerungszeit und Verriegelungszeit größer als die IGBT-Ausschaltverzögerungszeit sein muss. Beachtet werden muss dabei die Exemplarstreuung und Betriebspunktabhängigkeit dieser Zeiten. Während die IGBT-Einschaltverzögerungszeit zum einen kurz und zum anderen überwiegend nur von der Exemplarstreuung abhängig ist, ergibt sich für die IGBT-Ausschaltverzögerungszeit zusätzlich eine erhebliche Betriebspunktabhängigkeit. Wichtigste Parameter sind dabei die Zwischenkreisspannung (höhere Spannung führt zu längerer IGBT-Ausschaltverzögerungszeit) und der abzuschaltende Strom (niedrigerer Strom führt zu längerer IGBT-Ausschaltverzögerungszeit). Bei sehr kleinem Strom ist es auch zulässig, den gegenüberliegenden IGBT bereits vor Erreichen der Zwischenkreisspannung einzuschalten. Die Ausgangskapazitäten werden dann durch das Einschalten beschleunigt umgeladen. Bedingung ist, dass die Gate-Emitter Spannung des ausschaltenden IGBT bereits deutlich unter der Thresholdspannung liegt, was aber üblicherweise der Fall sein wird. Da die IGBT-Ausschaltverzögerungszeit deutlich länger ist, wirken auch die Parameterstreuungen absolut stärker.

Abbildung 35 zeigt nun nochmals die Zeitverläufe von Abbildung 34, ergänzt um die Strom- und Spannungsverläufe bei der Kommutierung von der Freilaufdiode auf den IGBT.

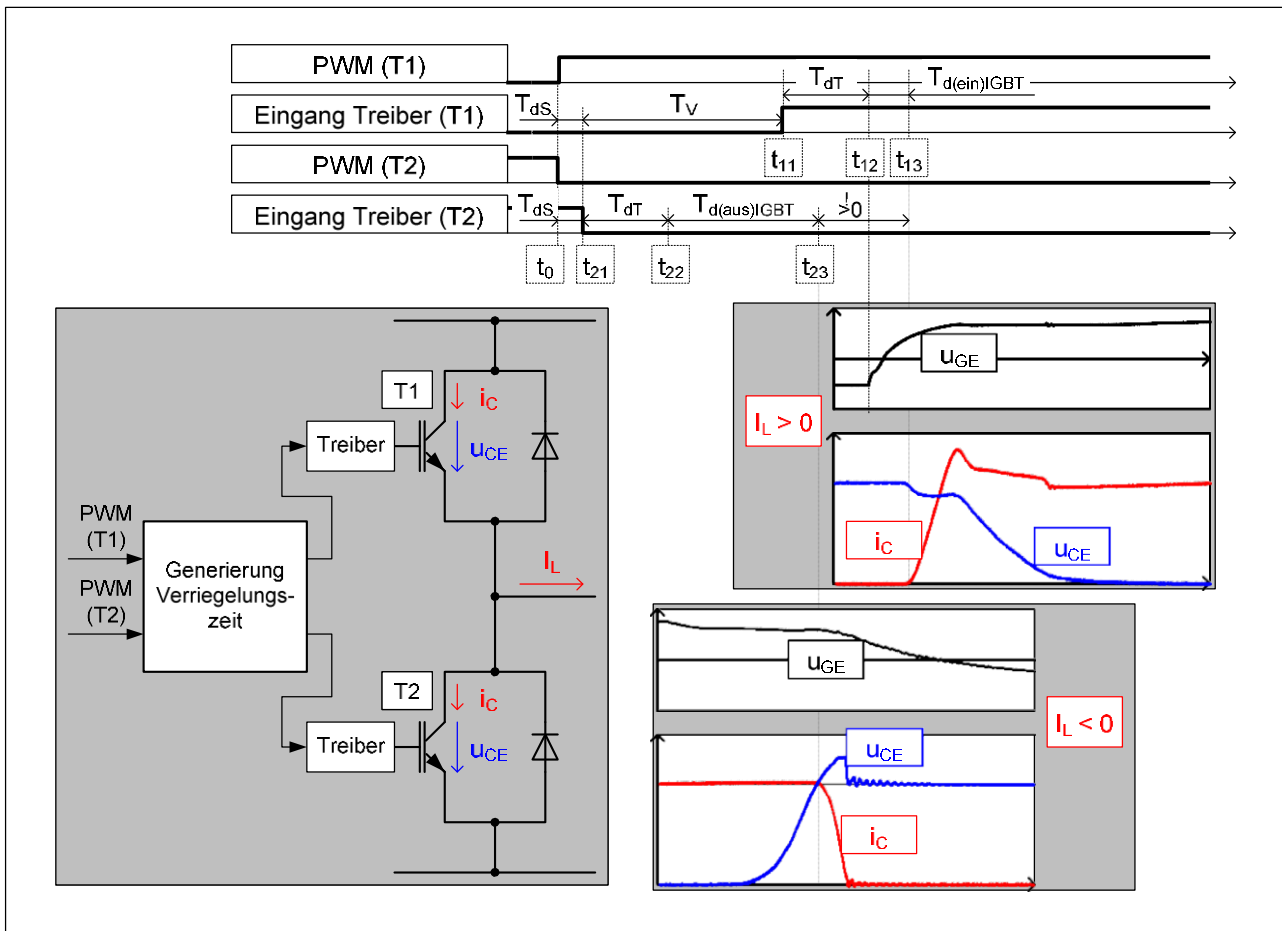


Abbildung 35: Zeitverläufe beim Umschalten von T2 auf T1 – Kommutierung vom IGBT auf die Freilaufdiode ( $I_L < 0$ ) und bei der von der Freilaufdiode auf den IGBT ( $I_L > 0$ )

Abbildung 36 zeigt diese Verläufe ein weiteres Mal, diesmal aber mit den Verzögerungszeiten, die aus regelungstechnischer Sicht von Interesse sind. Dies sind die Verzögerungszeiten vom Ausgang der Steuerung bis zur Flanke einer virtuellen, sich sprunghaft ändernden Ausgangsspannung des Umrichters, wobei diese sprunghafte Ausgangsspannung zu den gleichen Spannungszeitflächen wie die real eher trapezförmige Spannung führt. Diese Zeit wird beim Einschalten hier als (Gesamt-) Einschaltverzögerungszeit und beim Ausschalten als (Gesamt-) Ausschaltverzögerungszeit bezeichnet. Auch diese Zeiten finden sich üblicherweise nicht in Datenblättern. Die Differenz aus Ein- und Ausschaltverzögerungszeit wird hier als Totzeit bezeichnet. In ihr ist die Ausgangsspannung abhängig von der Polarität des Laststroms. Die hier mit unterschiedlichen Definitionen verwendeten Begriffe Verriegelungszeit und Totzeit werden häufig synonym verwendet, ohne dass ganz klar ist, welche Zeit dann jeweils gemeint ist. Auch der Begriff Wechselrichtersperrzeit ist gebräuchlich.

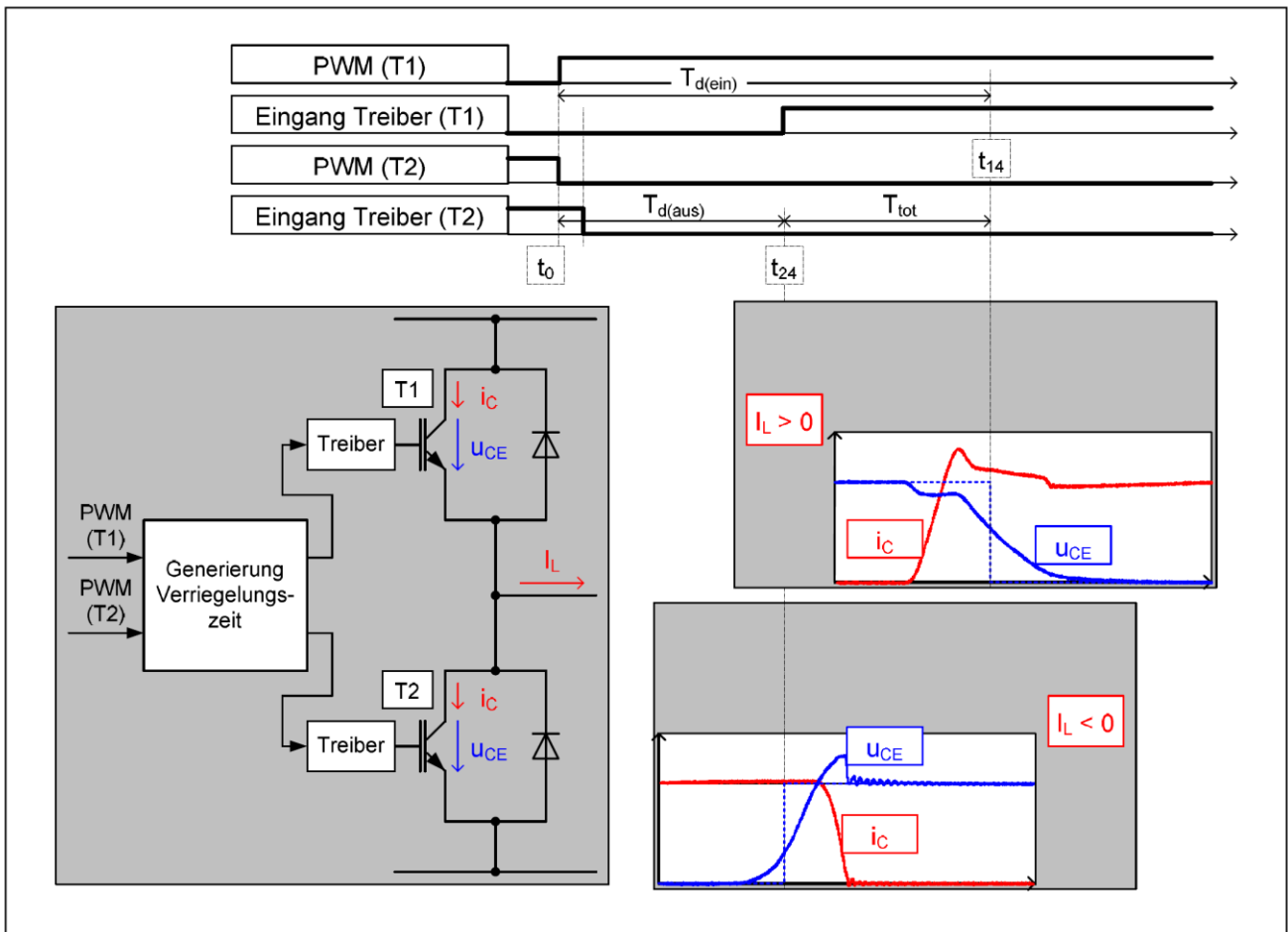


Abbildung 36: Verzögerungszeiten zwischen Ansteuersignalen und Spannungsflanken

Die Auswirkung einer konstanten (nicht stromabhängigen) Totzeit auf die Steuerkennlinie eines Gleichstromstellers zeigt Abbildung 37. Liegt der Mittelwert der Ausgangsspannung  $u_A$  oberhalb der Gegenspannung der Last  $E_A$ , dann fließt ein positiver Strom, die effektive Aussteuerung reduziert sich um  $2 \cdot T_{\text{tot}} / T_p$  ( $T_p$  ist die Periodendauer der Pulsweitenmodulation). Bei einem Mittelwert der Ausgangsspannung unterhalb der Gegenspannung erhöht sich die wirksame Aussteuerung entsprechend. Die reduzierte Aussteuerung führt zu einer reduzierten maximalen Umrichterleistung. Im Bereich um Strom Null gibt es eine Totzone in der Steuerkennlinie. Dies ist regelungstechnisch ungünstig und führt zu unsauberen Stromnulldurchgängen.

Die Totzeit wirkt umso stärker, je höher die Schaltfrequenz ist. Bei Umrichtern mit 1700 V IGBT und einer Schaltfrequenz von 2 bis 3 kHz beträgt der Aussteuerungsverlust bis zu 5%.

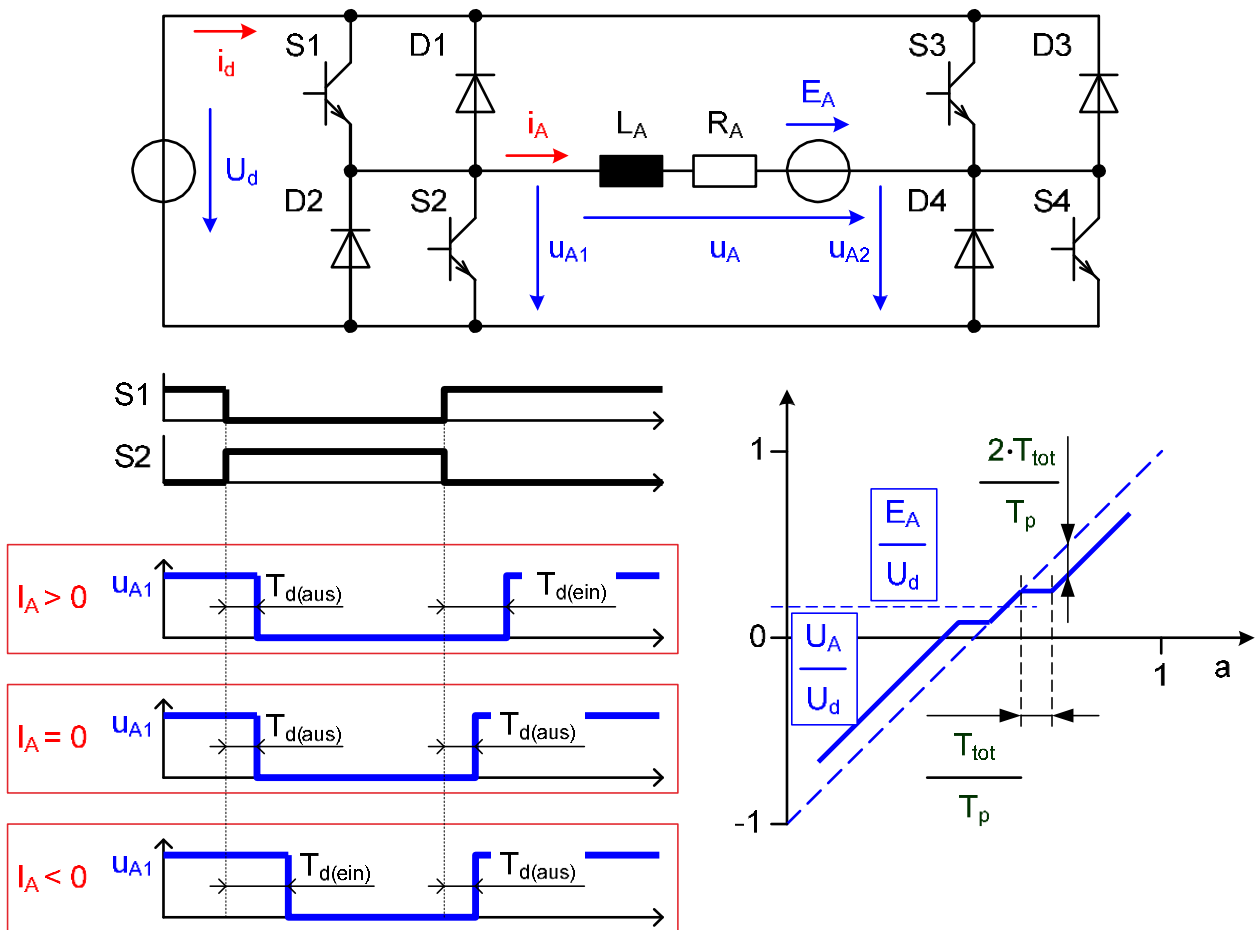


Abbildung 37: Auswirkung der Totzeit auf die Steuerkennlinie eines Gleichstromstellers

Zweite wichtige Nichtidealität sind Mindestein- und -ausschaltzeiten der Leistungshalbleiter. IGBT und Dioden benötigen eine Mindestflutungsdauer (einige  $\mu\text{s}$  bei niedrigen Spannungsklassen, einige zehn  $\mu\text{s}$  bei hohen Spannungsklassen) um eine in etwa stationäre Plasmaverteilung zu erreichen. Werden sie vorher wieder abgeschaltet (IGBT) oder abkommutiert (Dioden), dann kann es zum Stromabriss mit entsprechend hohen Überspannungen und Schwingungen kommen. Dies muss vermieden werden. Bei IGCT benötigen die Beschaltungsnetzwerke noch längere Rücksetzzeiten.

Mindestein- und -ausschaltzeiten führen zu einer Mindestpulsdauer, was wiederum die maximal mögliche Aussteuerung begrenzt (Abbildung 38). Eine zusätzliche Totzone in der Steuerkennlinie tritt dadurch nicht auf, die in Abbildung 38 zu erkennende Totzone resultiert aus der Totzeit.

Der aus der Mindestpulszeit resultierende Aussteuerverlust kann noch größer als der durch die Totzeit sein, führt aber nicht zu einer Störung des regelungstechnischen Verhaltens. Auch die Wirkung der Mindestpulszeit ist proportional zur Schaltfrequenz.



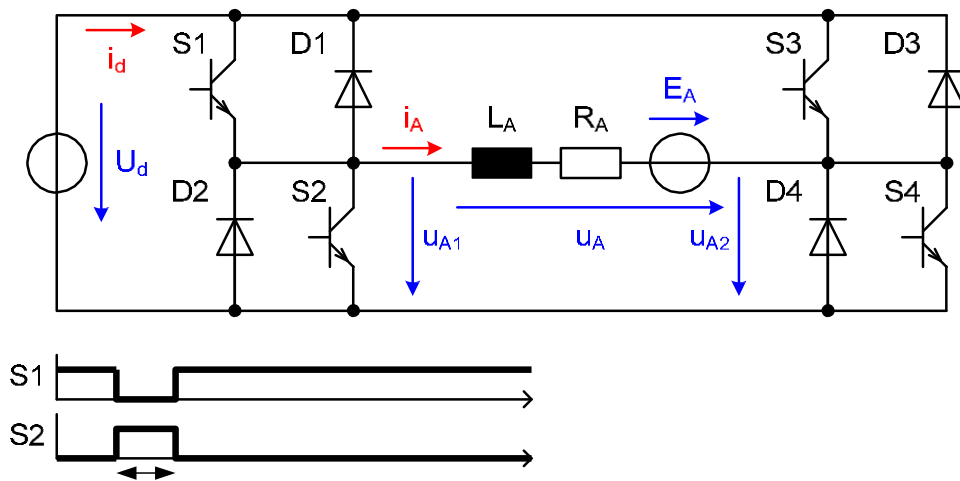


Abbildung 38: Auswirkung der Totzeit und der Mindestpulszeit auf die Steuerkennlinie eines Gleichstromstellers

In ähnlicher Weise wie die Totzeit wirkt auch die Durchlassspannung der IGBT und Diode. Sie führt zu einer stromrichtungsabhängigen Reduktion bzw. Erhöhung der Ausgangsspannung und damit sowohl zu einer Verminderung des möglichen Aussteuerbereichs als auch zu Unstetigkeiten in der Steuerkennlinie. Der Effekt ist allerdings unabhängig von der Schaltfrequenz. Quantitativ ist er etwa eine Zehnerpotenz kleiner als die Totzeit und die Mindestpulszeit.

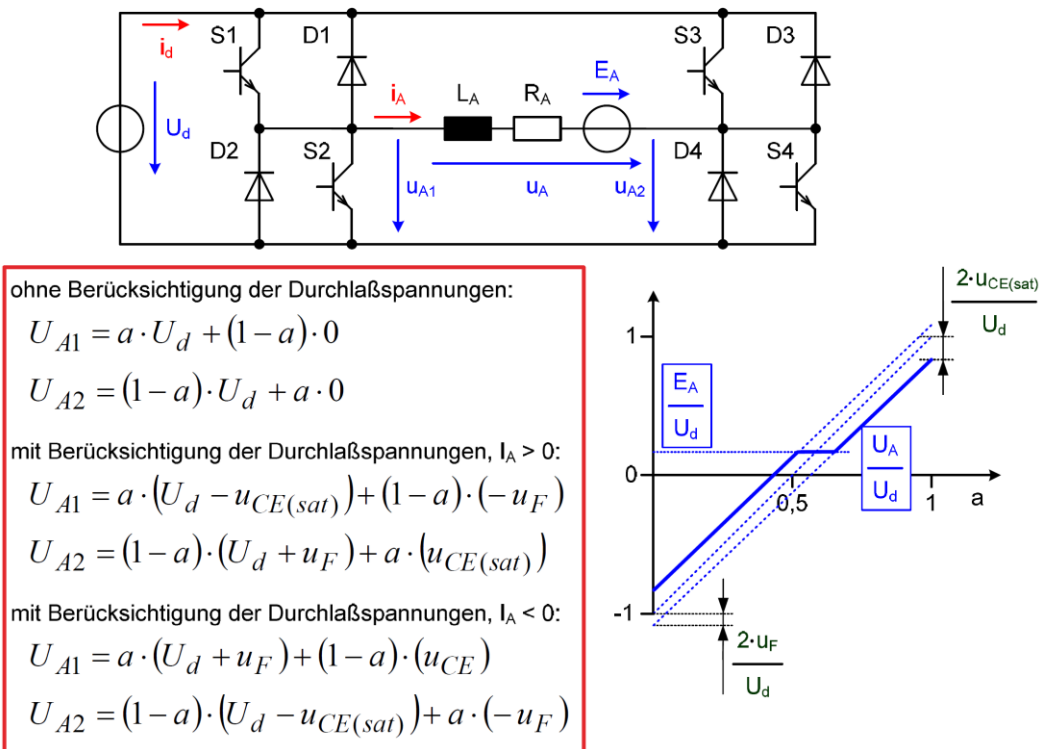


Abbildung 39: Auswirkung der Durchlassspannung auf die Steuerkennlinie eines Gleichstromstellers