

4. Einführung in die Leistungselektronik

Leistungsschaltungen setzen Signale in Effekte um, beispielsweise in sichtbare Anzeigen, in hörbare Töne oder in Bewegungen verschiedener Art.

Abbildung 4.1 zeigt den allgemeinen Aufbau einer Leistungsschaltung. Die Schaltung sieht die reale Außenwelt nicht als Leuchtanzeige, als Lautsprecher, als Zugmagnet, als Schrittmotor usw. Sie sieht vielmehr nur elektrische Eigenschaften und Betriebsdaten dieser Einrichtungen. Ganz allgemein spricht man in diesem Zusammenhang von der zu treibenden Last. Die Last (Load) ist einem Leistungsbauelement (Power Device) bzw. einem Verbund mehrerer Leistungsbauelemente nachgeschaltet (Leistungsteil). Das Leistungsteil wird seinerseits über Analogschaltungen angesteuert (Analogteil), denen erforderlichenfalls noch Digital- und Wandler-schaltungen vorgesetzt sind (Logikteil). Diese Schaltungskomplexe sind oft durch Schutzschaltungen erweitert, manchmal auch durch diagnostische Rückführungen (so daß man den Zustand des Leistungsteils beispielsweise vom Prozessor aus programmseitig abfragen kann).

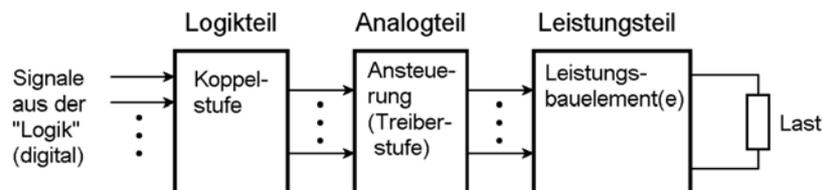


Abb. 4.1 Der allgemeine Aufbau einer Leistungsschaltung.

4.1 Lasten

Während die elektrischen Parameter der Signal- bzw. Informationsverarbeitung weitgehend freizügig gewählt werden können (die Wahl wird grundsätzlich durch Naturgesetze und praktisch durch die verfügbaren Bauelemente, durch Standards usw. eingeschränkt), ist es bei Leistungsschaltungen die Last, die bestimmt, welche Leistungsbauelemente in Frage kommen und wie die Schaltung auszulegen ist. So kann man Elektromotoren in Laserdruckern und solche in Walzwerken oder Lokomotiven durchaus mit demselben Mikrocontroller ansteuern, nur handelt es sich zum einen um vielleicht 20...50 W (also um eine Größenordnung von 1...2 A bei 24 V) und zum anderen um einige tausend kW (einige tausend A bei einigen tausend V).

Die unübersehbare Vielfalt der Lasten, die in der Praxis von Leistungsschaltungen anzusteuern sind, läßt sich auf wenige Grundtypen reduzieren, wenn man von konkreten technischen Ausführungen absieht und nur das elektrische Verhalten betrachtet; mit anderen Worten, wenn man die konkrete Last durch eine näherungsweise Ersatzschaltung modelliert. Wir wollen uns hier darauf beschränken, die Lasten gemäß ihrem Widerstand, ihrer Induktivität und ihrer Kapazität zu betrachten. Typischerweise ist jeweils einer dieser Kennwerte von vorrangiger Bedeutung, bestimmt also die Art der Last. In diesem Sinne spricht man von ohmschen Lasten, von induktiven Lasten, von Kaltleitern usw. Beschränken wir uns auf übliche Lasten in Embedded Systems, so können wir einige Arten von vornherein ausschließen: steigender Temperatur vermindert.

Ohmsche Lasten (Resistive Loads)

Die Last verhält sich wie ein gewöhnlicher Widerstand und macht sonst keine Schwierigkeiten. Zur rechnerischen Erfassung genügt das Ohmsche Gesetz. Wenn wir das Ein- und Ausschalten einer

ohmschen Last mittels Oszilloskop beobachten, sehen wir Rechteckimpulse, deren Flanken unter Einfluß der unvermeidlichen parasitären Kapazitäten mehr oder weniger verformt sind.

Induktive Lasten

Eine Induktivität (in der Praxis: die Spule eines Relais, die Wicklung eines Transformators, eines Elektromotors usw.) stellt für eine Gleichspannung einen vergleichsweise geringen ohmschen Widerstand dar (Leitungswiderstand der Wicklung). Die Induktivität hat aber Folgen, wenn wir vom Gleichstrombetrieb abweichen. Und das geschieht stets dann, wenn wir die Last ein- und ausschalten. Jede Stromänderung in einer Induktivität bewirkt, daß eine Spannung induziert wird, die der Stromrichtung entgegengesetzt ist (Stichworte: Induktionsgesetz, Gegen-EMK).

Beim Einschalten steigt der Strom an, also ist die induzierte Spannung dem Stromanstieg entgegengerichtet. Folglich wirkt die Induktivität zunächst als sehr hoher Widerstand, und der Strom durch die Last steigt gemäß einer Exponentialfunktion bis auf den jeweiligen (Gleichstrom-) Endwert.

Beim Ausschalten wird der Stromfluß unterbrochen. Folglich wirkt die induzierte Spannung in Richtung des bisherigen Stromflusses (Spannungsüberhöhung, Abschalt-Induktionsspannungsspitzen).

Abbildung 4.2 veranschaulicht den Spannungs- und Stromverlauf beim Schalten (idealisierter) induktiver Lasten. Während der langsame Stromanstieg sogar wünschenswert ist (keine plötzliche Strombelastung beim Einschalten), muß man gegen die Abschalt-Induktionsspannungsspitze etwas tun (aus Abbildung 4.2 ist ersichtlich, daß die Induktionsspannung die Betriebsspannung um ein Mehrfaches übersteigt).

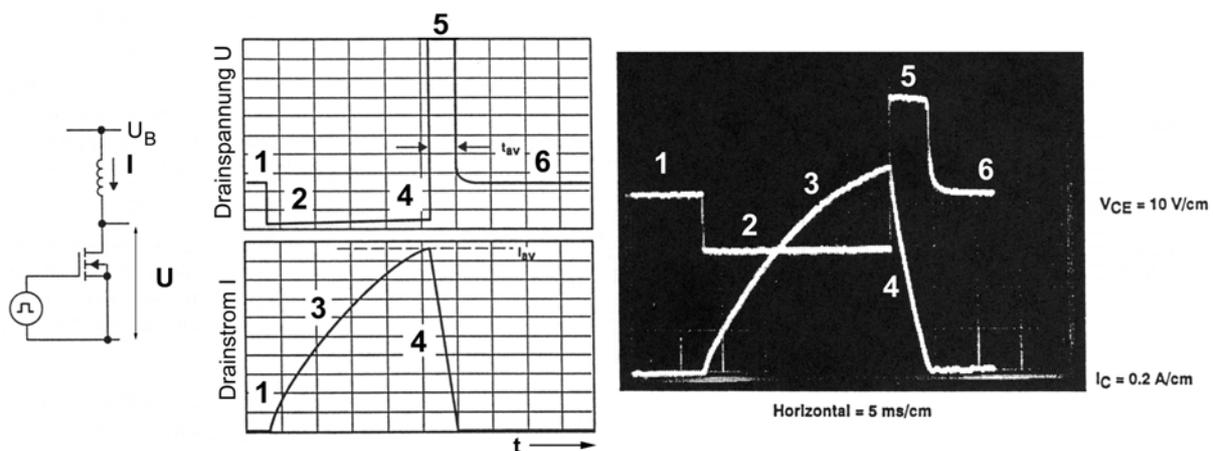


Abb. 4.2 Spannung und Strom beim Schalten einer induktiven Last (nach Texas Instruments).

- 1) Ausgeschaltet. Transistor gesperrt. Es fließt kein Drainstrom. Am Drain steht die volle Betriebsspannung U_B an.
- 2) Eingeschaltet. Transistor leitend. Am Drain stehen nahezu 0 V an (genauer: beim FET der Spannungsabfall $I \cdot R_{DS(on)}$, beim Bipolartransistor die Sättigungsspannung $U_{CE(sat)}$).
- 3) Der Strom steigt gemäß e-Funktion bis zum maximalen Laststrom (näherungsweise Betriebsspannung : Wicklungswiderstand) an.
- 4) Es wird ausgeschaltet. Transistor wird gesperrt. Somit wird der Stromkreis unterbrochen; der Stromfluß bricht zusammen ($I = 0$).
- 5) Die Stromänderung (vom vollen Betriebsstrom auf Null) bewirkt, daß eine Spannungsspitze induziert wird (Abschalt-Induktionsspannung).
- 6) Nach dem Abklingen der Spannungsspitze steht am Drain wieder die volle Betriebsspannung U_B an.

Induktive Lasten in der Praxis

Abbildung 4.2 betrifft Lasten mit gleichbleibender Induktivität. Das ist aber nicht immer gewährleistet (Abbildung 4.3).

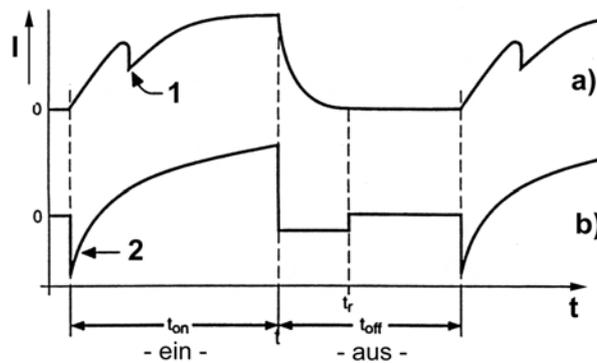


Abb. 4.3 Ströme in induktiven Lasten. a) Relais oder Betätigungsmagnet; b) Wicklung eines Schrittmotors (nach Texas Instruments)

- Relais und Betätigungsmagnete (Solenoids) ziehen Anker an. Das heißt, Luftspalte verringern sich und mehr "Eisen" wird vom Magnetfeld durchflutet. Demzufolge steigt die Induktivität an. Das wiederum bewirkt einen Einbruch des Stromanstiegs beim Einschalten (1).
- In die gerade aktivierte Wicklung eines Schrittmotors werden von benachbarten Wicklungen Gegenspannungen eingekoppelt, die sich als negative Stromspitzen (Cross Coupled Currents) auswirken (2).

Kaltleiter

Das typische Beispiel eines Kaltleiters ist die Glühlampe (Incandescent Lamp). Im kalten Zustand hat der Glühfaden einen vergleichsweise niedrigen Widerstand. Deshalb ist zum Einschaltzeitpunkt mit einem hohen Strom zu rechnen (Inrush Current). Durch den Stromfluß erwärmt sich der Glühfaden, so daß der Widerstand mit der Zeit ansteigt und folglich der Strom abnimmt. So ergibt sich das typische Bild einer Stromspitze beim Einschalten (Abbildungen 4.4 und 4.5).

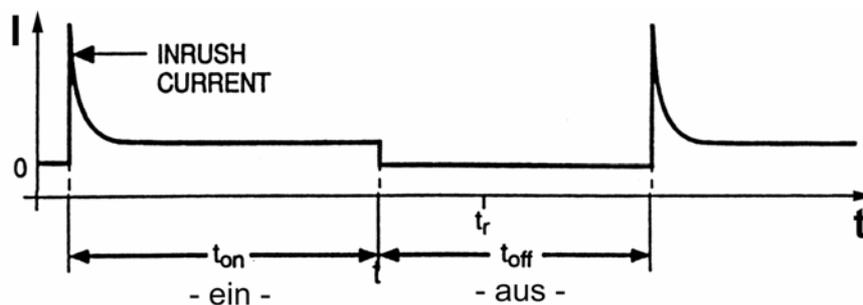


Abb. 4.4 Stromfluß durch eine Kaltleiter.

Kapazitive Lasten

Typische kapazitive Lasten sind Piezoschallgeber und piezoelektrische Aktuatoren. Eine solche Last verhält sich wie ein Kondensator. Wird ein ungeladener Kondensator mit einer Spannungsquelle verbunden, so ergibt sich ein Stromstoß, der gemäß einer e-Funktion bis auf Null abfällt.

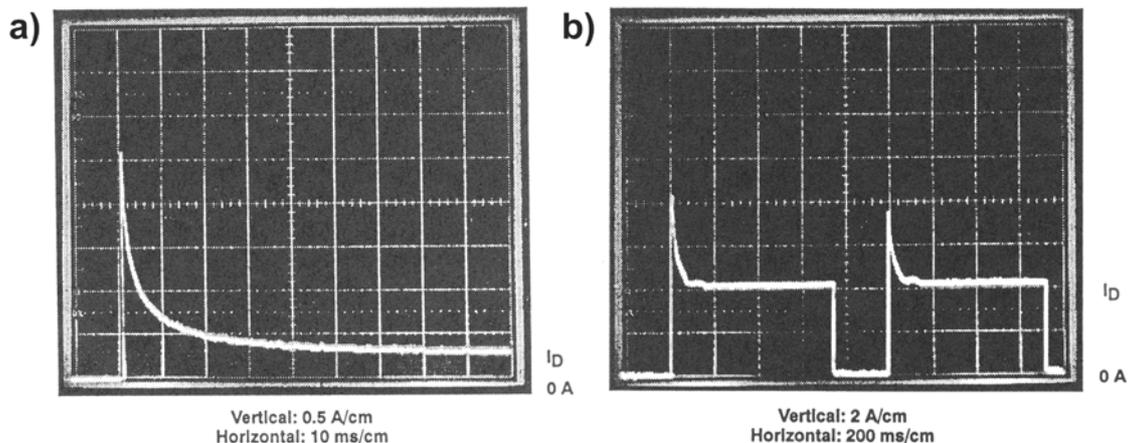


Abb. 4.5 Stromflüsse durch Glühlampen. a) Einschalten; b) zwei Schaltvorgänge (nach Texas Instruments).

4.2 Leistungsbaulemente

Transistortechnologien

Es steht eine Vielzahl von Transistortypen in drei Technologien zur Wahl:

- Bipolartransistoren,
- Feldeffekttransistoren (genauer: MOSFETs),
- IGBTs (Insulated-Gate Bipolar Transistors; eine Kombination: ansteuerungsseitig FET, ausgangsseitig bipolar).

Jede Technologie hat ihre Vor- und Nachteile. Daraus ergeben sich die jeweiligen Einsatzgebiete (wobei die Entwicklung naturgemäß stets im Fluß ist). Für ausgesprochene Billighardware kommen nach wie vor noch Bipolartransistoren in Frage; wenn hohe Ströme bei hohen Spannungen zu schalten sind, kann man kaum auf sie verzichten. MOS-Transistoren gewinnen mehr und mehr Marktanteile, namentlich für Niedervolt-Anwendungen. IGBTs sind für Hochvolt-Anwendungen kostengünstiger als MOS, weil sie bei gleicher Spannungsfestigkeit weniger Siliziumfläche erfordern. Tabelle 4.1 gibt einen entsprechenden Überblick.

Die Verlustleistung

Wesentliches Kennzeichen eines Leistungsbaulements ist seine Verlustleistung (P_{tot}), die sich als Produkt von durchfließendem Strom und abfallender Spannung ergibt. Leistungsbaulemente sind üblicherweise für eine maximale Verlustleistung (P_{totmax}) im Rahmen bestimmter Wertebereiche von Strom und Spannung spezifiziert.

Die tatsächlich umsetzbare Verlustleistung hängt von der Umgebungstemperatur, den vorgesehenen Kühlmaßnahmen und davon ab, wie das Bauelement angesteuert wird. So ist im Schalt- bzw. Impulsbetrieb manchmal das Doppelte (und mehr) der nominellen Verlustleistung zulässig. Dann kann es vorkommen, daß das Produkt aus Strom und Spannung größer ist als die angegebene Verlustleistung. Wieviel man zuschlagen darf bzw. in welchem Maße sich die zulässige Verlustleistung verringert (hohe Umgebungstemperatur, Verzicht auf Kühlmaßnahmen), ist aus dem jeweiligen Datenblatt ersichtlich.

Die Ausgangskennlinie

Die Ausgangskennlinie beschreibt den Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung. Im folgenden betrachten wir keine konkreten Kennlinienverläufe, sondern lediglich den Zusammenhang zwischen Kennlinie und Verlustleistung.

Gesichtspunkt	Bipolar	MOSFET	IGBT
Bauelementekosten	kostengünstig, besonders für Betriebsspannungen über 300 V	(gelegentlich) teurer als bipolar	teurer als bipolar
Siliziumfläche	geringer als bei DMOS	vergleichsweise groß	geringer als bei MOS (gilt im besonderen im Hochvoltbereich bei Spannungen zwischen 200 und 500 V)
Ansteuerung	aufwendig (Stromsteuerung)	weniger aufwendig als bei bipolar (Spannungssteuerung)	wie MOS
Überlastbarkeit	nein (erfordert Schutzschaltungen)	ja (interne Strombegrenzung)	wie bipolar
Speicherzeit (beim Ausschalten)	beträchtlich	keine Speicherzeit	beträchtlich
Einsatz in Embedded Systems und in Computer-Hardware	Stromversorgungen, Ablenkschaltungen in Monitoren, Motorsteuerungen	die meisten Nieder-volt-Anwendungen (Power Management, Motorsteuerungen, Ansteuerung von LCD-Anzeigen)	Hochvolt-Anwendungen (Ablenkschaltungen, Stromversorgung)

Tabelle 4.1 Die verschiedenen Arten von Leistungstransistoren im Überblick.

Die Verlustleistungshyperbel

Der Zusammenhang $P_{\text{totmax}} = I_{\text{ausg}} \cdot U_{\text{ausg}} = \text{const}$ beschreibt in der Strom-Spannungs-Kennlinie eine Hyperbel (Abbildung 4.6). Alle unterhalb der Hyperbel liegenden Strom-Spannungs-Wertekombinationen (Arbeitspunkte) sind zulässig; dabei wird die maximale Verlustleistung nicht überschritten.

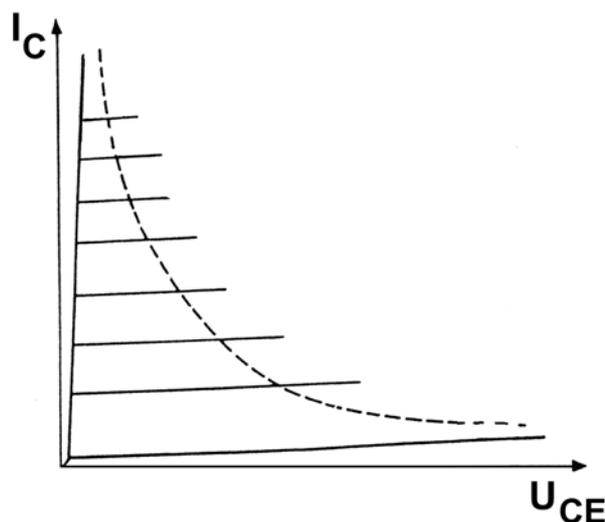


Abb. 4.6 Die Verlustleistungshyperbel am Beispiel einer Transistorkennlinie.

Linearbetrieb

Das Leistungsbauelement wird praktisch als stellbarer Widerstand betrieben, durch den je nach Ansteuerung ein bestimmter Strom fließt und über den eine bestimmte Spannung abfällt. Dabei wird ein bestimmter Bereich der Ausgangskennlinie durchlaufen.

Schaltbetrieb

Das Leistungsbauelement wird – ähnlich wie eine Digitalschaltung – näherungsweise als Ein-Aus-Schalter betrieben. Im Aus-Zustand fließt (fast) kein Strom, über dem Bauelement steht aber (fast) die gesamte Spannung an. Im Ein-Zustand fließt der volle Strom, der Durchlaßwiderstand ist aber (fast) Null, so daß über dem Bauelement (fast) keine Spannung abfällt.

Abbildung 4.7 veranschaulicht beide Betriebsarten. Es ist ersichtlich, daß es der Schaltbetrieb ermöglicht, die spezifizizierte Verlustleistung des Bauelements voll auszunutzen. Tatsächlich ist in dieser Betriebsweise nicht mehr P_{totmax} bestimmend, sondern der Anwendungsbereich des Bauelements wird fast ausschließlich durch die Spezifikationen von U_{max} (Aus-Zustand; Arbeitspunkt B) und I_{max} (Ein-Zustand; Arbeitspunkt A) begrenzt. Ist ein "lineares" Ausgangsverhalten erforderlich, so wird dies durch entsprechende Impuls-Ansteuerung näherungsweise gewährleistet (Impulsbreitenmodulation (PWM)).

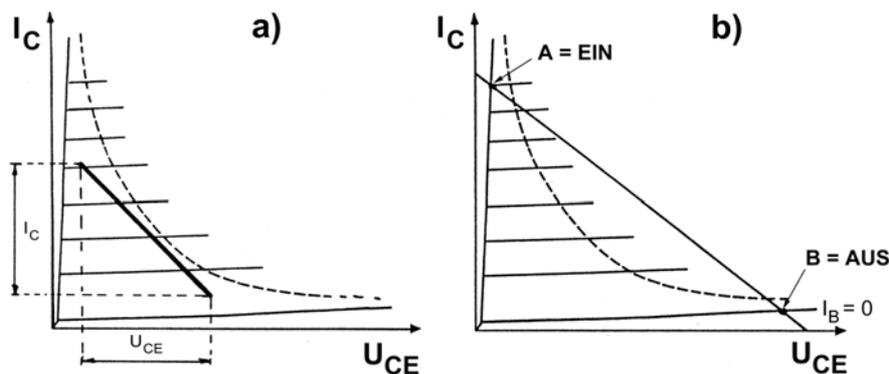


Abb. 4.7 Linearbetrieb (a) und Schaltbetrieb (b) am Beispiel eines Leistungstransistors

Wird ein Leistungsbauelement im Schaltbetrieb "bis zum Anschlag" ausgenutzt, muß für ein wirklich schnellstmögliches Umschalten gesorgt werden (der Bereich außerhalb der Verlustleistungshyperbel ist so schnell wie möglich zu durchfahren). Solche Schaltungen sollten Schutzvorkehrungen gegen Überströme enthalten.

Wichtige Kennwerte des Schaltbetriebs

Abbildung 4.8 veranschaulicht, wie ein Leistungsbauelement als Schalter eingesetzt wird. Anhand des einfachen Modells wird deutlich, welche Kennwerte von besonderer Bedeutung sind:

- Bei offenem Schalter sollte der Sperrwiderstand möglichst hoch sein, so daß nur ein vernachlässigbar geringer Sperrstrom fließt. Damit steht über dem Leistungsbauelement nahezu die gesamte Betriebsspannung an (es muß also diese Spannung aushalten).
- Bei geschlossenem Schalter sollte der Durchlaßwiderstand möglichst gering sein. Durch das Leistungsbauelement fließt der gesamte Laststrom (es muß also diesen Strom aushalten). Aus Laststrom und Durchlaßwiderstand ergibt sich ein Spannungsabfall (Forward-Voltage Drop). Das Produkt aus Spannungsabfall und Laststrom ergibt die Verlustleistung, die im Bauelement in Wärme umgesetzt wird.

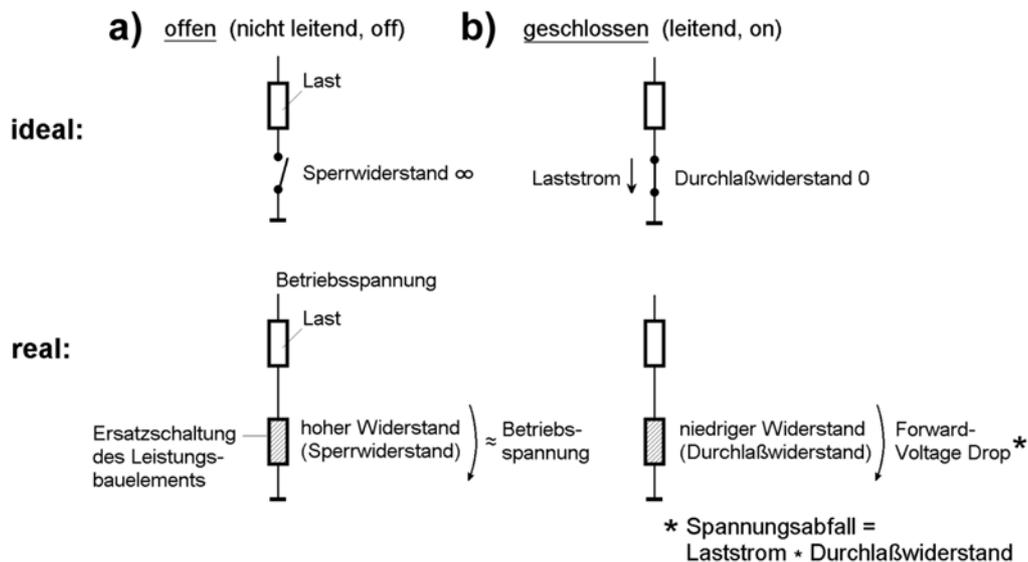


Abb. 4.8 Ein Leistungsbauelement als Schalter

Weitere Kennwerte:

- Die Ansteuerbedingungen (Spannung, Strom, zeitlicher Verlauf). Von besonderer Bedeutung ist die Größenordnung der Steuerspannung, von der an der Schalter "umkippt", also vom nicht leitenden in den leitenden Zustand (oder umgekehrt) übergeht (Schwellspannung).
- Die typische Schaltzeiten.

Der sichere Arbeitsbereich (Safe Operating Area SOA)

Im Schaltbetrieb ist die Verlustleistungshyperbel eine recht pessimistische Angelegenheit, weil die tatsächliche Ausnutzbarkeit der Bauelementedaten nicht ohne weiteres erkennbar ist. Sie wird deshalb durch das sogenannte SOA-Diagramm ergänzt (Abbildung 4.9). Der Schaltungsentwickler muß sicherstellen, daß alle Arbeitspunkte zu jeder Zeit innerhalb des SOA-Bereichs liegen.

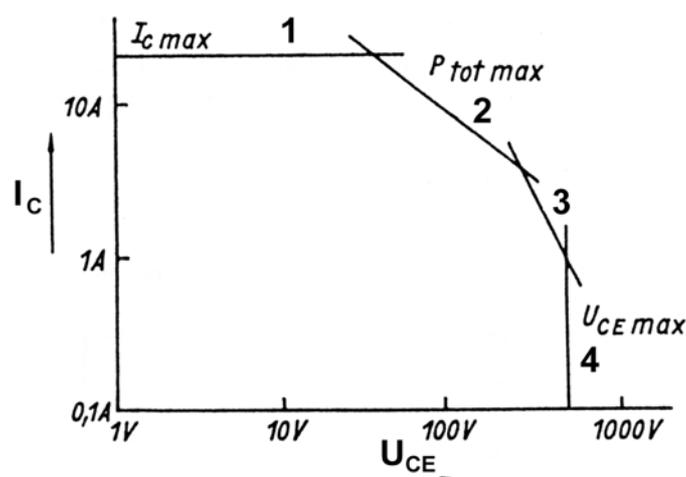


Abb. 4.9 Das SOA-Diagramm. Prinzipieller Aufbau am Beispiel eines Bipolartransistors (vereinfacht). U_{CE} = Kollektor-Emitter-Spannung; I_C = Kollektorstrom.

Die einzelnen Abschnitte 1...4 des SOA-Diagramms bezeichnen:

- 1) den Spannungsbereich, in dem der maximale Ausgangsstrom (hier: Kollektorstrom I_{cmax}) fließen darf,
- 2) dieser Abschnitt ist ein Teil der Verlustleistungshyperbel,
- 3) den Bereich des zweiten Durchbruchs (beim Bipolartransistor),
- 4) den Strombereich, in dem die maximale Ausgangsspannung (hier: Kollektor-Emitter-Spannung U_{CEmax}) anliegen darf.

Die SOA-Diagramme der Praxis enthalten zumeist mehrere Darstellungen ähnlich Abbildung 4.9; eine für den Gleichstrombetrieb und weitere für den Impulsbetrieb.

Bipolartransistoren

Bipolare Leistungstransistoren werden für einen breiten Bereich von Strömen und Spannungen angeboten. Es gibt Transistoren, die für Verlustleistungen von 100 W und mehr spezifiziert sind.

Besonderheiten der Ansteuerung

Bipolartransistoren sind stromgesteuert. "Dicke" Leistungstransistoren erfordern beachtliche Basisströme (durchaus bis zu 1 A und mehr!). Auswege: Vorstufe(n); Darlington-Schaltung.

Damit der Kollektor-Emitter-Stromweg leitend wird, müssen der Basis hinreichend Ladungsträger zugeführt werden. Das ist aber die geringere Schwierigkeit. Problematischer ist es, die hineingepumpten Ladungsträger beim Ausschalten schnell genug wieder aus dem Basisbereich herauszubekommen (Speicherzeit).

Kennwerte im Überblick

Kollektor-Emitter-Spannung (Collector-Emitter Sustaining Voltage V_{CEsus})

Das ist die Spannung, die der Transistor im gesperrten Zustand aushalten muß. Bipolartransistoren werden mit Sperrspannungen von wenigen Volt bis hin zu tausend Volt gefertigt. Die hohe Sperrspannung ist ein wichtiger Vorteil der Bipolartechnologie.

Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung (Collector-Emitter Saturation Voltage V_{CEsat})

Diese Angabe kennzeichnet den Spannungsabfall in leitendem Zustand. Der Wert ist stromabhängig (Abbildung 4.10) und liegt im Bereich von 0,5... um 6 V (typischerweise bei 1,5... 3 V). Ein Vorteil von Bipolartransistoren: V_{CEsat} bleibt bei "dicken" Strömen und hohen Spannungen vergleichsweise gering.

Von besonderem Interesse ist, welchen Basisstrom wir einspeisen müssen, um den Transistor wirklich durchzuschalten (d. h. so zu betreiben, daß sich eine minimale Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung einstellt). Ablesebeispiel aus Abbildung 4.10: a): bei 1 A Kollektorstrom rund 0,2 A Basisstrom; Ablesebeispiel b): bei 2 A Kollektorstrom rund 0,4 A Basisstrom).

Kollektorstrom

Wir unterscheiden zwischen dem höchsten zulässigen kontinuierlich fließenden Strom (Continuous Collector Current I_C) und dem maximalen bzw. Spitzenstrom (Peak Collector Current I_{CM}), der nur kurzzeitig¹ erreicht werden darf (er ist typischerweise das 1,2...1,5fache von I_C). Bipolare Leistungstransistoren werden für Kollektorströme von wenigen A bis hin zu über 100 A gefertigt.

1: Einschlägige Datenblattangaben nennen typischerweise eine impulsförmige Ansteuerung mit einigen ms Periodendauer und einigen % Duty Cycle (z. B. 10 ms und 2% oder 0,3 ms und 10%).

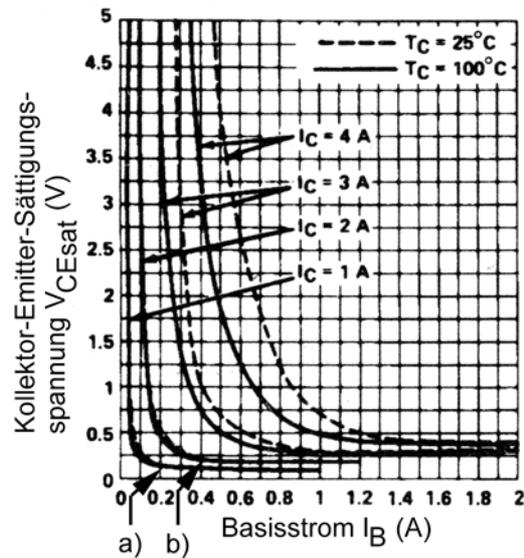


Abb. 4.10 Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung in Abhängigkeit vom Basisstrom bei verschiedenen Kollektorströmen und Betriebstemperaturen (nach Texas Instruments).

Kollektorströme und Temperaturen

Die Kollektorstromangabe betrifft typischerweise eine Kristalltemperatur von nur 25 °C. Heißt das, daß ein 100W-Transistor nicht wärmer wird, wenn in ihm tatsächlich 100 W umgesetzt werden, daß man ihn also dann ohne weiteres in der Hand halten kann? – Nein, im Grunde ist eigentlich das Gegenteil gemeint: Wir dürfen 100 W umsetzen – aber nur dann, wenn wir es schaffen, die gesamte Verlustwärme abzuführen und den Kristall auf 25 °C herunterzukühlen.

Richtwerte:

- Kristalltemperatur (Junction Temperature) bis ca. 100 °C.
- Kollektorstrom maximal 60...70% vom Datenblattwert.

Stromverstärkung (Forward Current Transfer Ratio h_{FE})

Die Stromverstärkung gibt an, welche Basisstromänderung erforderlich ist, um eine bestimmte Änderung des Kollektorstroms zu bewirken:

$$h_{FE} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Die Stromverstärkung ist kein konstanter Kennwert. Sie hängt u. a. von der Betriebstemperatur und vom jeweils fließenden Kollektorstrom ab (Abbildung 4.11). Je höher der Kollektorstrom, desto geringer die Stromverstärkung. Es ist deshalb oft nicht möglich, den Datenblatt-Kennwert des Kollektorstroms tatsächlich auszunutzen.

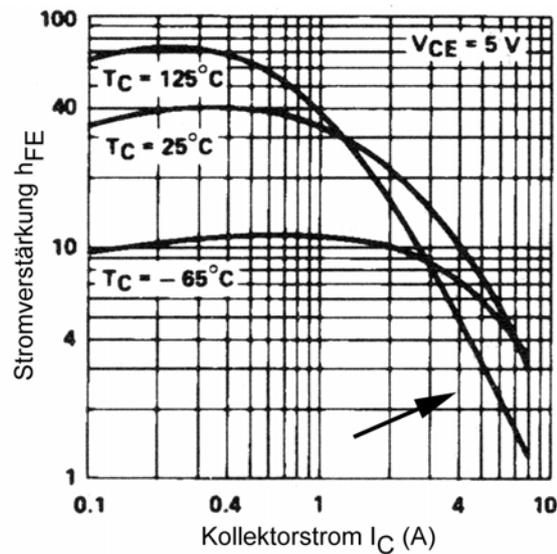


Abb. 4.11 Die Stromverstärkung in Abhängigkeit von Kollektorstrom und Betriebstemperatur (nach Texas Instruments).

Der als Beispiel verwendete Transistor hat einen maximalen Kollektorstrom von 4 A. Der Pfeil zeigt auf die Gerade, die diesem Wert entspricht. Die Stromverstärkung liegt – temperaturabhängig – etwa zwischen 7 und 10. Um einen Kollektorstrom von 4 A zu bewirken, wäre also ein Basisstrom zwischen 0,4 und ca. 0,6 A erforderlich ($1/10 \dots 1/7 I_C$). Um die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung unter 0,5 V zu halten, wären sogar ca. 1,2 A Basisstrom erforderlich.

Basis-Emitter-Sättigungsspannung (Base-Emitter Saturation Voltage V_{BEsat})

Die Angabe kennzeichnet praktisch die Steuerspannung des Transistors. Es muß wenigstens V_{BEsat} an der Basis anliegen, damit der Transistor voll leitend wird. Der Wert ist stromabhängig und liegt typischerweise zwischen 1 und ca. 4 V.

Schaltzeiten

Die Abbildungen 4.12 und 4.13 veranschaulichen, wie die Schaltzeiten definiert sind. Sie werden zwischen 10 und 90% der jeweiligen Amplitude gemessen.

Größenordnungen (am Beispiel eines Transistors mit $V_{CEsust} = 400$ V, $I_C = 10$ A, $I_{CM} = 15$ A und $V_{CEsat} = 3,3$ V):

- Einschaltzeit (Turn-on Time t_{on}): max. 3,5 μ s,
- Speicherzeit (Storage Time t_s): max. 3 μ s,
- Abfallzeit (Fall Time t_f): max. 1 μ s,
- Ausschaltzeit (Turn off Time t_{off}): maximal 4 μ s.

Genaugenommen ist zwischen den Schaltzeiten des Kollektorstroms und der Kollektorspannung zu unterscheiden. Beispiel: Speicherzeit Strom: t_{si} , Speicherzeit Spannung: t_{sv} . Bei nicht-induktiver Last sind beide Zeitanteile praktisch gleich.

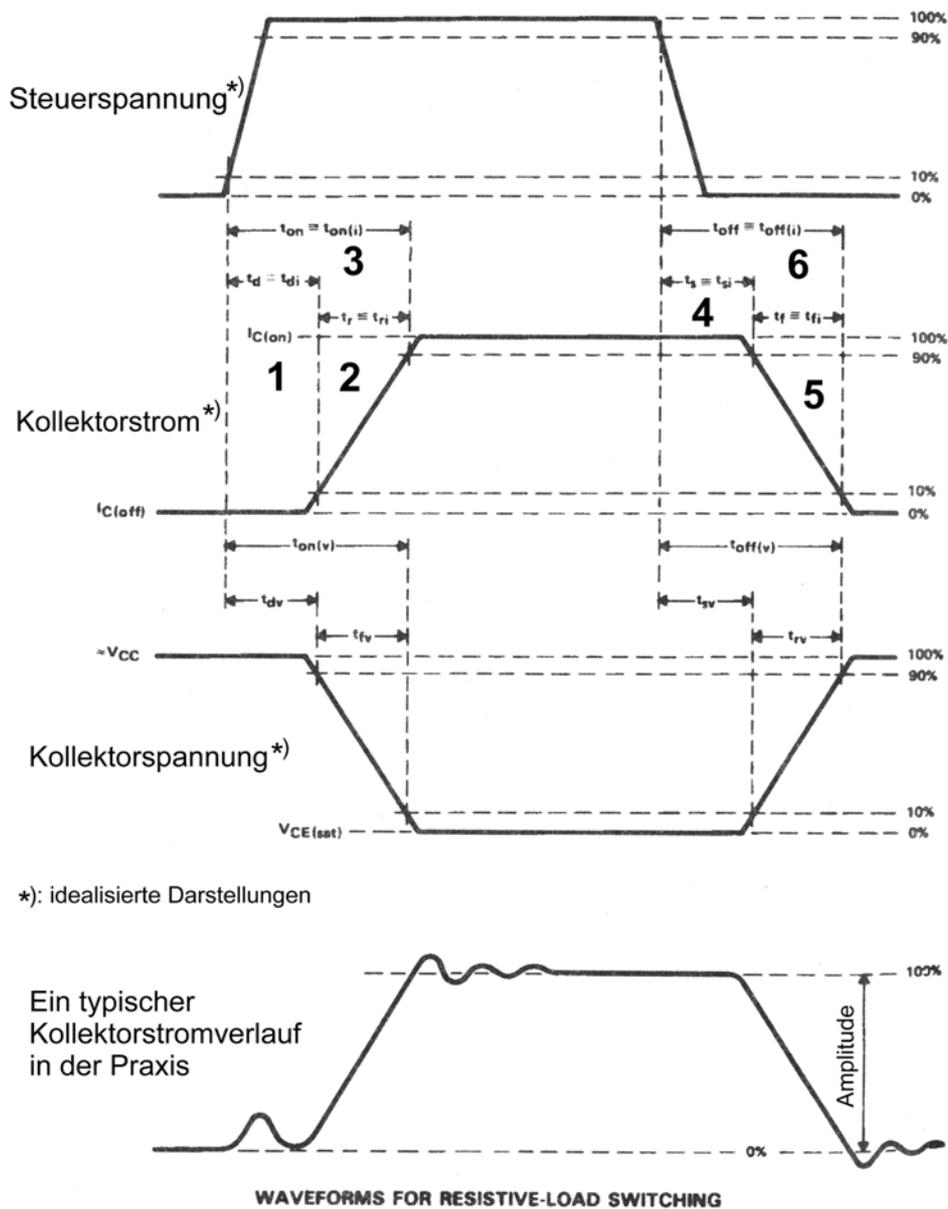


Abb. 4.12 Schaltzeiten eines bipolaren Leistungstransistors (1). Mit ohmscher Last (nach Texas Instruments). 1 - Einschaltverzögerungszeit t_d ; 2 - Anstiegszeit t_r ; 3 - Einschaltzeit t_{on} ($= t_d + t_r$); 4 - Speicherzeit t_s ; 5 - Abfallzeit t_f ; 6 - Ausschaltzeit t_{off} ($= t_s + t_f$).

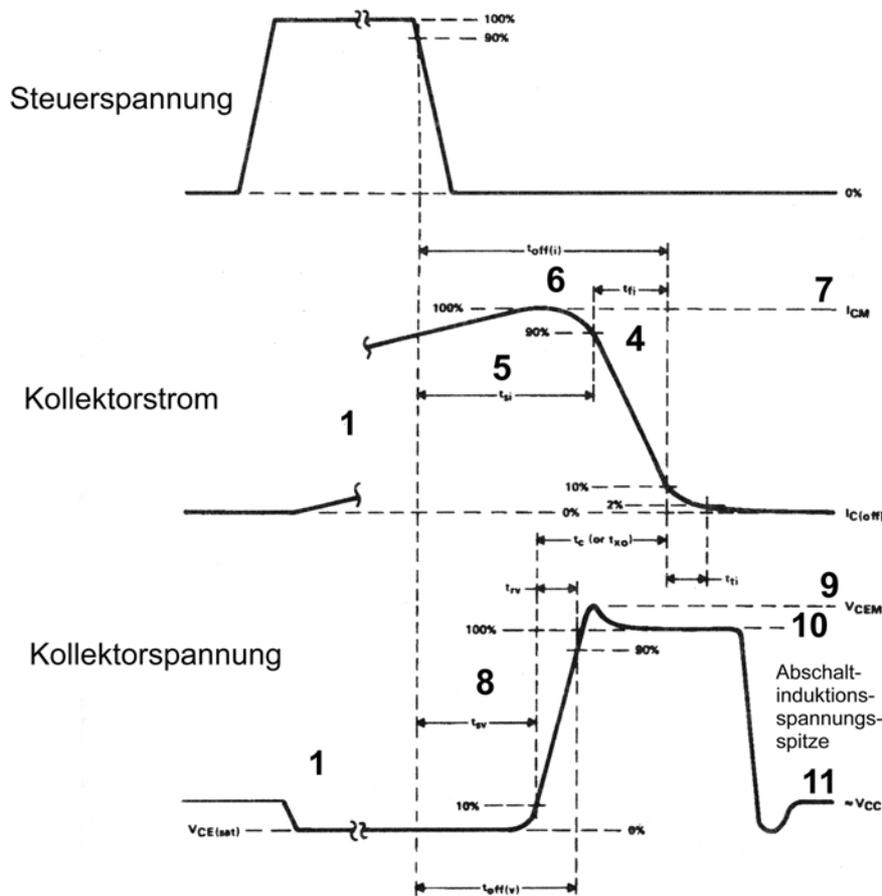


Abb. 4.13 Schaltzeiten eines bipolaren Leistungstransistors (2). Mit induktiver Last (nach Texas Instruments).

Die Abbildung zeigt Einzelheiten des Ausschaltens. Aufgrund der Abschaltspannungsspitze ergeben sich unterschiedliche Zeiten für Strom und Spannung. 1 - der Einschaltvorgang. Die Kollektorspannung sinkt schnell von der Betriebsspannung V_{CC} auf die Sättigungsspannung $V_{CE(sat)}$ ab, der Kollektorstrom steigt aber – wegen der Gegen-EMK – nur langsam an. 4, 5, 6 - vgl. Abbildung 4.12. Hier handelt es sich um die Speicher-, Abfall- und Ausschaltzeit des Kollektorstromes. 7 - Betriebsstrom durch die eingeschaltete Induktivität (gemäß Wicklungswiderstand). 8 - Transistor sperrt nach Ablauf der Speicherzeit t_{sv} . Anschließend bildet sich die Abschaltspannungsspitze. 9 - deren anfänglicher Maximalwert; 10 - Spannungspegel bei Klammerung (z. B. mittels Freilaufdiode)²; 11 - der endgültige Aus-Zustand (Kollektorspannung = Betriebsspannung).

Betriebszustände des Bipolartransistors

Aktiver Betrieb

Dem Transistor wird ein mäßiger (positiver) Basisstrom zugeführt. Es befinden sich vergleichsweise wenige Ladungsträger im Transistor. Somit bewirkt jede Änderung des Basisstroms sofort eine Änderung des Kollektorstroms. Die Kollektor-Emitter-Spannung kann hohe Werte annehmen (bis etwa 20 V).
 Kollektorstrom = Basisstrom • Stromverstärkung.

2: Woher kommt der Unterschied zwischen den Spannungspegeln 9 und 10? – Weil die Klammerwirkung erst mit einer gewissen Verzögerung einsetzt (Durchlaßverzögerungszeit (Forward Recovery Time) der Freilaufdiode).

Sättigung (Saturation)

Bei stärkeren Basisströmen wird der Kollektorraum mit Ladungsträgern überflutet. Die Kollektor-Emitter-Spannung sinkt auf sehr geringe Werte ab (Sättigungsspannung; bis herab zu etwa 200 mV). Der Kollektorstrom kann einer Basisstromänderung nicht sofort folgen; das Ausschalten dauert länger, weil das Abfließen der vielen Ladungsträger Zeit braucht (Speicherzeit). Sättigung bedeutet, daß die Basis-Kollektor-Diode in Flußrichtung betrieben wird. Das ist nur dann möglich, wenn die Basis-Emitter-Spannung höher ist als die Kollektor-Emitter-Spannung ($U_{BE} > U_{CE}$).

Übersättigung (Over-Saturation)

Noch höhere Basisströme können die Kollektor-Emitter-Spannung nicht wesentlich verringern. Da sich noch mehr Ladungsträger im Transistor befinden, wird die Speicherzeit noch länger. Beim Ausschalten kann sich der sichere Arbeitsbereich (RBSOA) verkleinern.

Durchbruchseffekte und Fehlermechanismen

Durchbruchseffekte (Breakdowns) haben typischerweise eine Zerstörung des Transistors zur Folge. Typische Ursachen:

- Zu hohe Kollektor-Emitter-Spannung über dem gesperrten Transistor: Lawinendurchbruch. Datenblatt-Grenzwerte V_{CEO} (für Basisstrom = 0 (Basis offen)) und V_{CES} (für $V_{BE} = 0$ Basis mit Emitter verbunden). Durchbruchsspannungen: $V_{(BR)CEO}$ und $V_{(BR)CES}$.
- Zu hohe Kollektorströme: zweiter Durchbruch (Secondary Breakdown). Datenblatt-Grenzwerte I_C (Dauerbetrieb) und I_{CM} (Impulsbetrieb, z. B. mit Impulsdauer = 10 ms bei 10% Duty Cycle).

Was Transistoren ansonsten nicht mögen:

- Zu hohe Basisspannung. Datenblatt-Grenzwert V_{EBO} . Durchbruchsspannung $V_{(BR)EBO}$ = (einige V; typisch 5...10 V).
- Ströme, die aus den Basis herausfließen (negative Basisströme infolge negativer Basisvorspannung). Fehlermechanismus: Zenerdurchbruch der Basis-Emitter-Diode.
- Falschpolung, Verwechseln von Anschlüssen (beim Bestücken aufpassen...).
- Elektrostatische Entladungen (ESD).

Das typische Fehlermodell des gestorbenen Transistors:

Keine Verbindung (offen). Bedingt durch Wegschmelzen der Bonddrähte.

Transistorverluste

Verluste wirken sich als Erwärmung aus. Sie setzen sich aus zwei Anteilen zusammen: aus den Verlusten im Kollektor-Emitter-Stromweg (P_C) und aus den Verlusten im Basiskreis bzw. in der Ansteuerung (P_{DR}). Beide Anteile hängen voneinander ab. Die Verluste im Kollektor-Emitter-Stromweg (P_C) kann man gering halten, indem man den Transistor schnell in die Sättigung treibt. Das erfordert aber einen hohen Basisstrom, der wiederum die Verluste in der Ansteuerung erhöht und (wegen der Speicherzeit) zu längeren Ausschaltzeiten führt. Abbildung 4.14 veranschaulicht, daß sich typischerweise eine optimale Größenordnung des Basisstroms finden läßt, bei der die Verlustleistung ihr Minimum hat.

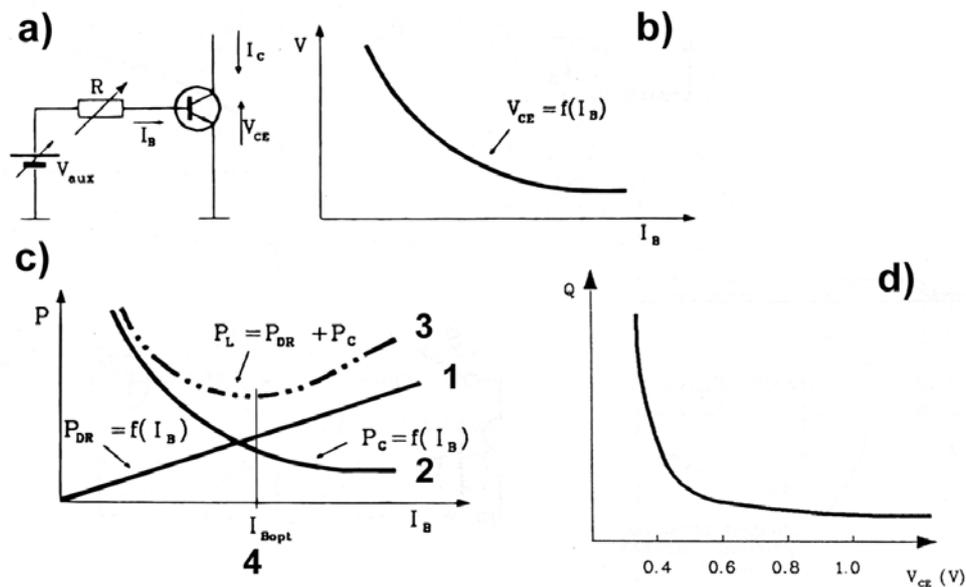


Abb. 4.14 Transistorverluste in Abhängigkeit vom Basisstrom (nach SGS-Thomson). a) prinzipieller Meßaufbau für b) und c); b) Abhängigkeit der Kollektor-Emitter-Spannung vom Basisstrom; c) Abhängigkeit der Verlustleistung vom Basisstrom; d) Abhängigkeit der Kollektor-Emitter-Spannung von der im Transistor gespeicherten Ladung. 1 - Abhängigkeit der Ansteuerungsverluste vom Basisstrom ($P_{DR} = f(I_B)$); 2 - Abhängigkeit der Verluste im Kollektor-Emitter-Stromweg vom Basisstrom ($P_C = f(I_B)$); 3 - die gesamte im Transistor umgesetzte Verlustleistung $P_L = P_{DR} + P_C$; 4 - der optimale Basisstrom (für minimale Verlustleistung).

Sichere Arbeitsbereiche

Die Arbeitsbereiche betreffen den Kollektorstrom I_C in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CE} . Welche Werte können dem Transistor zugemutet werden? – Die zulässigen Wertebereiche (Safe Operating Areas) dokumentiert man typischerweise in SOA-Diagrammen. Es gibt zwei Arten solcher Diagramme, die jeweils bestimmte Betriebszustände betreffen:

- Das Einschalten und den eingeschalteten Zustand: FBSOA = Forward Biased Safe Operating Area. Ist der Transistor eingeschaltet so ist – bei Sättigung – die Basis-Kollektor-Diode in Flußrichtung gepolt. Aus dem Diagramm geht hervor, welche Belastung der Transistor aushalten kann.
- Das Ausschalten, vor allem mit einer induktiven Last: RBSOA = Reverse Biased Safe Operating Area. Beim Ausschalten geht die Basis-Spannung nach Null und die Basis-Kollektor-Diode wird Sperrichtung gepolt. Es fließt aber noch Kollektorstrom, und es bildet sich die Abschalt-Spannungsspitze. Aus dem Diagramm geht hervor, welchen Betrag an Abschaltenergie der Transistor wegstecken kann.

Ein sicherer Betrieb ist dann gewährleistet, wenn alle Wertekombinationen von Strom und Spannung innerhalb des jeweiligen SOA-Linienzuges liegen (Abbildungen 4.15 bis 4.19).

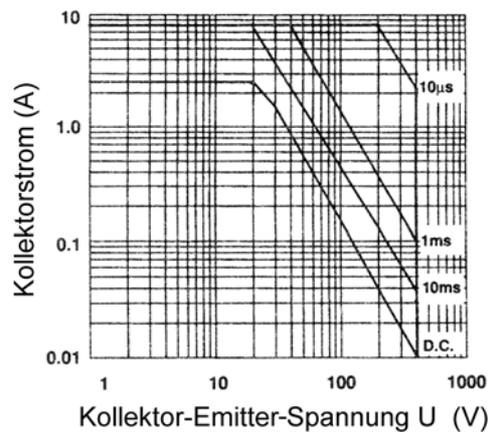


Abb. 4.15 Ein typisches FBSOA-Diagramm (nach Texas Instruments).

Das Diagramm gibt die Arbeitsbereiche für Gleichspannungsbetrieb (D.C.) und für die Ansteuerung mit verschieden breiten Impulsen an. Den Impulsangaben liegt typischerweise ein Duty Cycle von 10% zugrunde.

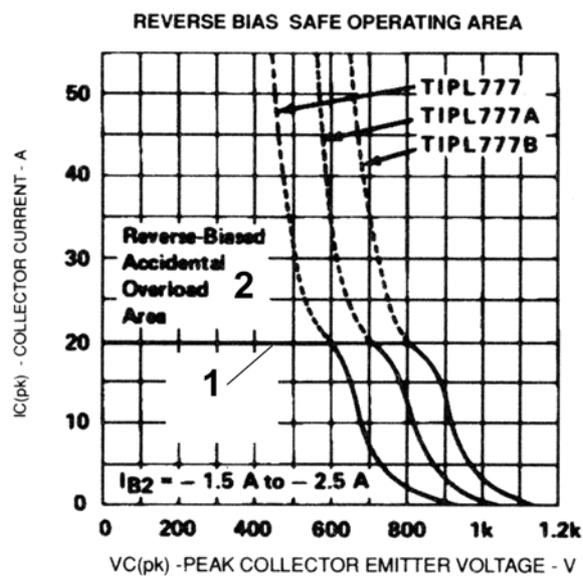


Abb. 4.16 RBSOA-Diagramm einer Darlington-Typenreihe (nach Texas Instruments). 1 - die Grenze des sicheren Arbeitsbereichs; 2 - dieser Bereich ist bei gelegentlicher Belastung noch zugelassen. Ablesebeispiel: bei 20 A Kollektorstrom kann der Transistor noch eine Spannungsspitze von 600 V wegstecken.

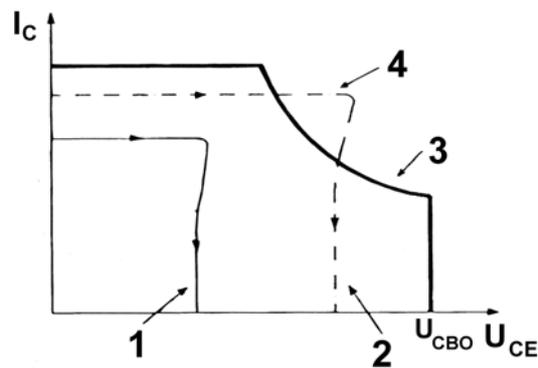


Abb. 4.17 Zur Interpretation des SOA-Diagramms (nach SGS-Thomson)

Das Diagramm betrifft den Ausschaltvorgang (von einem hohen Kollektorstrom bei U_{CE} nahe Null (Sättigungsspannung) bis zu Kollektorstrom nahe Null (Reststrom) bei U_{CE} nahe Betriebsspannung). Es sind zwei Abläufe dargestellt. 1 - ein sicherer Ablauf; 2 - ein unsicherer Ablauf; 3 - die RBSOA-Grenze; 4 - Bereichsberschreitung = Gefahr der Zerstörung des Transistors; U_{CBO} = Spannung zwischen Kollektor und Basis bei offenem Emitter.

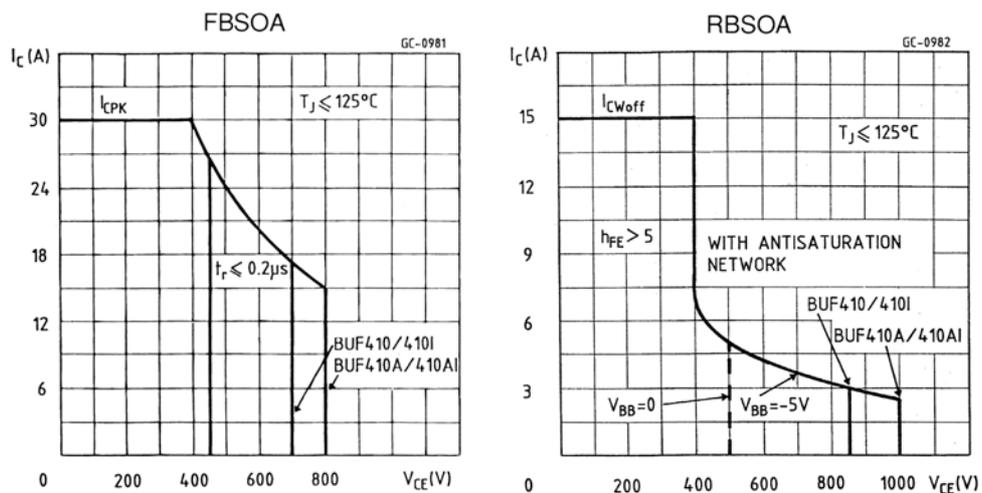


Abb. 4.18 SOA-Diagramme einer weiteren Typenreihe (SGS-Thomson).

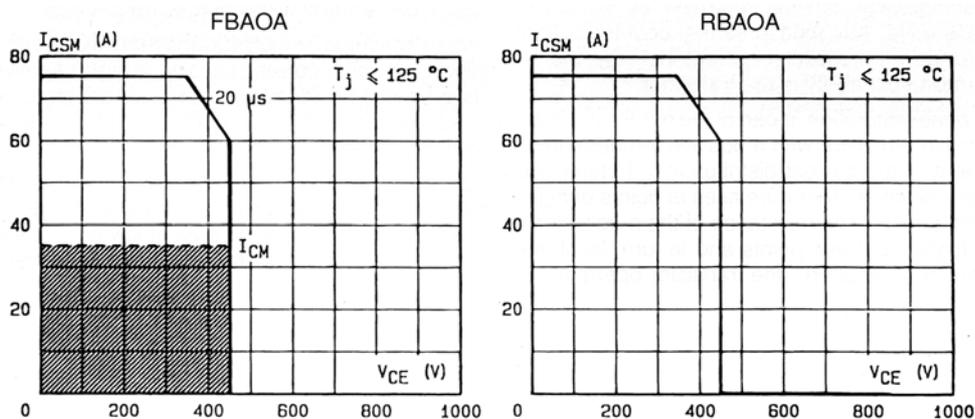


Abb. 4.19 Die Transistoren halten gelegentlich etwas mehr aus, sofern es sich nur um eine zeitweilige Überlastung handelt (SGS-Thomson).

Der Fachbegriff: Accidental Overload Area. Auch diese Diagramme gibt es für das Einschalten und den Normalbetrieb (FBAOA) sowie für den Ausschaltvorgang (RBAOA). Zusätzliche Angaben beschreiben, wie lange und wie oft der Transistor dieser Überlastung ausgesetzt werden darf.

Einschalten

Um die Verluste im Kollektor-Emitter-Stromweg (P_C) gering zu halten, muß der Transistor schnell einschalten. Hierzu ist es erforderlich, viele Ladungsträger in die Basiszone einzuspeisen, mit anderen Worten: dem Transistor einen entsprechend hohen Basisstrom zuzuführen. Der Stromanstieg wird durch parasitäre Induktivitäten und durch das dynamische Verhalten des parasitären Basiswiderstandes begrenzt (Abbildungen 4.20 und 4.21).

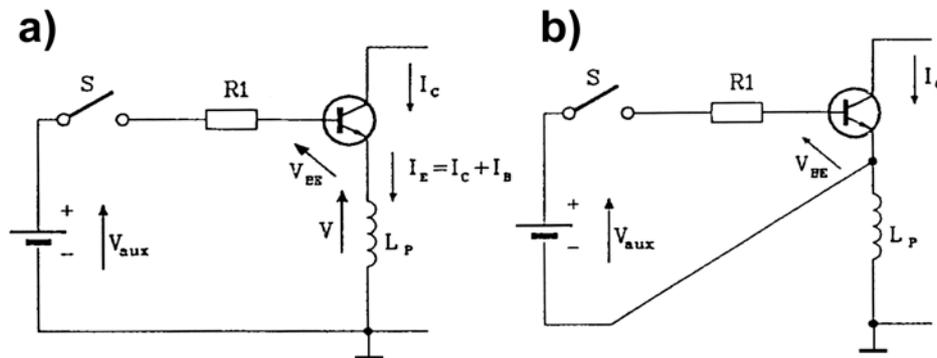


Abb. 4.20 Beispiel des Einflusses einer parasitären Induktivität (nach SGS-Thomson).

Wir betrachten hier eine parasitäre Induktivität L_p im Emitterstromweg (Praxisbeispiel: Zuleitung zum Transistor, der auf einem Kühlkörper sitzt). Der Anstieg des Emitterstromes induziert in der Induktivität L_p eine Gegenspannung V . Der Emitter wird hierdurch zeitweilig positiver.

- Emitterzuleitung und Basis an einem gemeinsamen Masseanschluß. Wenn das Emitterpotential – bezogen auf Masse – positiver wird, sinkt die Spannung zwischen Basis und Emitter (V_{BE}). Infolgedessen fließt weniger Basisstrom. Die Einschaltzeit wird u. U. beträchtlich verlängert.
- Abhilfe. Der Massepunkt der Treiberstufe wird direkt mit dem Emitter des Transistors verbunden. Somit kann sich die Gegenspannung V nicht auf die Spannung zwischen Basis und Emitter (V_{BE}) auswirken.

Praxistip: Transistoren in besonders induktivitätsarmen Gehäusen einsetzen. Auf induktivitätsarme Leitungsführung achten (auch dann, wenn die Schaltfrequenz womöglich nur ein paar kHz beträgt)!

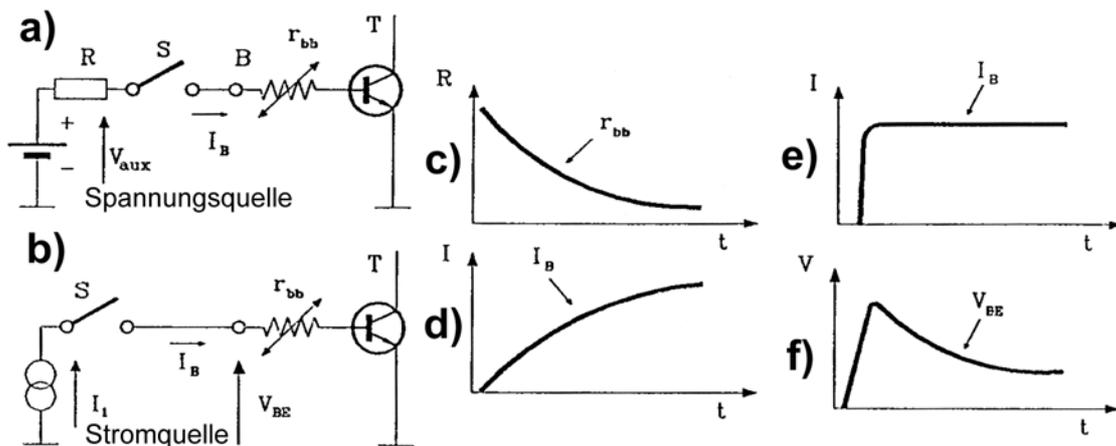


Abb. 4.21 Ansteuerprinzipien und der Einfluß des parasitären Basiswiderstandes (nach SGS-Thomson). a) Ansteuerung über Spannungsquelle; b) Ansteuerung über Stromquelle; c) das zeitliche Verhalten des parasitären Basiswiderstands r_{bb} ; d) Stromanstieg beim Einschalten über Spannungsquelle; e) Stromanstieg beim Einschalten über Stromquelle; f) das zugehörige zeitliche Verhalten der Basis-Emitter-Spannung.

Der parasitäre Basiswiderstand r_{bb} ist zu Beginn des Einschaltvorgangs vergleichsweise hoch. Er verringert sich im Laufe der Zeit (über einige zehn ns).

- a) Ansteuerung über Spannungsquelle: der parasitäre Basiswiderstand r_{bb} begrenzt die Anstiegsgeschwindigkeit des Basisstroms (vor allem bei geringer Betriebsspannung (V_{aux}) des Treibers),
- b) Ansteuerung über Stromquelle: die Anstiegsgeschwindigkeit des Basisstroms wird allein von der Treiberstufe bestimmt und nicht vom Zeitverhalten des parasitären Basiswiderstands r_{bb} .

Darlington-Transistoren und IGBTs schalten besonders schnell ein (Abbildung 4.22).

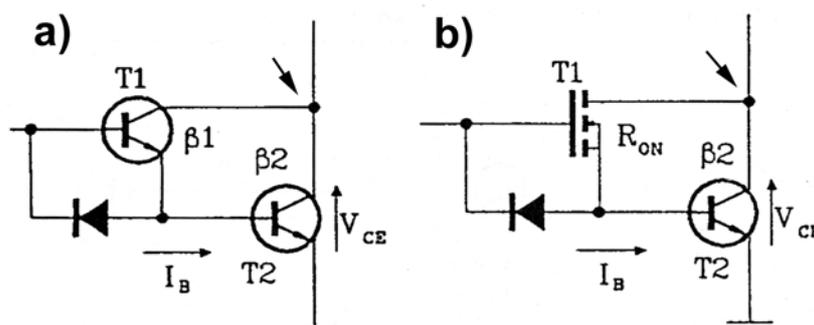


Abb. 4.22 Zum Einschaltverhalten. a) Darlington-Transistor; b) IGBT (nach SGS-Thomson).

Zu Beginn des Schaltvorgangs ist die Kollektorspannung (Pfeil) hoch. Somit kann der in den Transistor $T2$ fließende Basisstrom schnell ansteigen.

Halten des EIN-Zustandes

Geht es nur darum, den EIN-Zustand sicher zu halten, kann der Basisstrom abgesenkt werden, um die Ansteuerungsverluste (P_{DR}) zu verringern. Eine typische Lösung (Abbildung 4.23): der Transistor wird knapp unterhalb der Sättigung betrieben (Quasi-Saturation).

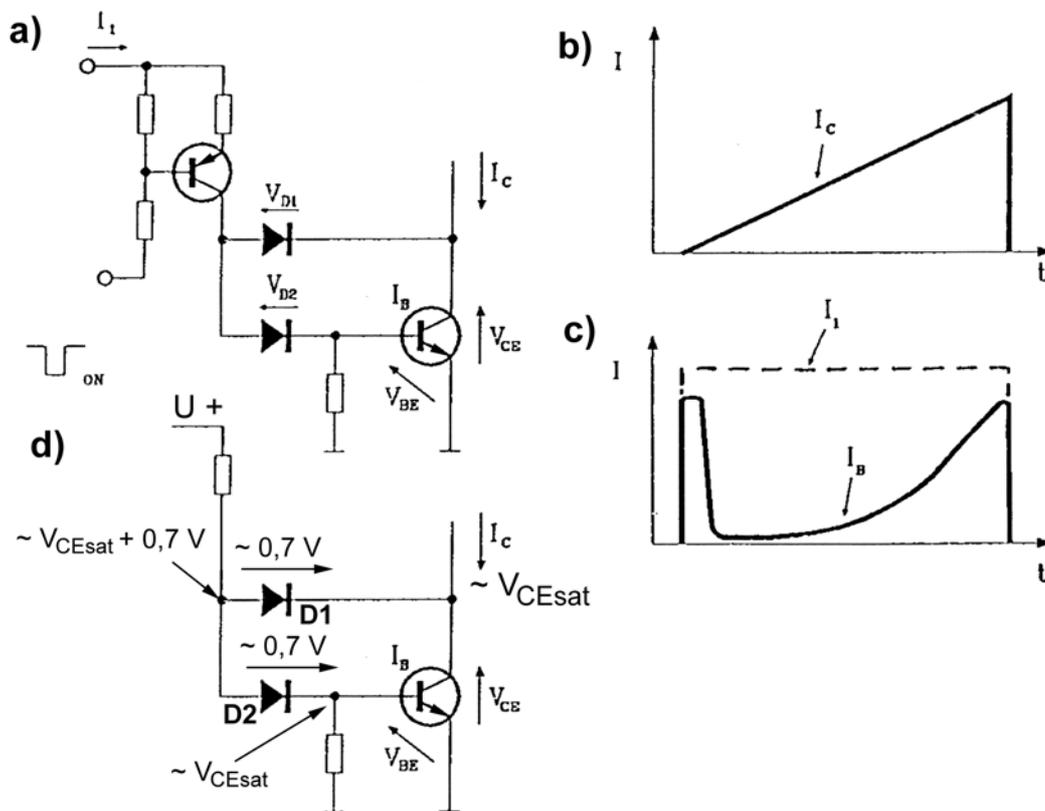


Abb. 4.23 Konstantstrom-Treiberstufe für Betrieb unterhalb der Sättigung (nach SGS-Thomson).

- Prinzipschaltung. Der Leistungstransistor wird über eine geschaltete Konstantstromquelle angesteuert, die mit einem PNP-Transistor bestückt ist.
- Der Kollektorstromverlauf beim Einschalten.
- Treiber- und Basisstromverlauf. In dieser einfachen Schaltung bleibt der Treiberbetriebsstrom I_1 konstant, unabhängig vom jeweils fließenden Kollektorstrom.
- Ersatzschaltung im eingeschalteten Zustand. Wir ersetzen den PNP-Transistor näherungsweise durch einen geschlossenen Schalter. Der Kollektor des Leistungstransistors führt nahezu Massepegel (genauer: ca. die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung V_{CEsat}). Damit liegt Diode D1 in Flußrichtung. Über D1 fällt die Flußspannung ab. Somit wird die Anode auf etwa $V_{CEsat} + 0,7\text{ V}$ herangezogen (Klammerwirkung). Auch Diode D2 liegt in Flußrichtung. Da auch über D2 die Flußspannung abfällt, liegt die Basis des Leistungstransistors wiederum näherungsweise auf V_{CEsat} ; sie kann also nicht positiver werden als der Kollektor, so daß der Transistor nie in die volle Sättigung gelangen kann.

Ausschalten

Es ist erforderlich, die Ladungsträger aus der Basiszone zu entfernen. Die dafür erforderliche Zeit wird bestimmt durch die Stärke des negativen Basisstroms (Ausräumstrom) und durch den Grad der Sättigung. Je höher der Ausräumstrom und je geringer die Sättigung, desto kürzer die Ausschaltzeit (Speicherzeit

Alle Drains sind auf der Unterseite des Substrats miteinander verbunden. Die Sources auf der Oberseite sind über Aluminium-Leiterbahnen parallelgeschaltet und die Gates über Bahnen aus polykristallinem Silizium. Gates und Sources sind (wie für MOS-Strukturen charakteristisch) durch eine Siliziumdioxidschicht gegeneinander isoliert.

Die parasitäre Diode – manchmal ein nützliches Abfallprodukt

Die in den Abbildungen 4.26 und 4.27 dargestellten Halbleiterstrukturen bilden nicht nur einen Feldeffekttransistor, sondern zusätzlich eine – an sich unbeabsichtigte (parasitäre) – Diode zwischen Source und Drain (vgl. Abbildung 4.27b). Solche parasitären Bauelemente sind meist irgendwie häßlich und haben Nebenwirkungen (vgl. beispielsweise den Latch-Up-Effekt). Hier ist die Nebenwirkung aber durchaus brauchbar: in manchen Schaltungen zum Betreiben induktiver Lasten liegt die Diode nämlich genau so in der Schaltung wie eine Freilaufdiode, die zum Abschneiden der Abschalt-Induktionsspannungsspitze ohnehin nützlich wäre.

n-Kanal- oder p-Kanal-Transistoren?

Die weitaus meisten Leistungs-FETs sind n-Kanal-Typen. Weshalb? – Infolge der größeren Ladungsträgerbeweglichkeit bei n-Leitung (Elektronenleitung) kommt man – im Vergleich zur p-Kanal-Ausführung – mit der halben Siliziumfläche aus. p-Kanal-Typen haben einen höheren Durchlaßwiderstand (R_{DSon}) und eine höhere Gate-Schwellenspannung V_{GSth} . Ein Nachteil der n-Kanal-Typen ergibt sich aber, wenn die (positive) Speisespannung am Drain anliegt und die Last an Source (High-Side Drive). Dann muß, damit der Transistor voll leitend wird, die Gatespannung um mehrere Volt (10 V sind typisch) höher sein als die Betriebsspannung. Das erfordert gelegentlich eine aufwendige Zusatzbeschaltung. Deshalb wird auch ein umfangreiches Sortiment an p-Kanal-Typen gefertigt.

MOSFETs und bipolare Transistoren

Leistungs-FETs sind spannungsgesteuerte Bauelemente. Die Spannung zwischen Gate und Source (V_{GS}) bestimmt den Drainstrom I_D (Abbildungen 4.28 und 4.29). Der FET verhält sich im Laststromkreis wie ein Widerstand. Wesentliche Unterschiede zwischen FETs und bipolaren Leistungstransistoren sind – ergänzend zu Tabelle 4.1 – in Tabelle 4.2 angegeben. Abbildung 4.30 gibt einen Überblick über typische Einsatzbereiche beider Transistorarten.

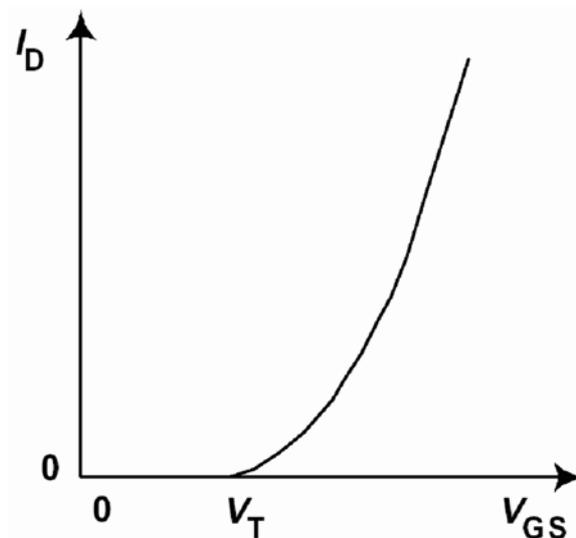


Abb. 4.28 Die Übertragungskennlinie eines MOSFETs (nach International Rectifier).

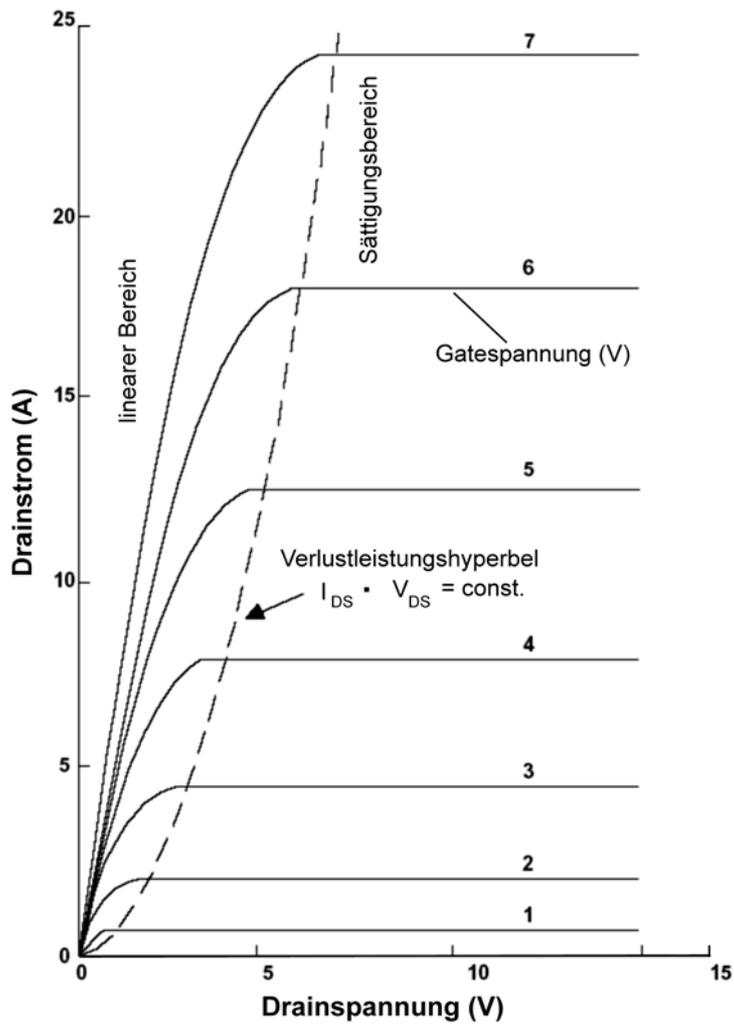


Abb. 4.29 Die Ausgangskennlinie eines MOSFETs (nach International Rectifier).

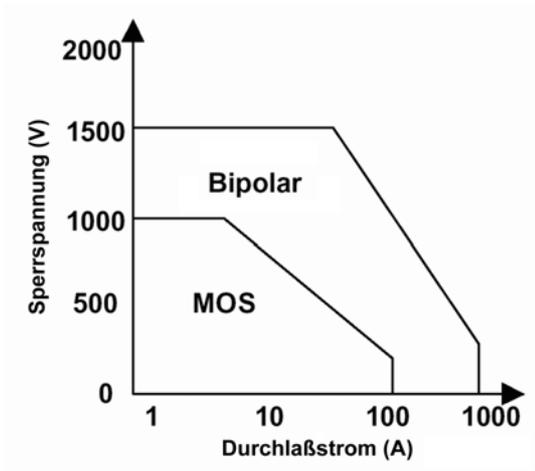


Abb. 4.30 Typische Einsatzbereiche von Bipolartransistoren und FETs (International Rectifier).

Gesichtspunkt	Bipolar	MOSFET
am Stromfluß beteiligte Ladungsträger	beide (Löcher und Elektronen)	nur Majoritätsträger (Elektronen bei n-Kanal)
Ansteuerung	Strom (komplizierter, hoher Strombedarf)	Spannung (einfacher). Strom fließt praktisch nur beim Umschalten
schnelles Ausschalten	zwecks Verringerung der Speicherzeit Ausräumen der Basis erforderlich (kompliziert)	entfällt (keine Speicherzeit)
Schaltzeiten	höher (u. a. wegen der am Stromtransport beteiligten Löcher)	geringer (nur Elektronenleitung)
Temperaturgang	negativ. Sättigungsspannungen werden mit zunehmender Temperatur geringer. Kann thermisch durchgehen. Parallelschaltung mehrerer Transistoren aufwendiger	positiv. Strombegrenzung mit zunehmender Temperatur. Parallelschaltung mehrerer Transistoren einfacher
zweiter Durchbruch (bei hohen Spannungen und Strömen)	kommt vor	gibt es nicht
Verhalten im EIN-Zustand bei Auslegung für höhere Sperrspannungen (> 200 V)	geringerer Spannungsabfall (V_{CEsat})	höherer Spannungsabfall ($I_D \cdot R_{DSon}$)

Tabelle 4.2 Bipolartransistoren und FETs im Vergleich.

Kennwerte im Überblick

Durchlaßwiderstand im Ein-Zustand (On-Resistance) R_{DSon}

Der Durchlaßwiderstand eines leitenden Source-Drain-Pfades beträgt bei modernen DMOS-Transistoren im Milliohm-Bereich (Richtwerte: 5...100 m Ω). Die Entwickler bemühen sich, die Werte noch weiter zu vermindern. Der Grund: je geringer der Durchlaßwiderstand, desto geringer der Spannungsabfall (Forward-Voltage Drop) und die Verlustleistung (die im Transistor in Wärme umgesetzt wird). Bei 50 A bedeuten 100 m Ω 5 V Spannungsabfall und eine Verlustleistung von 250 W. Aber auch bei Strömen um 1 A können 100 m Ω schon zuviel sein, wenn geringe Spannungen (2,7...5 V) zu schalten sind (Stichworte: Stromsparbetriebsarten, Speicherkartenschnittstellen, USB). Gelegentlich wird die Angabe auf die Siliziumfläche bezogen (m Ω /cm²). Dem Stand der Technik entsprechen Werte zwischen 20 und 1 m Ω /cm². Für höhere Spannungen vorgesehenen MOS-Transistoren haben höhere R_{DSon} -Kennwerte (weil, um die Spannungsfestigkeit zu gewährleisten, die Epitaxie-Schicht (Epi layer in Abbildung 4.27a) hochohmiger ausgelegt werden muß).

Spannungsabfall im Ein-Zustand (Forward-Voltage Drop)

Die über dem Source-Drain-Pfad abfallende Spannung ergibt sich als Produkt von Drainstrom und Durchlaßwiderstand. Die Verlustleistung, die der Transistor in Wärme umsetzt, ergibt sich als Produkt von Drainstrom und Forward-Voltage Drop.

Spannungsfestigkeit (Breakdown Voltage $V_{(BR)DSS}$)

Die Angabe bedeutet, einfach gesagt, daß ein Transistor mit nicht leitendem Source-Drain-Pfad die genannte Spannung über Source und Drain aushält. MOS-Transistoren werden für verschiedene Spannungsbereiche gefertigt. Typische Größenordnungen sind (1) bis zu 12 V (2) bis zu 30 V, (3) 200...300 V und (4) über 300 V.

Drainstrom (I_D)

Drainströme liegen im Bereich von einigen hundert mA bis zu 60 A und mehr (bei statischem Betrieb). Im Impulsbetrieb können noch höhere Ströme geschaltet werden (Richtwert: das 4fache des "statischen" Maximalstroms). Der einschlägige Kennwert: der Drain-Impulsstrom (Pulsed Drain Current) I_{DM} .

Gate-Schwellenspannung (Gate Threshold Voltage $V_{GS(th)}$)

Die Angabe kennzeichnet praktisch die minimale Schaltspannung des MOS-Transistors. Es muß wenigstens $V_{GS(th)}$ am Gate anliegen (bezogen auf das Sourcepotential), damit die Drain-Source-Strecke leitend wird. Der Kennwert wird typischerweise bei einem Drainstrom von 250 μ A gemessen. Richtwerte: 2...4 V, in Extremfällen um 10 V. Es gibt auch Low-Threshold-Typen mit besonders niedrigen Schwellenspannungen (< 1...2,5 V).

Übertragungsteilheit (Transconductance g_{fs})

Die Übertragungsteilheit gibt an, welche Änderung der Gatespannung erforderlich ist, um eine bestimmte Änderung des Drainstroms zu bewirken:

$$g_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

Im Gegensatz zur Stromverstärkung des Bipolartransistors wächst die Übertragungsteilheit mit zunehmendem Drainstrom (Abbildung 4.31).

Schaltzeiten

Abbildung 4.32 veranschaulicht, wie die Schaltzeiten definiert sind.

Größenordnungen (am Beispiel eines Transistors mit $I_D = 12$ A, $V_{DSS} = 60$ V und $R_{DS(on)} = 0,15$ Ohm):

- Einschaltzeit (Turn-on Delay Time $t_{d(on)}$): um 20 ns,
- Anstiegszeit (Rise Time t_r): um 60 ns,
- Ausschaltzeit (Turn-off Delay Time $t_{d(off)}$): um 65 ns,
- Abfallzeit (Fall Time t_f): um 65 ns.

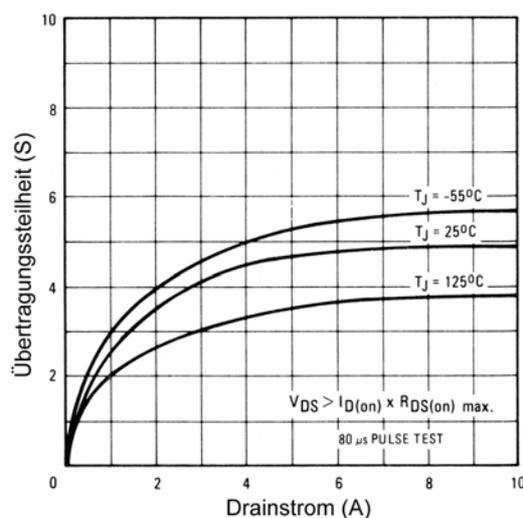


Abb. 4.31 Die Übertragungsteilheit in Abhängigkeit vom Drainstrom (nach International Rectifier).

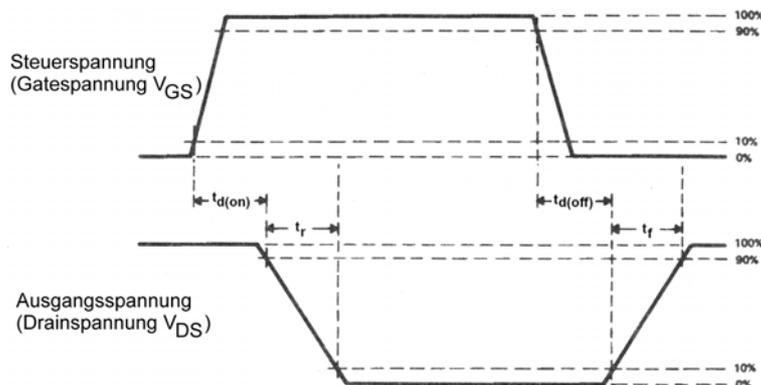


Abb. 4.32 Schaltzeiten eines MOS-Leistungstransistors.

Die Ein- und Ausschaltzeiten (t_{on} , t_{off}) sind die Zeiten, die benötigt werden, um die Gatekapazitäten umzuladen (so daß die Source-Drain-Strecke zu leiten oder zu sperren beginnt).

Gate-Ladung (Gate Charge Q_G)

Die Gate-Ladung ist ein Datenblattwert, der die umzuladenden Gatekapazitäten kennzeichnet (Abbildung 4.33). Diese Kennwerte wurden eingeführt, um bestimmte Überschlagsrechnungen zu erleichtern.

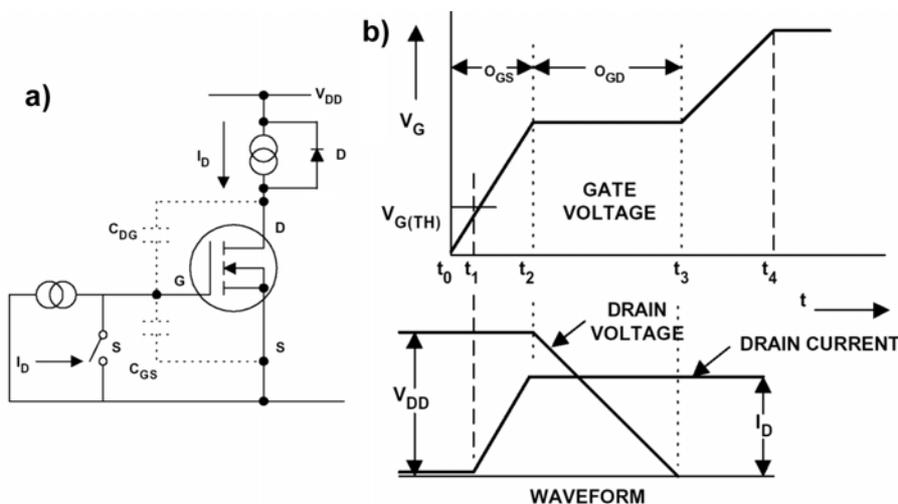


Abb. 4.33 Zur Gate-Ladung (nach International Rectifier).

- Prinzipschaltung. Es gibt im wesentlichen zwei Gate-Kapazitäten: (1) C_{DG} zwischen Drain und Gate (Miller-Kapazität), (2) C_{GS} zwischen Gate und Source.
- Spannungs- und Stromverläufe beim Einschalten:
 - $t_0 \dots t_1$: Gatespannung erreicht Schwellenspannung $V_{G(th)}$. Der Drainstrom beginnt zu fließen. Währenddessen wird C_{GS} geladen.
 - $t_1 \dots t_2$: Gatespannung und Drainstrom steigen weiter an. Zu t_2 ist C_{GS} voll geladen, und der Drainstrom hat seinen Endwert erreicht. Die Drainspannung beginnt zu fallen. Der durch den Gate-Anschluß fließende Strom lädt die Miller-Kapazität C_{DG} . Deshalb steigt die Gatespannung zunächst nicht weiter an.
 - t_3 : beide Gate-Kapazitäten C_{GS} , C_{DG} sind voll geladen. Somit kann die Gatespannung weiter ansteigen.
 - t_4 : die Gatespannung hat den Betriebsspannungspegel erreicht. Einschaltvorgang abgeschlossen.

Das typische Entwurfsproblem: welchen Strom muß ich einspeisen, um das Intervall zwischen t_0 und t_4 möglichst schnell zu durchlaufen? – Das läßt sich auf Grundlage von Ladungsangaben einfacher berechnen als mit Kapazitätswerten:

$$Q = I \cdot t$$

Die Datenblätter enthalten typischerweise folgende Ladungsangaben:

- Q_{GS} (Gate-to-Source-Charge). Charakterisiert die Gatekapazität C_{GS} und ermöglicht es, den Zeitabschnitt von t_0 bis t_2 zu bestimmen.
- Q_{DG} (Drain-to-Gate Charge). Charakterisiert die Millerkapazität C_{DG} und ermöglicht es, den Zeitabschnitt von t_2 bis t_3 zu bestimmen.
- Q_G (Total Gate Charge). Betrifft den gesamten Einschaltvorgang (von t_0 bis t_4).

Beispiel:

$Q_{GS} = 2,7 \text{ nC}$; $Q_{DG} = 7,8 \text{ nC}$; $Q_G = 14 \text{ nC}$.

Welchen Strom müssen wir zuführen, um diesen Transistor in $1 \mu\text{s}$ einzuschalten?

$$I = \frac{Q}{t} = \frac{14 \text{ nC}}{1 \mu\text{s}} = 14 \text{ mA}$$

Um den gleichen Transistor in 100 ns einzuschalten, wären $14 \text{ nC} : 0,1 \mu\text{s} = 140 \text{ mA}$ erforderlich.

Die Gate-Ladung hängt praktisch nur von der Gatespannung V_{GS} ab (Abbildung 4.34), aber kaum vom Drainstrom und nicht von der Kristalltemperatur.

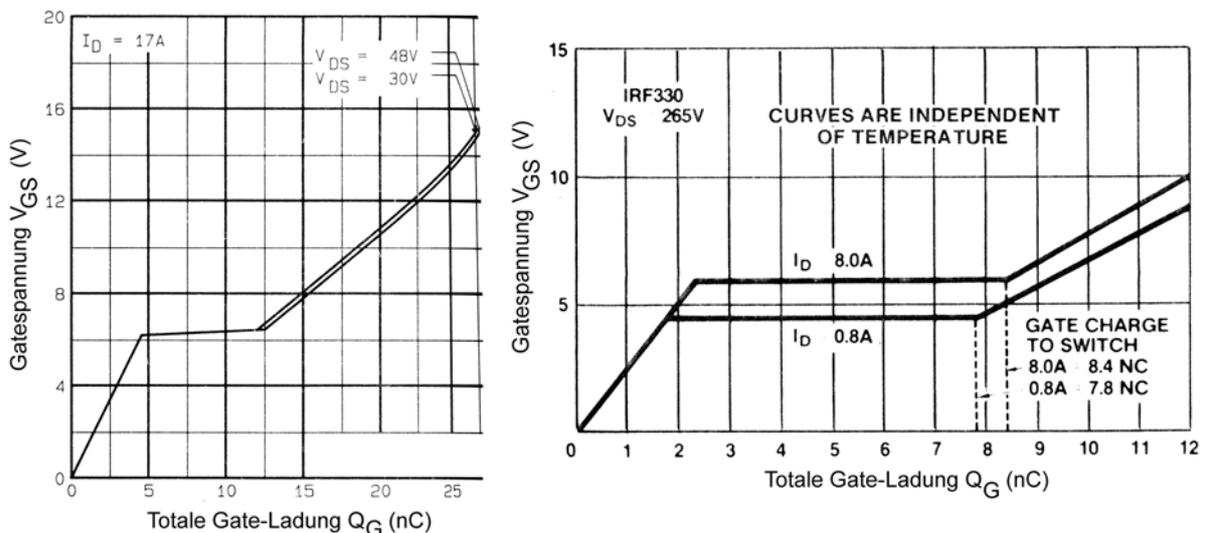


Abb. 4.34 Die Abhängigkeit der Gate-Ladung von weiteren Kennwerten. Zwei Beispiele (nach International Rectifier).

Betriebsbedingungen und SOA-Diagramme

Im Gegensatz zum Bipolartransistor gibt es nur geringe Abhängigkeit zwischen Laststrom und Ansteuerung:

- Die Verstärkungswirkung nimmt nicht mit wachsendem Laststrom ab (vgl. Stromverstärkung und Übertragungsteilheit).
- Die Schaltgeschwindigkeit wird praktisch nur von der Gate-Ladung bestimmt, die vom Laststrom nur in geringem Maße beeinflusst wird.

Die Strombelastung ist vor allem eine Frage der Kühlung, d. h. der Abführung der im Transistor umgesetzten Verlustleistung.

Datenblattangaben beziehen sich – wie bei den Bipolartransistoren – typischerweise auf eine Kristalltemperatur von 25 °C.

Bestimmung der nutzbaren Strombelastbarkeit:

$$I_D = \sqrt{\frac{t_{jmax} - t_c}{R_{DSon} R_{th(JC)}}}$$

t_{jmax} - spezifizierte Kristalltemperatur; t_c - Gehäusetemperatur (muß von den Kühlvorkehrungen gewährleistet werden); R_{DSon} - Durchlaßwiderstand im Ein-Zustand; $R_{th(JC)}$ - thermischer Übergangswiderstand zwischen Kristall und Gehäuse.

Faustregel:

Mit einem angemessenen (= zum Gehäuse passenden) Kühlkörper (ohne Zwangsbelüftung) vertragen die Transistoren ohne weiteres Drainströme von 60...70% des Datenblattwertes, und zwar bei einer Umgebungstemperatur bis zu 40 °C. Die Kristalltemperatur beträgt dabei etwa 100 °C.

Die Obergrenze: eine Kristalltemperatur von 150 °C.

Der MOS-Transistor verträgt jeden beliebigen Drainstromverlauf (bis hin zum Spitzenwert I_{DM}), sofern diese Grenze der Kristalltemperatur nicht überschritten wird.

SOA-Diagramme für MOS-Transistoren (Abbildung 4.35) beruhen typischerweise auf einer Gehäusetemperatur von 25 °C, wobei die Kristalltemperatur am Ende eines impulsförmigen Drainstromverlaufs auf maximal 150 °C ansteigen darf. Da MOS-Transistoren keinen zweiten Durchbruch haben, entsprechen die Linien im SOA-Diagramm jeweils einer konstanten Verlustleistung bei allen Werten der Drain-Source-Spannung V_{DS} . Bei höheren Drainströmen ergibt sich eine weitere Begrenzung infolge des Durchlaßwiderstandes R_{DSon} (Verlustleistung = $I_D^2 R_{DSon}$).

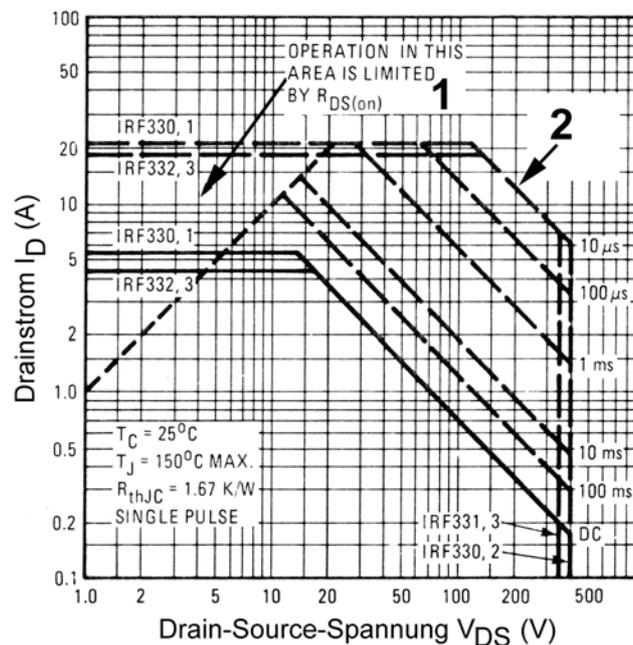


Abb. 4.35 Das SOA-Diagramm eines MOS-Leistungstransistors (nach International Rectifier). 1 - Begrenzung infolge $R_{DS(on)}$; 2 - Begrenzung infolge Verlustleistung $V_{DS} \cdot I_D = \text{const.}$

Ansteuerung

Lassen sich MOS-Leistungstransistoren "leistungslos" ansteuern?

Nein. Der MOS-Transistor ist zwar grundsätzlich ein spannungsgesteuertes Bauelement, und bei statischer Ansteuerung fließt praktisch kein nennenswerter Gate-Strom, die Gate-Kapazitäten der MOS-Leistungstransistoren haben aber eine beachtliche Größenordnung, so daß die ansteuernden Treiberschaltungen doch einiges an Strom aufbringen müssen.

Grundsätzliche Anforderungen an Treiberstufen:

- Hinreichender Spannungshub (Gatespannung V_{GS}).
- niedrige Ausgangsimpedanz Der Treiber muß in der Lage sein,
 - kurzzeitig genügend Strom zu liefern, um die Gatekapazitäten schnell umzuladen (Stichwort: Gate-Ladung),
 - in den Gatekreis eingekoppelte Störungen wegzustecken.

Die Last schlägt zurück...

Spannungsänderungen im Lastkreis werden auf den Gatekreis übergekoppelt (vor allem infolge der parasitären Kapazitäten). Hat die Treiberschaltung, die das Gate ansteuert, eine hohe Impedanz, so macht sich eine Änderung der Drain-Source-Spannung am Gate näherungsweise in folgendem Verhältnis bemerkbar:

$$\frac{1}{1 + \frac{C_{GS}}{C_{DG}}}$$

Richtwert:

Das Verhältnis beträgt etwa 1:6. Ändert sich die Drain-Source-Spannung beispielsweise um 300 V, so ergeben sich am Gate Spannungsspitzen mit einer Amplitude von ca. 50 V (Abbildung 4.36). Das kann zu folgenden Fehlermechanismen führen:

- Der Transistor schaltet sich ein⁴ (ob das ein Fehler ist oder ob es keine Bedeutung hat, hängt vom jeweiligen Einsatzfall ab).
- Der Transistor wird zerstört, da die zulässigen Grenzwerte der Gatespannung V_{GS} überschritten werden (Richtwerte: V_{GS} ca. ± 20 V).

Abhilfe: (1) durch Schutzschaltungen (Abbildungen 4.37 und 4.38), (2) durch hinreichend niederohmige Auslegung der Treiberstufe (so daß die Spannungsspitzen gleichsam kurzgeschlossen werden).

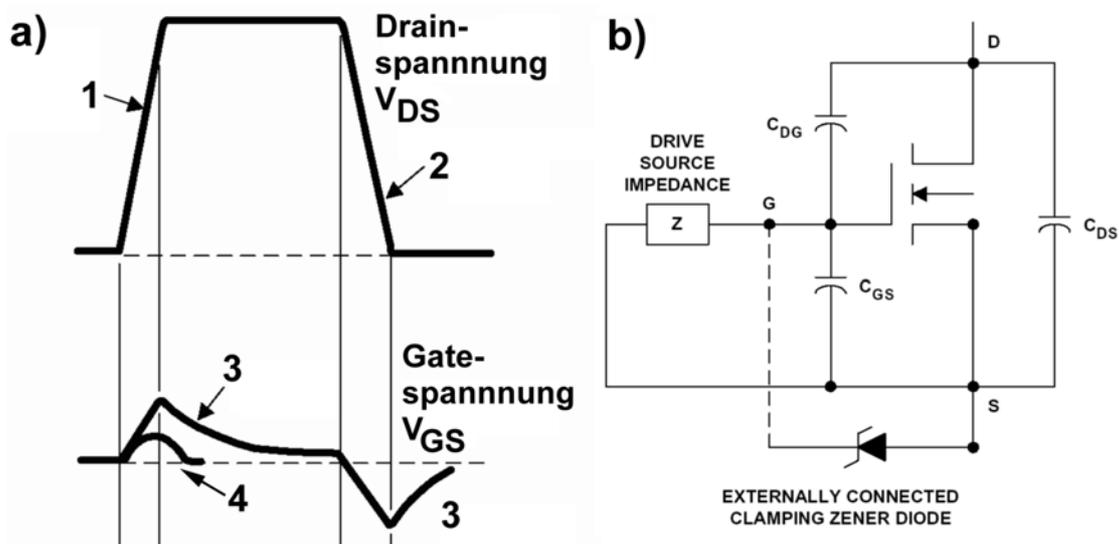


Abb. 4.36 Beeinflussung des Gates über den Lastkreis (nach International Rectifier). a) - Beeinflussung der Gatespannung durch Änderung der Drainspannung; b) - Störspitzenbegrenzung mittels Zenerdiode am Gate (Klammerschaltung). 1 - Drainspannungsanstieg; 2 - Drainspannungsabfall; 3 - Störspitzen ohne Klammerschaltung; 4 - Störspitzen mit Klammerschaltung.

Kann die Zenerdiode verhindern, daß Störspitzen den Transistor einschalten?

Nein, denn die Zenerspannung muß ja so hoch sein, daß die korrekten Ansteuerimpulse (vom Treiber) zum Gate gelangen können. Sie kann also den Transistor nur gegen übermäßige Störpegel ($> V_{GSmax}$) schützen.

Daß die Zenerdiode leitend wird, wenn die Gatespannung eine entsprechende positive Amplitude überschreitet, ist klar. Wie wirkt sie aber bei negativen Störspitzen?

Dann liegt sie in Flußrichtung, wirkt also als gewöhnliche Si-Diode, die die Störungen auf ihre Flußspannung (ca. $-0,7$ V) klammert.

4: Richtwert: Die Schwellenspannung V_{GSth} liegt typischerweise zwischen 2 und 4 V.

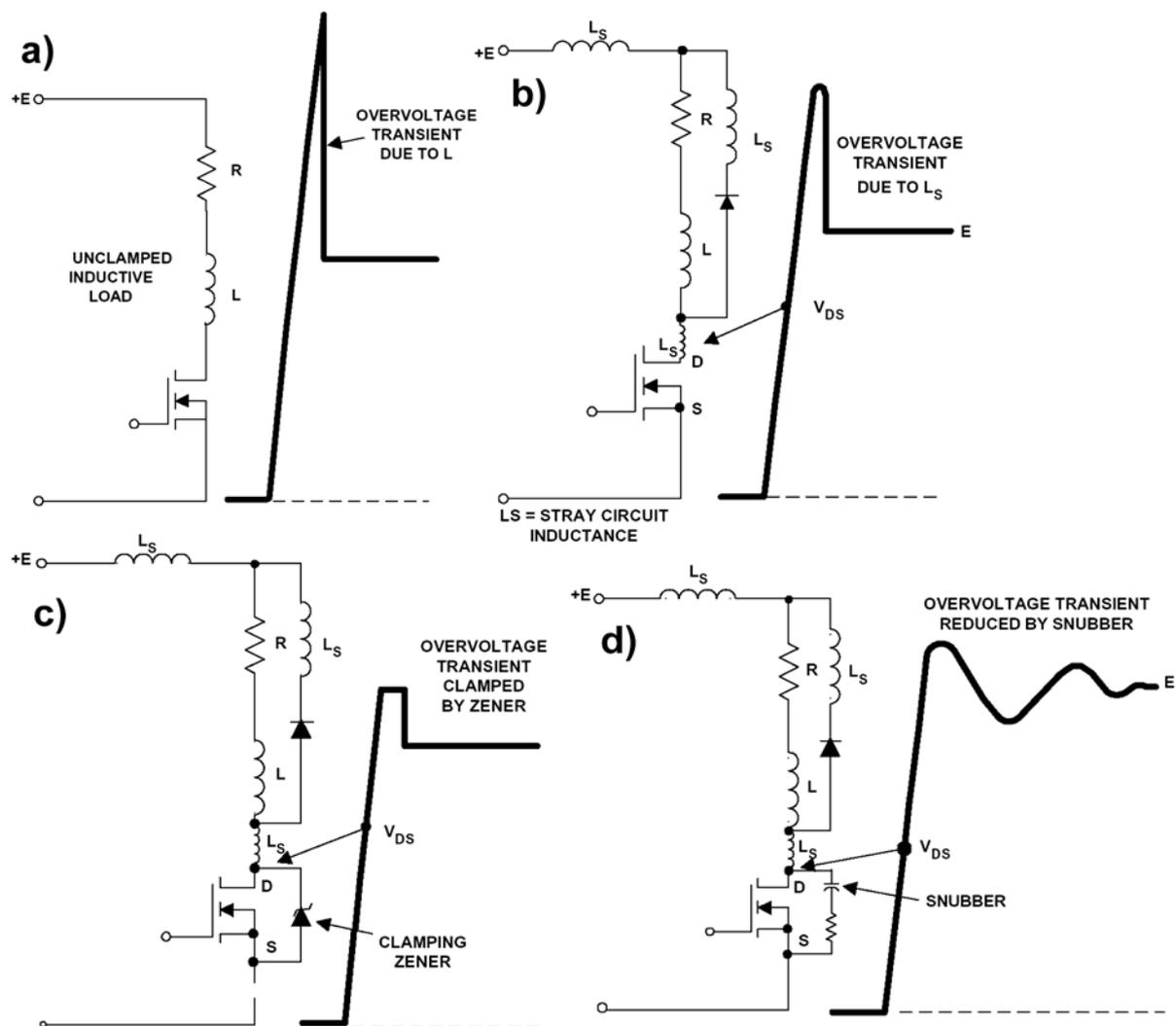


Abb. 4.37 Abschalt-Spannungsspitzen und deren Bekämpfung (nach International Rectifier)

- Das Abschalten einer induktiven Last führt zu einer Spannungsspitze mit extremer Amplitude. Auch 1:6 untersetzt hält der Transistor einen solchen Schlag auf das Gate nicht aus...
- Die typische Abhilfe: eine Freilaufdiode. Damit läßt sich aber die Spannungsspitze nicht vollständig beseitigen, und zwar (1) wegen der Durchlaßverzögerungszeit der Diode und (2) wegen der stets vorhandene parasitären bzw. Streuinduktivitäten (Leiterzüge, Leitungsdächte, Anschlußbeinchen usw.). Auch wenn jetzt die Lastseite ausreichend geschützt ist, kann es am Gate immer noch unangenehm werden.
- Weitere Begrenzung der Spannungsspitze durch eine Zenerdiode über Drain und Source.
- Dämpfung der Spannungsspitze durch ein RC-Netzwerk (Snubber Network) über Drain und Source (aus der Spitze wird eine abklingende Schwingung; das verlangsamt aber den Ausschaltvorgang).

Solche Maßnahmen müssen ggf. auf der Gateseite entsprechend ergänzt werden (Klammerschaltungen, niederohmige Treiberausgänge).

Welche Spannungssprünge hält der Transistor aus?

Der einschlägige Fachbegriff: dv/dt Capability. Der Datenblattwert heißt typischerweise Peak Diode Recovery. Er bezeichnet die höchste zulässige Anstiegsgeschwindigkeit (dv/dt) der Drainspannung V_{DS} . Richtwert: 5 V/ns.

Einfache Treiberstufen

Die Größenordnung der Gatespannung:

- Herkömmliche MOS-Leistungstransistoren brauchen, um voll durchzuschalten (= R_{DSon} laut Datenblatt), etwa 10 V.
- Typen mit besonders niedriger Gatespannung kommen mit 5 V oder weniger aus (Logic Level FETs o. dergl.).

Gatespannung und Durchlaßwiderstand

Jeder MOSFET wird leitend, wenn die Schwellenspannung überschritten wird. Je niedriger die Gatespannung, desto höher der Durchlaßwiderstand. Es ist nur die Frage, ob ein Wert im Datenblatt steht oder nicht, mit anderen Worten, für welche Gatespannungen der Hersteller verbindliche Höchstwerte für R_{DSon} garantiert. Mehrere R_{DSon} -Werte bei unterschiedlichen Gatespannungen erfordern einen höheren Prüfaufwand als ein einziger Wert (der z. B. bei 10 V gemessen wird).

Die (vom Treiber aufzubringende) Verlustleistung im Gatekreis:

$$P = V_{GS} \cdot Q_G \cdot f$$

Rechenbeispiel: $V_{GS} = 12$ V; $Q_G = 60$ nC; $f = 100$ kHz. $P = 72$ mW.

Treiber für herkömmliche Transistoren ($V_{GS} \approx 10$ V)

Es liegt nahe, TTL-Schaltkeise mit Open-Collector-Ausgängen oder CMOS-Typen einzusetzen, die eine entsprechende Betriebsspannung aushalten (z. B. aus einer 4000er Baureihe). Des weiteren kommen Operationsverstärker, diskrete Transistoren und spezielle Treiberschaltkreise in Frage (Abbildungen 4.38 und 4.39).

Treiber für MOSFETS mit besonders niedriger Gatespannung ($V_{GS} \leq 5$ V)

Derartige Transistoren können direkt von Logikschaltkreisen angesteuert werden (Abbildung 4.40). TTL-Ausgänge brauchen einen Pullup-Widerstand (High-Pegel nur 2,4...typisch 3,5 V).

Praxistip:

Die Funktionsfähigkeit solcher Einfachlösungen ggf. rechnerisch (anhand der Gate-Ladung) und labormäßig nachweisen.

MOS und bipolare Technologien kombiniert: IGBTs

IGBT steht für "Insulated-Gate Bipolar Transistor". Aus Sicht des Praktikers handelt es sich um einen bipolaren Leistungstransistor, der über einen MOS-Feldeffekttransistor angesteuert wird. Er vereint Vorteile der Feldeffekttransistoren (hoher Eingangswiderstand, einfache Ansteuerung) und der Bipolartransistoren (geringer Spannungsabfall, hohe Spannungsfestigkeit) miteinander. Die Gatespannung – zum sicheren Einschalten – ist höher als beim MOSFET; sie beträgt typischerweise 15 V. Ein IGBT hat aber einen wesentlichen Nachteil des Bipolartransistors: er schaltet zwar schnell ein, aber nur recht langsam wieder aus (Ausräumzeit). Typische Schaltfrequenzen liegen zwischen 20 und 200 kHz. IGBTs werden vorzugsweise verwendet, wenn höhere Spannungen zu schalten sind (typischerweise 300...> 1000 V). Bei Spannungen über 1000 V bevorzugt man IGBTs, bei Spannungen unter 250 V MOSFETs. Dazwischen hat man die Wahl.

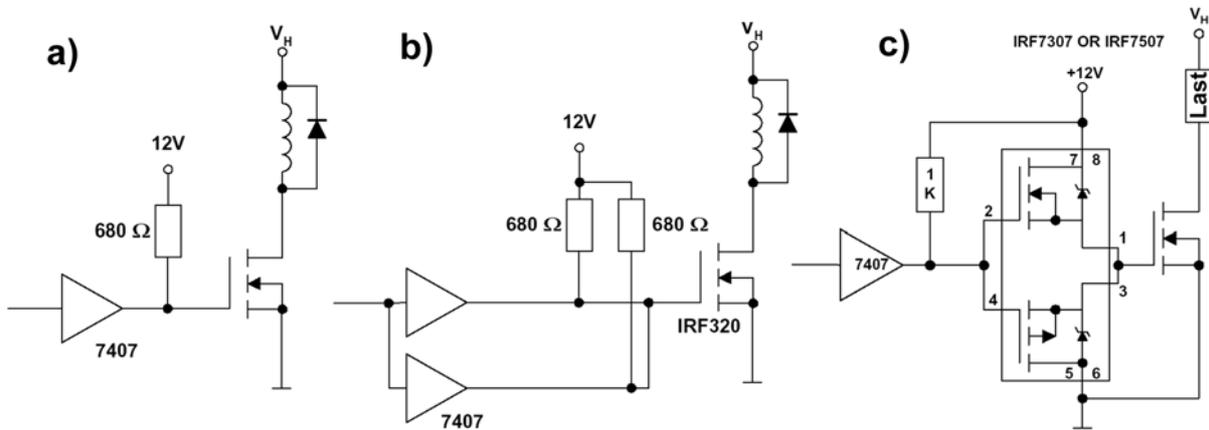


Abb. 4.38 Einfache Treiberstufen für herkömmliche MOS-Leistungstransistoren (nach International Rectifier). a) - ein einzelner Open-Collector-Treiber mit Pullup-Widerstand; b) - zwei parallelgeschaltete Open-Collector-Treiber; c) - Open-Collector-Treiber mit nachgeschalteter Komplementärstufe.

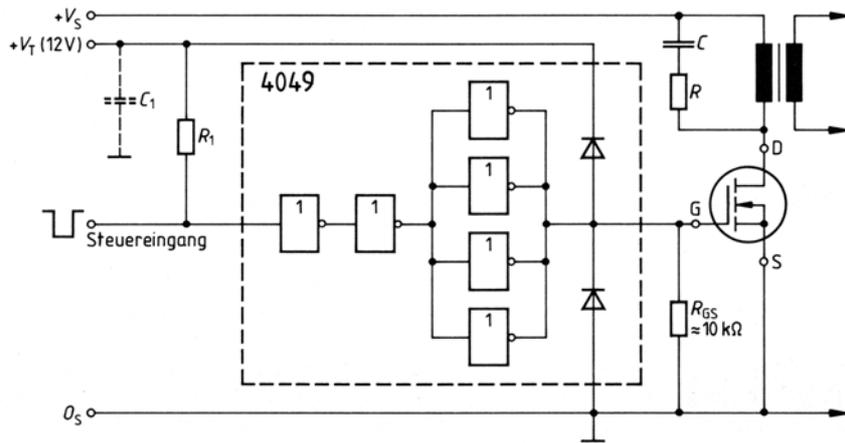


Abb. 4.39 Treiberstufe mit CMOS-Negatoren (Siemens). Es sind mehrere Negatoren parallelgeschaltet. Die 4000er Typen vertragen bis zu 15 V Betriebsspannung.

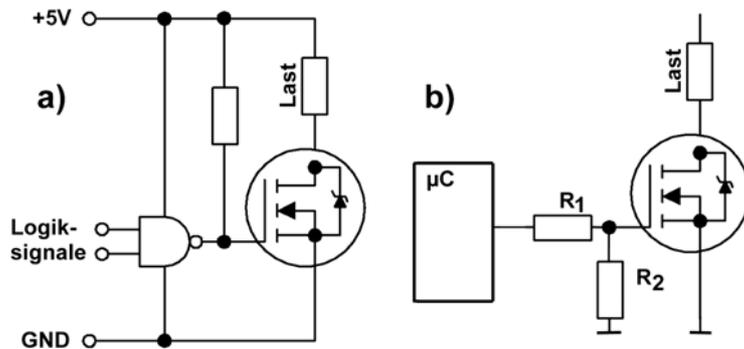


Abb. 4.40 Einfache Treiberstufen für Logic-Level-FETs. a) Ansteuerung mit TTL-Gatter; b) Ansteuerung mit CMOS-Mikrocontroller.

Die Widerstände R_1 , R_2 sind bedarfsweise vorzusehen:

- R_1 : zur Dämpfung von Schwingneigungen (Selbsterregung). Wichtig vor allem bei längeren Leitungswegen und bei Transistoren mit besonders geringer Gateladung (Low Charge FETs). Richtwerte: zwischen 33 und 330 Ω .
- R_2 : hält im Low-Zustand das Gate sicher gesperrt. Wichtig u. a. beim Einsatz von Mikrocontrollern, deren E-A-Ports softwareseitig initialisiert werden müssen (während der Initialisierung befindet sich sonst das Gate auf schwimmendem Potential – das kann SEHR häßliche Nebenwirkungen haben...) sowie dann, wenn die Verbindung zwischen Treiber und Gate trennbar ist (z. B. Mikrocontroller auf Steckkarte, Transistor fest im Gehäuse). Richtwert: 10... 100 k Ω .

4.3 Leistungsschaltungen

Grundlagen der Lastanschaltung

Der einfachste Fall

Die Last soll mit Gleichspannung versorgt werden. Wir nehmen – wie allgemein üblich – an, daß eine gemeinsame Rückleitung (Masse) vorgesehen ist. Wird ein Stromweg von der Versorgungsspannung über die Last nach Masse geschaltet, so wird ein Strom durch die Last fließen, und die jeweilige Wirkung (Anziehen des Relais, Weiterschalten des Schrittmotors, Aufleuchten der Glühlampe usw.) wird eintreten. Wo aber das schaltende Leistungsbaulement anordnen? Es gibt zwei Möglichkeiten (Abbildung 4.41):

1. Low Side Drive

Die Last wird "oben" fest an die Versorgungsspannung angeschlossen. Das Leistungsbaulement wird zwischen Last und Masse angeordnet.

2. High Side Drive

Die Last wird "unten" fest an Masse angeschlossen. Das Leistungsbaulement wird zwischen Last und Versorgungsspannung angeordnet.

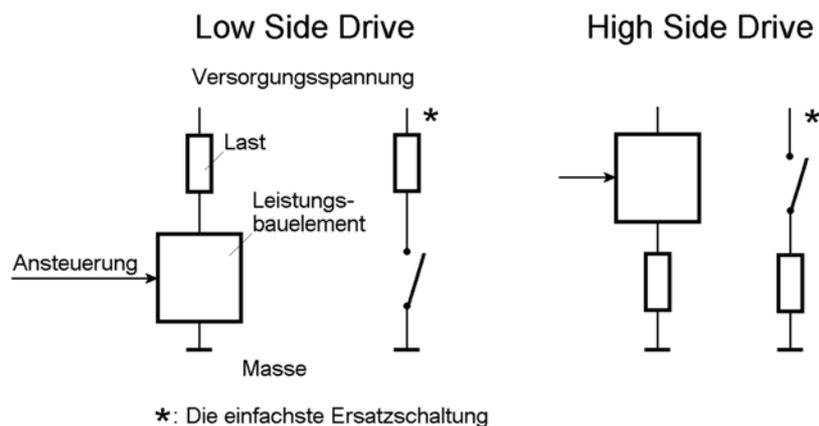


Abb. 4.41 Die einfachsten Fälle der Lastanschaltung.

Oben fest anschließen, nach unten schalten: Low Side Drive

Das ist die sozusagen klassische Form. Weshalb? – Weil übliche, preisgünstige Leistungsbaulemente in dieser Beschaltung mit Steuerspannungen im Bereich zwischen Massepotential (0 V) und Versorgungsspannung angesteuert werden können. Beim heutigen Stand der Technik lassen sich NPN-Bipolartransistoren und N-Kanal-MOSFETS am günstigsten fertigen (PNP- oder P-Kanal-Typen

brauchen mehr Siliziumfläche und sind entsprechend teurer). Diese Leitfähigkeitstypen bedingen positive Versorgungsspannungen. Bipolartransistoren werden bei einer Basisspannung zwischen 0,7... etwa 3,5 V voll aufgedreht; MOSFETs brauchen dazu Gatespannungen zwischen etwa 3 und rund 10 V. Die Abbildungen 4.42 bis 4.44 zeigen typische Beispiele.

- Low Side Drive bedeutet Einsatz des Leistungstransistors in Emitter- bzw. Sourceschaltung,
- Low Side Drive heißt: Emitter oder Source des Leistungsbauelements an Masse, Last an Versorgungsspannung. Dadurch einfachste Ansteuerung des Leistungsbauelementes und insgesamt kostengünstigste Auslegung.

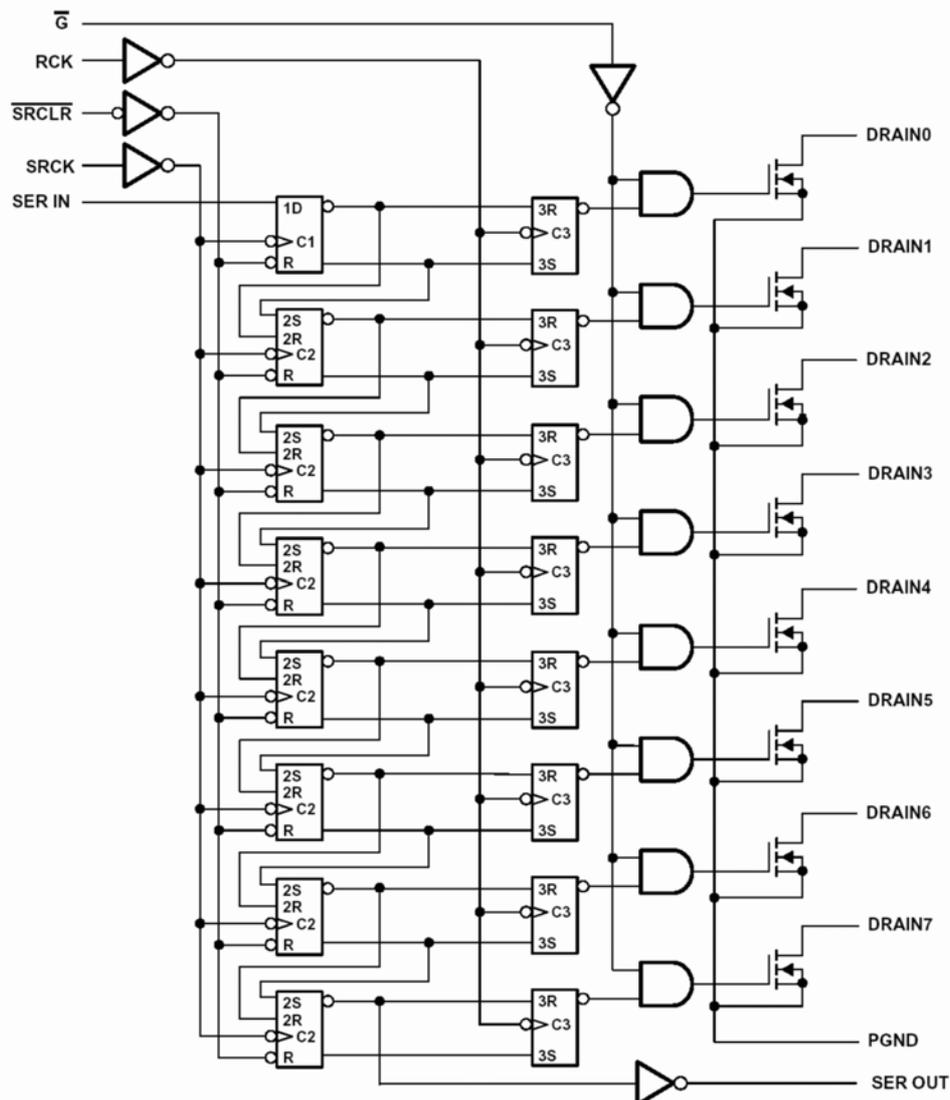


Abb. 4.42 Low Side Drive (1). Achtfach-Treiber mit serielltem Zugangsweg (nach Texas Instruments).

Dieser Schaltkreis enthält 8 MOS-Leistungstransistoren, die über ein Schieberegister-Interface angesteuert werden. Weitere Typen dieser Baureihe haben gleichartige Leistungstransistoren, aber andere Schnittstellen (8-Bit-Parallelübernahme oder Einzelbitzugriff). Die Leistungsstufen sind universell verwendbar (Abbildung 4.43).

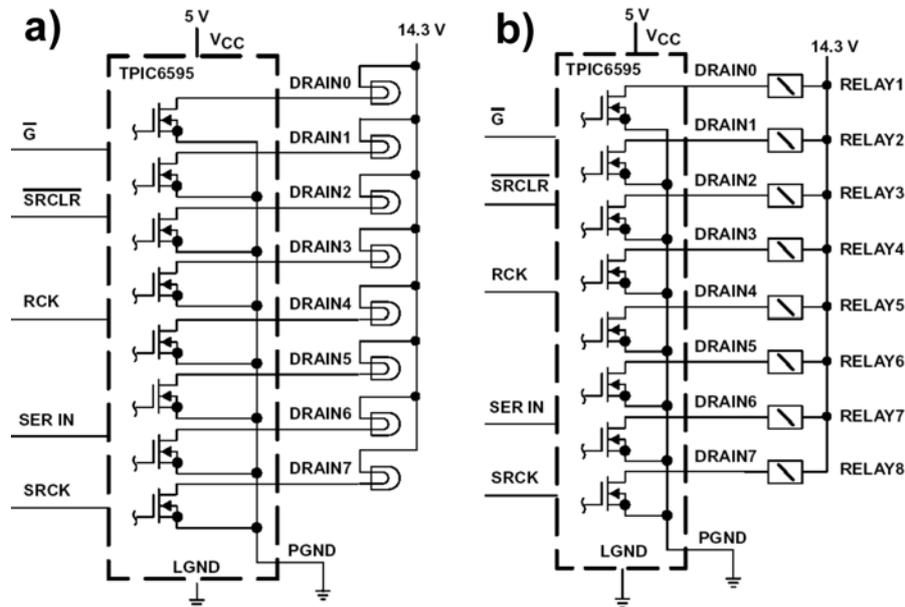


Abb. 4.43 Low Side Drive (2). Achtfach-Treiber mit verschiedenen Lasten. a) Glühlampen; b) Relais (nach Texas Instruments).

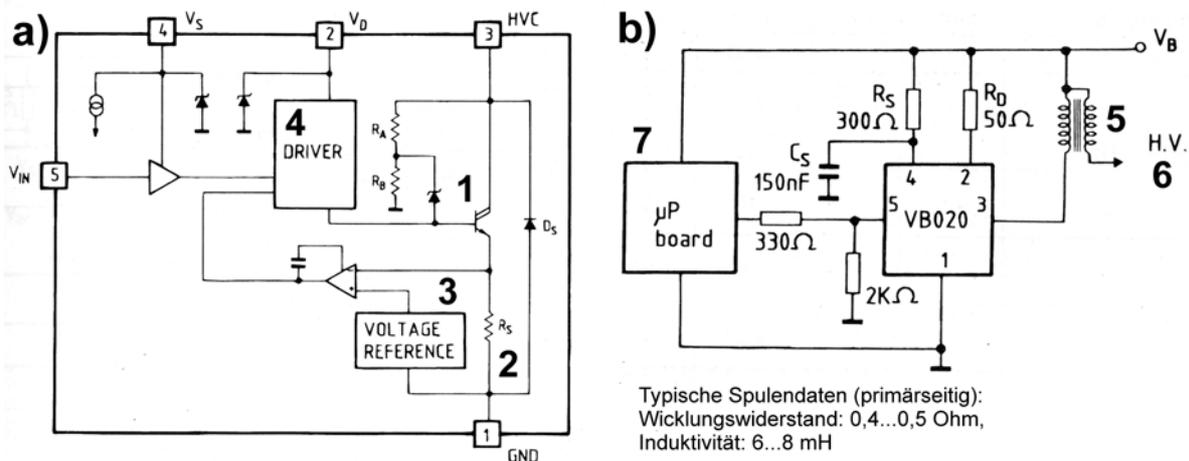


Abb. 4.44 Low Side Drive (3). Hochspannungszündung für Ottomotoren (nach SGS-Thomson). a) Treiberschaltkreis, b) Anwendungsbeispiel. 1 - Leistungstransistor (hier in Darlington-Konfiguration); 2 - Strommeßwiderstand; 3 - Überstromerkennung; 4 - Treiberstufe; 5 - Zündspule, 6 - Hochspannungsanschluß (zur Kerze oder zum Verteiler); 7 - Mikrocontroller.

Unten fest anschließen, nach oben schalten: High Side Drive

Manchmal ist es ganz einfach notwendig, das Leistungsbauelement "oben" anzuordnen (Stichwort: Brückenschaltung). Aber auch in Fällen, in denen die Low-Side-Schaltungstechnik an sich ausreichen würde, werden High-Side-Schaltungen verwendet. Ein wichtiges Anwendungsgebiet ist die Kraftfahrzeugtechnik. Weshalb? – Es geht um Sicherheit und Zuverlässigkeit. Elektronische und elektrische Einrichtungen im Kraftfahrzeug sind ständig Wind und Wetter ausgesetzt. Sie sind aber andererseits die meiste Zeit (der Lebensdauer des Fahrzeugs) außer Betrieb. Bei Low Side Drive hängen

die eigentlichen Lasten (Motore, Zugmagnete usw.) an der Batteriespannung. Eine ausgeschaltete Last führt – im PKW – an der Klemme zum Leitungsbaulement rund 13 V gegen die Karosserie (die Fahrzeug-Masse). Da die Luft kein idealer Nichtleiter ist (Feuchtigkeit, Verschmutzung) bedeutet dies elektrochemische Korrosion. Diese Form der Korrosion wird hingegen vermieden, wenn das Ruhepotential der Last dem Massepotential entspricht. Folglich fordern die Autofabrikanten kategorisch High Side Drive, und da hier ein massenhafter Bedarf besteht, können die Halbleiterfabrikanten sehr preisgünstige Bauelemente anbieten (die dann auch in anderen Bereichen gern eingesetzt werden).

Worin besteht eigentlich das Problem? – Wenn die Schaltung einfach sein soll, müssen wir (unter der Annahme positiver Versorgungsspannung) einen PNP- oder P-Kanal-Transistor verwenden (Abbildung 4.45).



Abb. 4.45 High Side Drive mit PNP- und P-Kanal-Transistoren.

NPN- oder N-Kanal-Transistoren müssen – als High-Side-Schaltstufen – hingegen mit Basis- bzw. Gate-Spannungen angesteuert werden, die über der Versorgungsspannung liegen. Weshalb? Im ausgeschalteten Zustand fällt über der Last praktisch die gesamte Betriebsspannung ab. Emitter bzw. Source liegen deshalb auf dem Potential der Betriebsspannung. Somit muß, um den Transistor aufzusteuern, die Basis- bzw. Gatespannung noch positiver werden. Da diese Transistortypen besonders kostengünstig sind, ist man oft bereit, den entsprechenden Zusatzaufwand zu tragen. Es sind zwei Probleme zu lösen:

- Eine "positivere" Hilfsspannung ist bereitzustellen (beim typischen N-Kanal-MOSFET muß sie wenigstens 10 V höher sein als die eigentliche Speisespannung).
- Es ist zu gewährleisten, daß das Leistungsbaulement mit üblichen (auf Masse bezogenen) Signalen angesteuert werden kann.

Varianten der Bereitstellung einer positiveren Hilfsspannung:

Externe Hilfsspannung (Abbildung 4.46a)

Es liegt nahe, die Hilfsspannung im Rahmen der zentralen Stromversorgung bereitzustellen, also beispielsweise das Netzteil entsprechend auszulegen oder ein gesondertes Netzteil vorzusehen. Das ist die althergebrachte Lösung. Bei einem Blick in ältere Hardware fällt auf, daß die Stromversorgung viele verschiedene Speisespannungen bereitstellt. Aber auch moderne Schaltungen legt man so aus, wenn es zweckmäßig ist. Nur werden die Hilfsspannungen heutzutage oft an Ort und Stelle erzeugt (typischerweise mit DC-DC-Wandlern auf der jeweiligen Leiterplatte).

Interne Hilfsspannungserzeugung (Abbildung 4.46b)

Im Grunde genommen entspricht das auch dem althergebrachten Prinzip. Nur hat man die Spannungserzeugung in den Leistungsschaltkreis eingebaut. Wenn wir an batteriebetriebene Geräte denken, wird der Vorteil einer solchen Lösung klar, ebenso dann, wenn es – wie beim Auto – um verteilte Hardware geht, die eine umfangreiche Stromversorgungsverkabelung erfordert. Es sind zwei Lösungen üblich: (1) Ladungspumpe (Spannungsverdoppler) mit eigenem Oszillator, (2) Ladungspumpe in

Bootstrap-Schaltung. Lösung (1) ist an sich nichts besonderes; es handelt sich um einen DC-DC-Wandler, den man auf dem Leistungsschaltkreis mit untergebracht hat. Manche Schaltkreise haben einen eingebauten (integrierten) Speicherkondensator, manche erfordern eine Außenbeschaltung. Bei Lösung (2) vermeidet man den gesonderten Oszillator und ersetzt diesen durch eine Rückführung vom Ausgang der Leistungsstufe (Abbildung 4.47a). Das Prinzip (in der hier gebotenen Kürze): Das Leistungselement ist kein idealer Schalter. Auch wenn die Steuerspannung noch geringer ist als die Versorgungsspannung, wird es "ein wenig" durchschalten. Die kleine Spannungsänderung am Ausgang reicht aus, den Speicherkondensator etwas aufzuladen. Somit steigt wiederum die Steuerspannung, das Bauelement wird noch mehr leitend, wodurch der Speicherkondensator wiederum noch mehr aufgeladen wird usw. Die Schaltung schaukelt sich also regelrecht selbst hoch.

Varianten der Steuersignalführung:

- Steuersignalführung über isoliertes (floating) Gate,
- Pegelverschiebung über Hilfstransistor entgegengesetzten Leitfähigkeitstyps (Abbildung 4.47b),
- galvanische Trennung über Optokoppler oder Transformator.

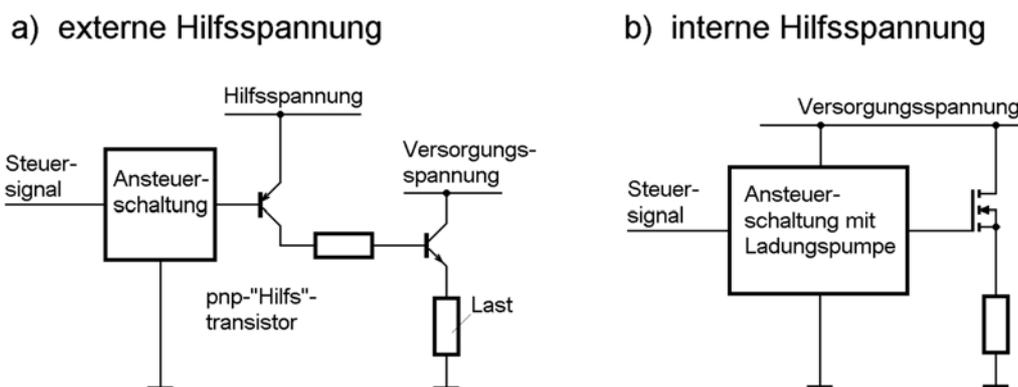


Abb. 4.46 High Side Drive mit npn- und n-Kanal-Transistoren: Grundsaltungen (1).

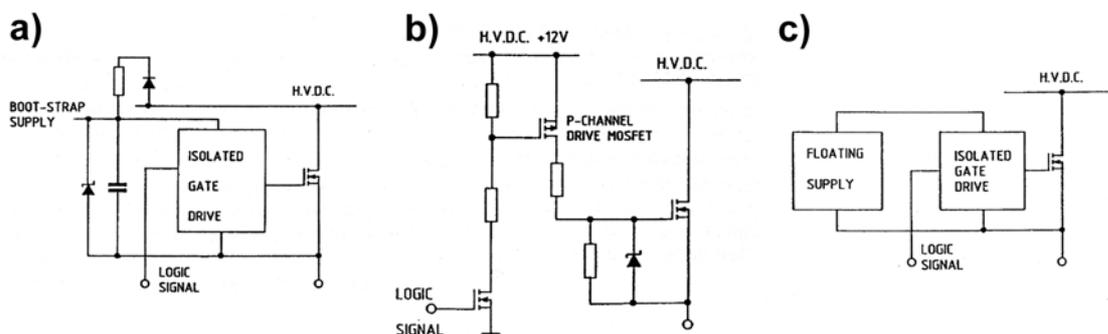


Abb. 4.47 High Side Drive mit npn- und n-Kanal-Transistoren: Grundsaltungen (2). a) Bootstrap-Hilfsspannungserzeugung; b) Pegelverschiebung mittels Hilfstransistor; c) "schwimmende" Hilfsspannungserzeugung (Ladungspumpe) und Ansteuerung über isoliertes Gate (nach SGS-Thomson).

Zusammengefaßt:

High Side Drive heißt Leistungsbaulement an Versorgungsspannung, Last an Masse. Ein NPN- oder N-Kanal-Transistor wird hier als Emitter- bzw. Sourcefolger (mit anderen Worten: in Kollektor- oder Drainschaltung) betrieben. Ein wichtiger Vorteil: In aggressiver Umgebung wird die elektrochemische Korrosion vermieden. Problem: Entweder muß das Leistungsbaulement vom PNP- oder P-Kanal-Typ sein oder die Steuerspannung muß höher sein als die Versorgungsspannung. Moderne hochintegrierte Leistungsschaltungen erzeugen die dafür notwendige Hilfsspannung intern. Dies erfordert gelegentlich eine Außenbeschaltung mit passiven Bauelementen (vor allem: mit Speicherkondensatoren für die eingebaute Ladungspumpe).

Eingebaute und außen angeschlossene Speicherkondensatoren

Manche Schaltkreise haben eingebaute Speicherkondensatoren, bieten aber auch die Möglichkeit, entsprechende Kondensatoren außen anzuschließen.

Praxistip:

- Für geringe Schaltgeschwindigkeiten / niedrige Schaltfrequenzen genügen die eingebauten Kondensatoren. Richtwerte: Schaltfrequenz ca. 1 kHz, Schaltzeit: mehrere...viele μs .
- Für hohe Schaltgeschwindigkeiten/Schaltfrequenzen sind zusätzliche Kondensatoren außen anzuschließen. Richtwerte: Kondensator um 10 nF, Schaltfrequenzen 500 kHz und mehr, Schaltzeiten ≤ 100 ns.

Der Zusammenhang: die Kapazität der eingebauten (auf dem Schaltkreis integrierten) Kondensatoren ist sehr beschränkt (pF-Größenordnung). Außen können hingegen ohne weiteres mehrere nF angeschlossen werden. Das ist viel mehr als die Gate-Kapazität des MOS-Leistungstransistors (gespeicherte Ladung \gg Gate-Ladung). Deshalb ist es möglich, den Transistor schnell einzuschalten.

Einfache Praxisschaltungen**Spannungsüberhöhung mit Ladungspumpe**

Drainschaltung = High Side Drive. Damit der FET richtig durchschaltet, muß die Gatespannung um die Schaltspannung für minimalen $R_{\text{DS(on)}}$ überhöht werden ($V_{\text{DD}} + 10$ V). Abbildung 4.48 zeigt eine Versuchsschaltung, die das Prinzip der Ladungspumpe veranschaulicht. Die Diode klammert den negativen Pegel am Kondensator auf V_{DD} . Damit liegt der positive Pegel um die Sourcespannung über V_{DD} . Es müssen sich Rechteckimpulse ergeben, deren Low-Anteile auf V_{DD} -Pegel liegen.

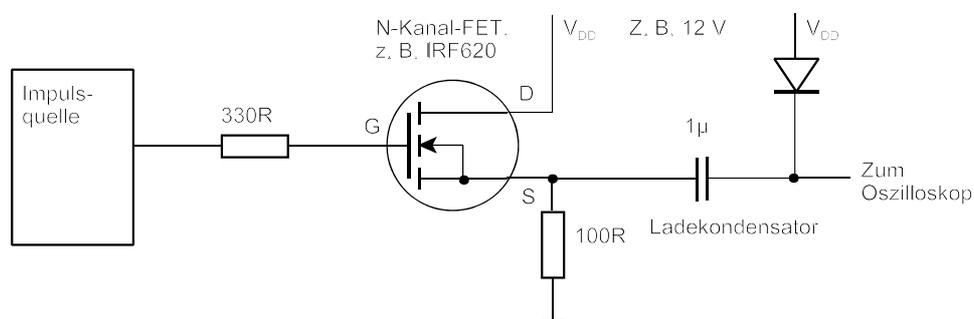


Abb. 4.48 Zum Prinzip der Ladungspumpe (Versuchsschaltung).

Bootstrap-Schaltung

Der MOSFET wird über eine Transistorstufe angesteuert (Abbildung 4.49). Diese wird von der Ladungspumpe gespeist. Ansteuerpegel etwa 4 V. Pegel am Ladekondensator (**) zwischen V_{DD} und $2 V_{\text{DD}}$; Pegel am Gate zwischen 0 V und $2 V_{\text{DD}}$.

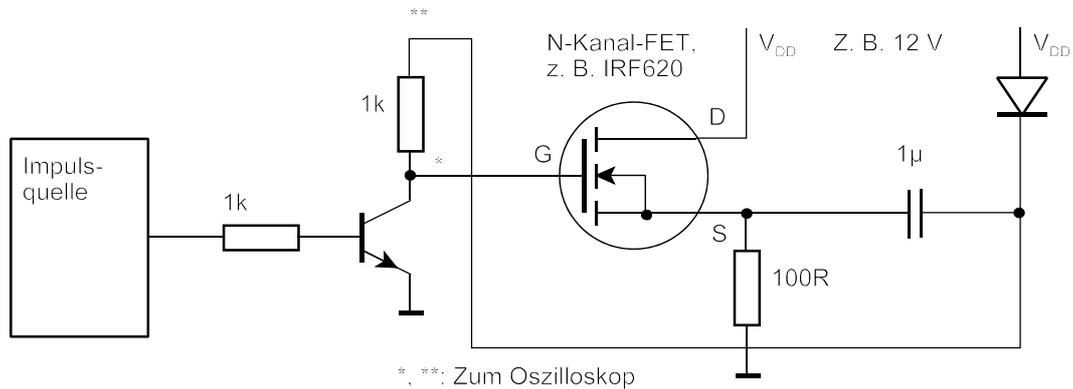


Abb. 4.49 Bootstrapschaltung.

Die Bootstrapschaltung funktioniert nur bei zyklischer Erregung. Ist der Abstand zwischen den Erregungen zu lang, entlädt sich der Kondensator (Abbildung 4.50).

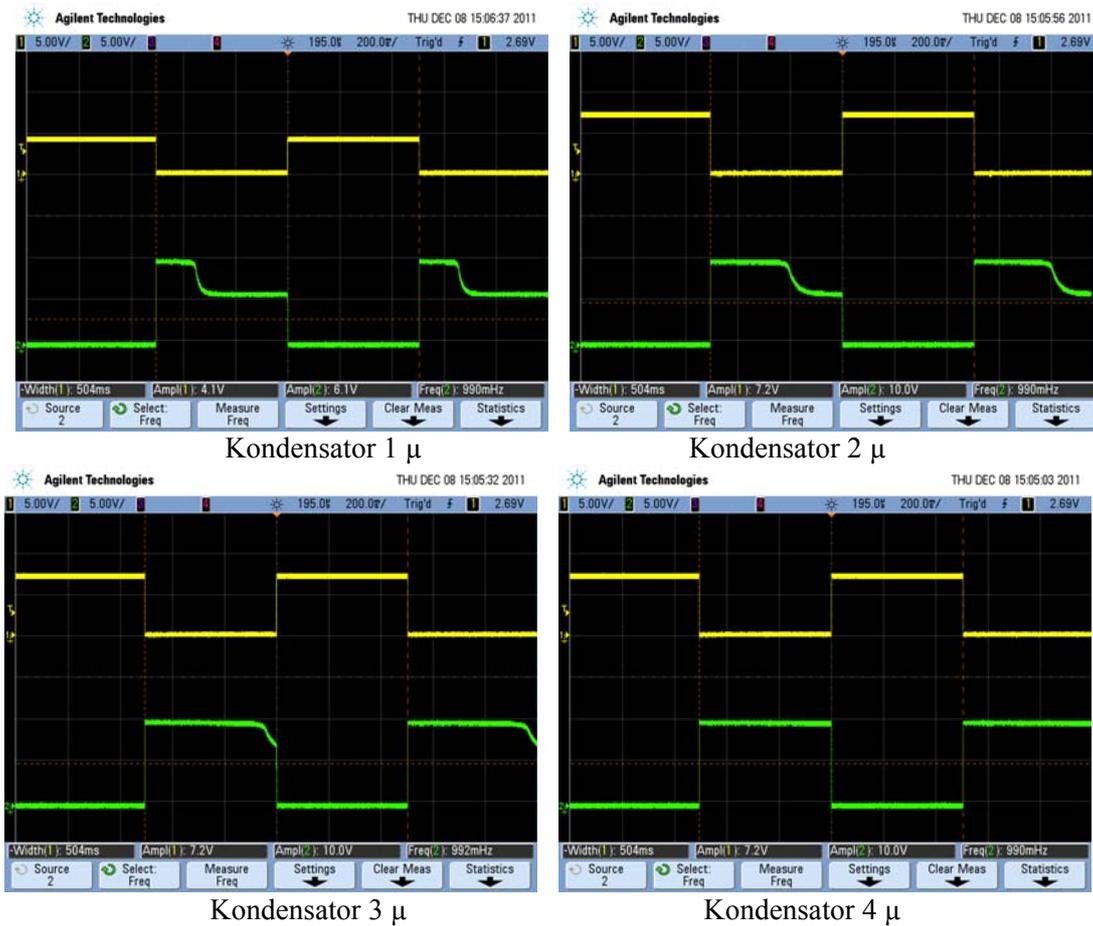


Abb. 4.50 Die Gatespannung am Ladekondensator. Erregung mit 1 Hz.

Ein Ausweg:

Die überhöhte Versorgungsspannung wird mit einer autonomen Ladungspumpe erzeugt. Hierzu kann man u. a. ein Impulssignal ausnutzen, das von einem Mikrocontroller geliefert wird (Abbildungen 4.51 und 4.52). Manchmal eignet sich auch ein ohnehin vorhandenes Taktsignal.

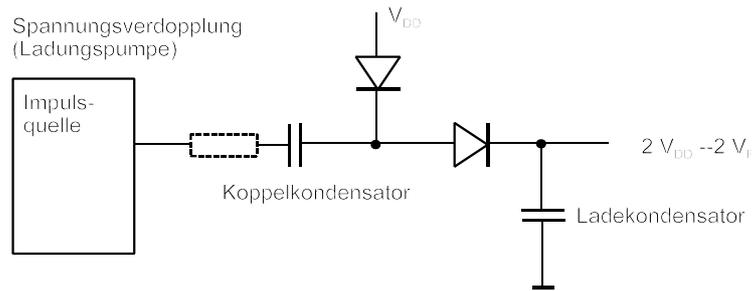


Abb. 4.51 Erzeugen einer höheren Hilfsspannung mittels Ladungspumpe (nach Microchip). Ggf. kann man das Gate direkt mit der Ausgangsspannung der Ladungspumpe ansteuern. Im Grunde ist es eine Verdopplerschaltung.

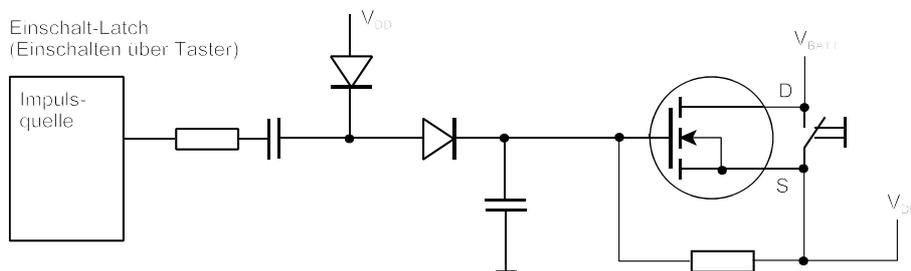


Abb. 4.52 Ein Anwendungsbeispiel (nach Microchip). Einschalten eines Gerätes mittels Tastendruck (rückfedernde Taste; kein rastender Schalter).

Die Tastenbetätigung setzt das Gerät in Gang. Hierdurch werden Impulse gebildet, aus denen über die Ladungspumpenschaltung eine Gatespannung erzeugt wird. Diese steuert den FET durch und hält damit den Batteriestromweg auch dann aufrecht, wenn die Taste wieder losgelassen ist. Das Ausschalten muß auf einem anderen Wege veranlaßt werden, z. B. über ein Bildschirm-Menü (Anklicken der Ausschaltfunktion bewirkt, daß die Software die Impulserzeugung anhält, wodurch die Gatespannung auf Null fällt). **Zusammenfassung: Bottsrapsschaltung bei Impulsbetrieb – autonomer Impulsgeberf. ladungspumpe (läuft ständig) – Ladungspumpe wird bei bedarf wirksam (nur zum einschalten)**

Brückenschaltungen

Brückenschaltungen aus mehreren Leistungsbau-elementen sind notwendig, wenn die Richtung des Laststromes umsteuerbar sein soll. Ein einleuchtendes Beispiel ist das Ansteuern eines Gleichstrommotors, der wahlweise links- oder rechtsherum laufen soll. Das Problem: Leistungsbau-elemente sind reine Ein-Aus-Schalter; die Halbleitertechnologie erlaubt es nicht, echte Wechselschalter herzustellen. Was man elektromechanisch mit Wechselkontakten aufbauen würde, ist also durch kunstvolles Anordnen von Ein-Aus- Schaltern zu verwirklichen (Abbildung 4.53). Wegen des Aussehens im Schaltbild wird die Anordnung auch als H-Brücke bezeichnet.

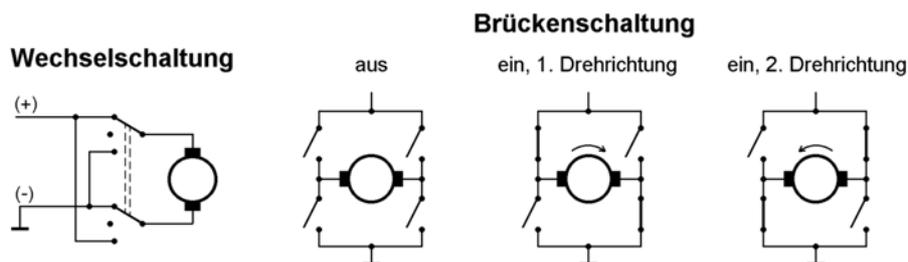


Abb. 4.53 Brückenschaltungen: Grundlagen.

Wir sehen, daß man mit 4 Ein-Aus-Schaltern dasselbe leisten kann wie mit einem Wechselschalter, der 3 Stellungen hat: man kann die Last sowohl aus- als auch in beiden Stromflußrichtungen anschalten.

Abbildung 4.54 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer Brückenschaltung mit Leistungsbau-elementen. Wir brauchen zwei High-Side- und zwei Low-Side-Treiber. Die Kombination aus einem High-Side- und einem Low-Side-Treiber heißt Brücken-zweig (Bridge Leg). Komplette Brücken gibt es in Form einzelner Schaltkreise. Andere integrierte Leistungsschaltungen enthalten Brücken-zweige (Halbbrücken) oder zum Aufbau von Brücken geeignete Sammlungen von Leistungsbau-elementen.

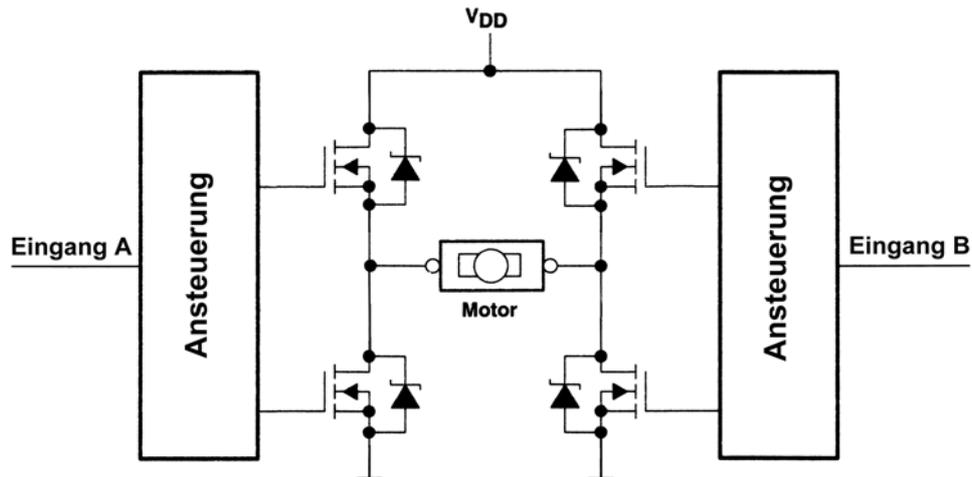


Abb. 4.54 Brückenschaltung mit Leistungstransistoren (nach Texas Instruments).

Eine Brückenschaltung hat vier sinnvolle Betriebszustände (Abbildung 4.55): (1) ausgeschaltet, (2) Diagonalzweig von links oben nach rechts unten durchgeschaltet, (3) Diagonalzweig von links unten nach rechts oben durchgeschaltet, (4) zwei gleichartige Brücken-zweige durchgeschaltet (Bremsfunktion).

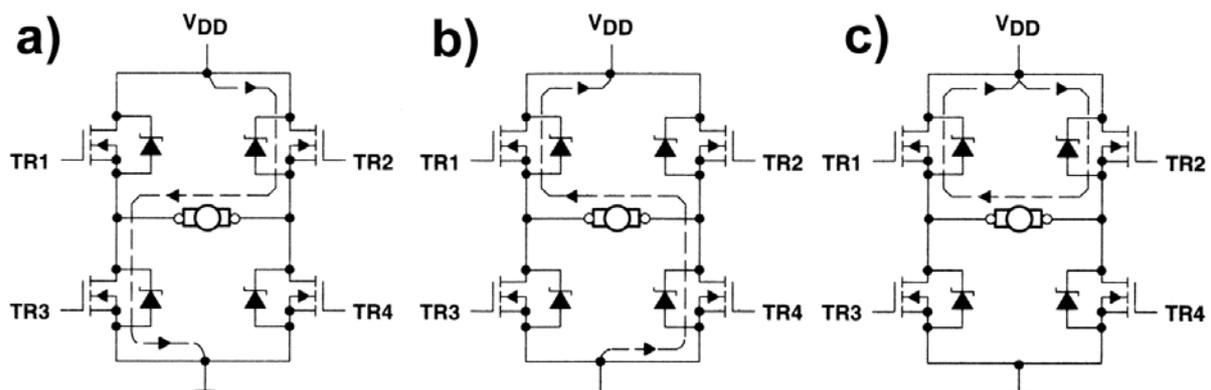


Abb. 4.55 Betriebszustände einer Brückenschaltung (nach Texas Instruments). Der Ruhezustand (alles aus) ist nicht dargestellt. a) Motor dreht in die eine Richtung (z. B. linksherum); b) Motor dreht in die andere Richtung (z. B. rechtsherum); c) Bremsfunktion durch Schalten eines Kurzschlußstromweges (der Motor ist abgestellt, läuft aber nach; dabei wirkt er als Generator).

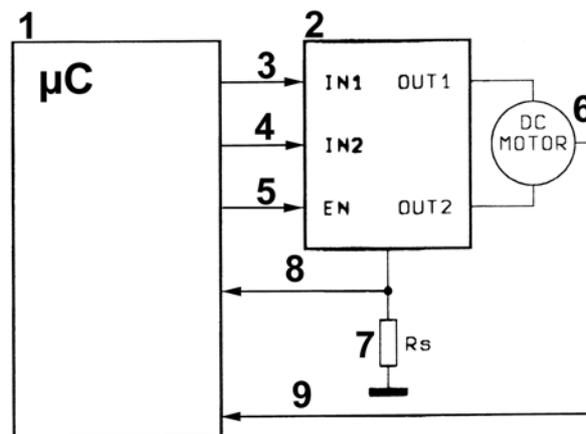


Abb. 4.56 Blockschaltbild einer Motorsteuerung (nach SGS-Thomson). 1 - Mikrocontroller; 2 - Brückenschaltkreis; 3, 4 - Steuereingänge; 5 - Erlaubniseingang (Austasten beim Umschalten, Pulsweitenmodulation); 6 - Gleichstrommotor; 7 - Strommeßwiderstand; 8 - Strommeßsignal; 9 - Drehzahlmeßsignal.

Ein Steuerungsproblem: Kurzschlüsse vermeiden

Jedes Umschalten braucht Zeit. Demzufolge können Übergangszustände auftreten. Der schlimmste Betriebsfall ist offensichtlich ein Kurzschluß. Er tritt dann auf, wenn beide Schalter eines Brückenweiges gleichzeitig geschlossen sind. Die Brücke ist also so anzusteuern, daß Schalter stets eher geöffnet als geschlossen werden (Break before Make). Eine übliche Lösung sieht vor, daß die Brückenweige besondere Tri-State-Steuereingänge haben, bei deren Erregung beide Leistungsbaulemente inaktiv werden. Beim Umschalten ist dann diesen Eingängen ein Austastimpuls zuzuführen. Es hängt von den Abschaltzeiten der Leistungsbaulemente ab, wie lange diese stromlosen Zwischenzustände dauern müssen. Bei bipolaren Transistoren sind das einige μs , während bei MOSFETs typischerweise 40...1000 ns vollauf ausreichen.

4.4 Einfache induktive Lasten

Hierunter verstehen wir Elektromagnete, die nur ein- und auszuschalten sind. Es handelt sich entweder um elektromagnetische Relais oder um Betätigungsmagnete (Solenoids; entsprechende Schaltkreise heißen deshalb auch Solenoid Drivers).

Induktivitäten lassen sich zwar gut einschalten (es gibt keinen Einschaltstromstoß), beim Ausschalten schlagen sie aber erbarmungslos zurück (Stichworte: Gegeninduktion, Abschalt-Spannungsspitzen). Was kann man dagegen tun? – Abbildung 4.56 veranschaulicht typische Lösungen.

Freilaufdiode (Free Wheel Diode)

Eine parallel zur Last in Sperrichtung geschaltete Diode schließt die Gegeninduktionsspannung kurz (Abbildung 4.56a). Die seit langem bewährte "Wald- und Wiesen-Lösung".

Nichts tun

Der Nachteil der Freilaufdiode: die Last wird länger von Strom durchflossen. (Last und Diode bilden einen Stromkreis. Die Gegeninduktionsspannung führt zu einem Stromfluß, der exponentiell abklingt.) Die Folge: der Elektromagnet bleibt länger erregt, somit bleibt der Anker länger kleben. Hat das in der Praxis Nachteile? – In manchen Fällen schon. Manchmal werden von Betätigungsmagneten Arbeitsfrequenzen gefordert, die weit in den kHz-Bereich hineinreichen. Beispiele: die Nadelbetätigung in Nadeldruckern, die elektronisch gesteuerte Benzineinspritzung im Auto, die Mustersteuerung beim

Stricken und Weben ("elektronische Jacquardmaschine"). Dafür hat man Leistungsbaulemente entwickelt, die den Spannungsstoß einfach aushalten (Abbildung 4.57b). Der Leistungstransistor wird dabei zeitweilig im Durchbruchbereich (Avalanche Mode) betrieben. So wird der Laststrom am schnellsten zur Ruhe gebracht.

Achtung: eine solche Leistungsstufe darf nur die induktive Last treiben, es ist nicht möglich, andere Lasten parallelzuschalten.

Freilaufdiode mit Zenerdiode

Die Zenerdiode wird - bezüglich der Abschalt-Induktionsspannung in Sperrichtung - mit der Freilaufdiode in Reihe geschaltet. Die Zenerdiode absorbiert so einen Teil der Spannungsspitze; der nach dem Abschalten noch fließende Strom wird durch die Differenz von Zenerspannung und Speisespannung bestimmt (Abbildung 4.57c).

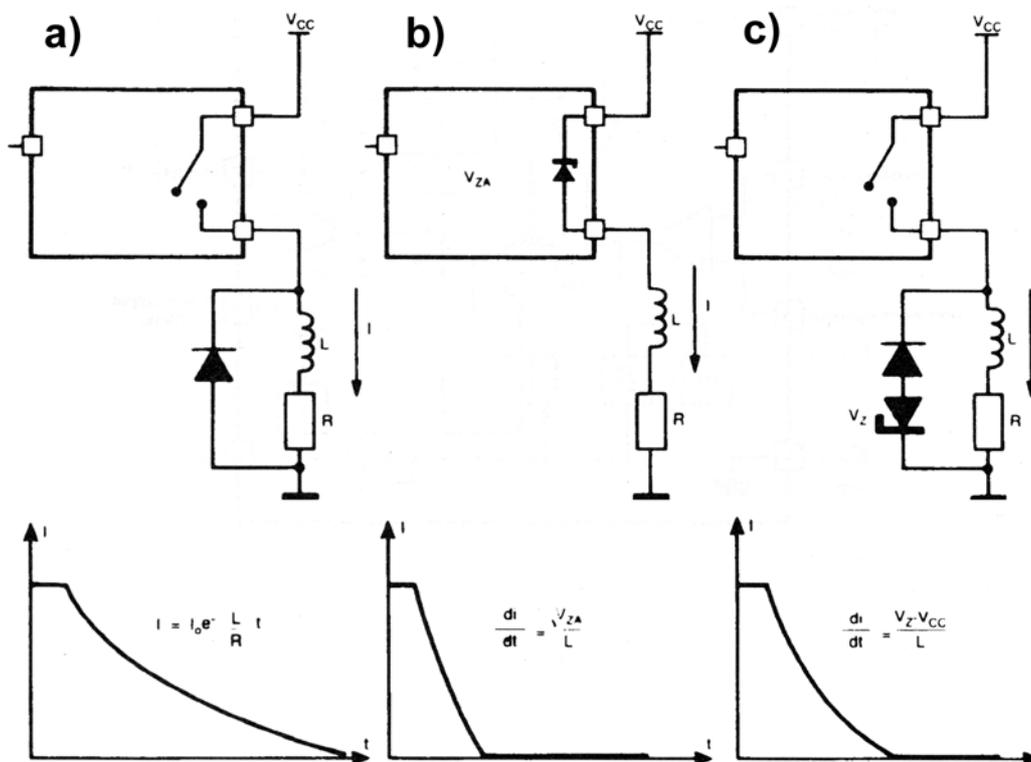


Abb. 4.57 Wie man bei induktiver Last mit der Abschalt-Spannungsspitze fertig wird (nach SGS-Thomson).

Stromsteuerung

Eine weitere, in der Praxis wichtige Besonderheit von Elektromagneten: die Energie, die notwendig ist, um einen Anker anzuziehen, hängt wesentlich vom Luftspalt ab. Genauer gesagt: es besteht eine quadratische Abhängigkeit (doppelter Luftspalt bedeutet vierfache Energie, also – bei gegebener Versorgungsspannung – vierfache Stromstärke). Um den Anker erst einmal anzuziehen, braucht man also viel mehr Strom, als notwendig ist, um ihn in angezogenem Zustand zu halten (Haltestrom). Die Nutzenanwendung: Energieersparnis. Dazu ist es notwendig, nach Anziehen des Ankers den Strom auf den notwendigen Haltestrom zu vermindern. Es gibt entsprechende Leistungsschaltkreise (Abbildung 4.58 zeigt ein Beispiel). Sie messen den Laststrom (über den Shunt-Widerstand R_{SENSE}) und senken diesen ab, nachdem ein Spitzenwert erreicht wurde (Beispiel: Spitzenstrom $> 1,7$ A; Haltestrom um $0,5$ A).

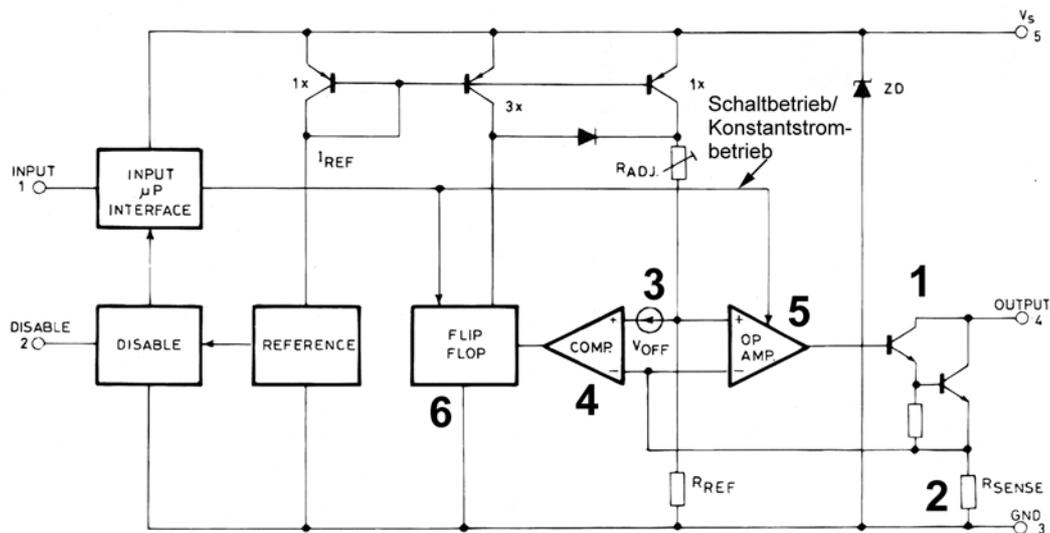


Abb. 4.58 Leistungsschaltung mit interner Stromabsenkung (nach SGS--Thomson). 1 - Leistungstransistor (Darlington); 2 - Strommeßwiderstand; 3 - Referenzspannung; 4 - Comparator (Referenzspannung gegen Meßspannung); 5 - Operationsverstärker (als Differenzverstärker wirkend); 6 - Umsteuerflipflop Maximalstrom/Haltestrom.

Es handelt sich um eine Low-Side-Treiber für Relais und Betätigungsmagnete (das ursprüngliche Einsatzgebiet: die Benzineinspritzung). Wird der Schaltkreis aktiviert, so wird der Leistungstransistor 1 zunächst in Sättigung betrieben (keine Strombegrenzung). Sobald ein bestimmter Spitzenstrom durch die Last fließt, schaltet Flipflop 6 den Operationsverstärker 5 auf Konstantstrombetrieb um, und es fließt ein Haltestrom, der über Meßwiderstand 2 und Operationsvertärker 5 konstant gehalten wird (Analogbetrieb des Leistungstransistors 1).

Die Freilaufdiode bei Ansteuerung mit Impulsfolgen

Wird eine induktive Last mit einer Impulsfolge angesteuert (Abbildungen 4.59 und 4.60), so fließt der Strom abwechselnd durch die Freilaufdiode und durch den Kanal des Transistors (Drainstrom). Wird der Transistor eingeschaltet, so wird die Diode in Sperrichtung gepolt. War die Diode zuvor noch leitend, befinden sich noch Ladungsträger in der Sperrschicht (Sperrträglichkeit). Hierdurch wird der Drainstrom kurzzeitig erhöht.

Bei gegebenem Duty Cycle D ergibt sich der maximal zulässige Spitzenstrom I_{PK} zu:

$$I_{PK} = \frac{I_D}{\sqrt{D}} \text{ mit der Einschränkung } I_{PK} < I_{Dmax} \left(\text{Duty Cycle } D = \frac{t_{ON}}{T} \right).$$

Wann ist so schnell umzuschalten, daß sich Stromflüsse ähnlich Abbildung 4.59 ergeben?

Unterhalb von 20 kHz ist das Problem typischerweise vernachlässigbar. Höhere Schaltfrequenzen (100 kHz und mehr) gibt es u. a. in Schaltnetzteilen und in Wechselrichtern (Invertern), die nach dem Prinzip der Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert werden (Abbildung 4.61). Anwendungsbeispiele: Motorsteuerung und unterbrechungsfreie Stromversorgung.

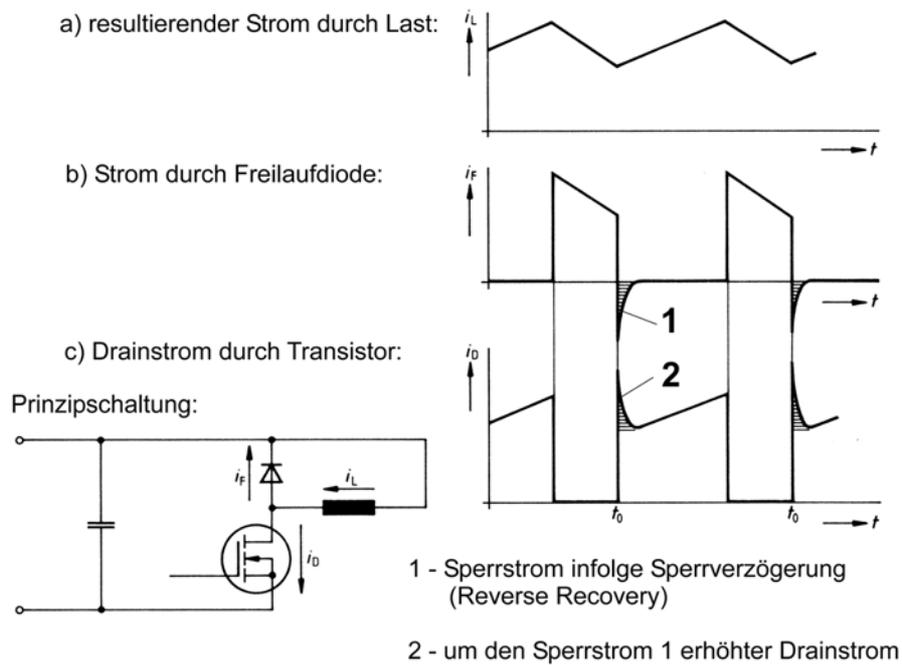


Abb. 4.59 Stromflüsse bei der Ansteuerung einer induktiven Last mit einer Impulsfolge (nach Siemens).

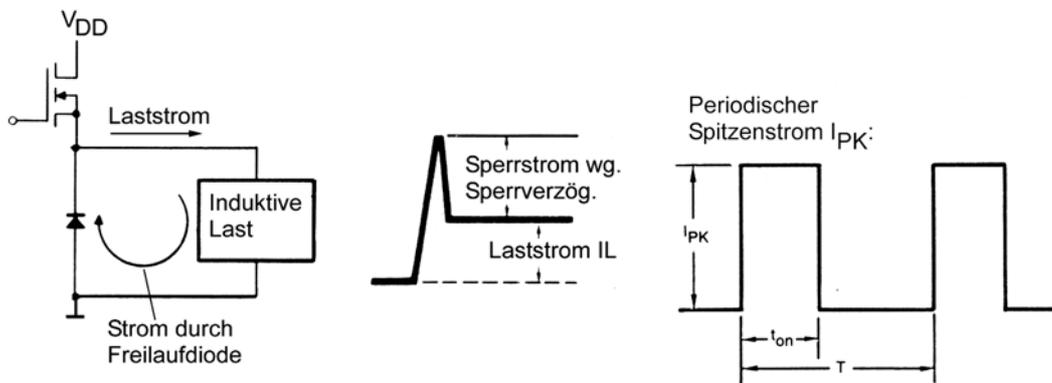


Abb. 4.60 Zum Spitzenstrom beim Schaltbetrieb induktiver Lasten (nach International Rectifier).

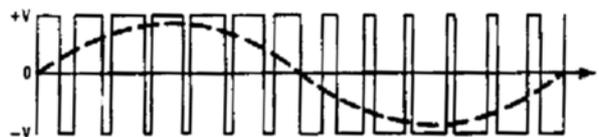


Abb. 4.61 Bildung eines sinusförmigen Spannungsverlaufs durch PWM-Ansteuerung (nach International Rectifier).

Die Brückenschaltung mit induktiver Last

Es gibt 4 Leistungsbauelemente, die mit Freilaufdioden beschaltet werden müssen (Abbildungen 4.62 und 4.63). Problematisch ist das fortlaufende Ein- und Ausschalten bei gleicher Polung (vgl. die Bildung einer Sinushalbwelle in Abbildung 4.61), nicht das Umpolen der Stromflußrichtung.

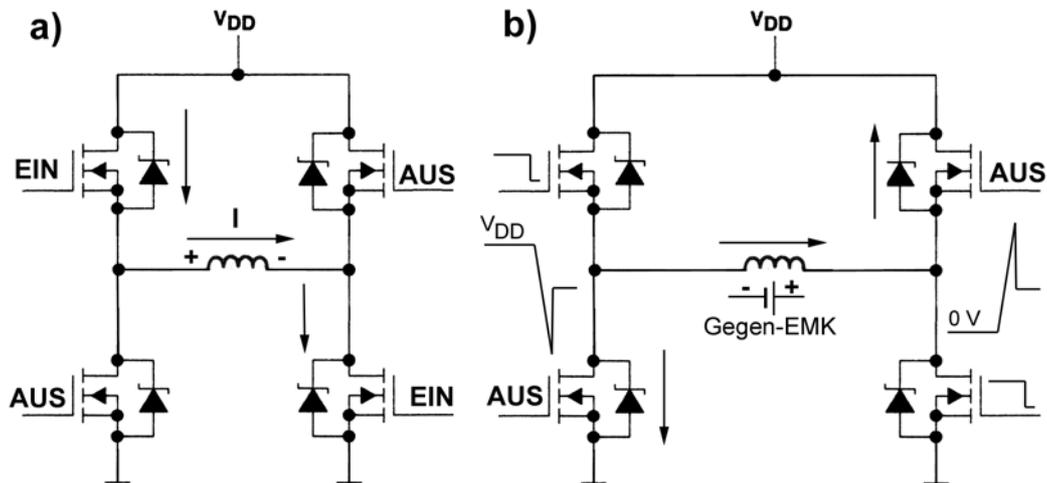


Abb. 4.62 Brückenschaltung mit induktiver Last.

- Einer der typischen Schaltzustände. Stromfluß von links oben nach rechts unten.
- Jetzt wird der Strom abgeschaltet. Beim Abschalten der bisher leitenden Transistoren entsteht auf der linken Brückenseite eine negative Spannungsspitze, wodurch die untere Freilaufdiode leitend wird (Stromfluß nach Masse). Auf der rechten Brückenseite entsteht eine positive Spannungsspitze. Hierdurch wird die obere Freilaufdiode leitend (Stromfluß zur Speisespannung).

Das typische Schaltverhalten eines Brückenzeigs:

- Fließt der Strom aus dem Brückenzeig zur Last, so leiten abwechselnd der obere Transistor und die untere Freilaufdiode.
- Fließt der Strom aus der Last in den Brückenzeig, so leiten abwechselnd der untere Transistor und die obere Freilaufdiode.

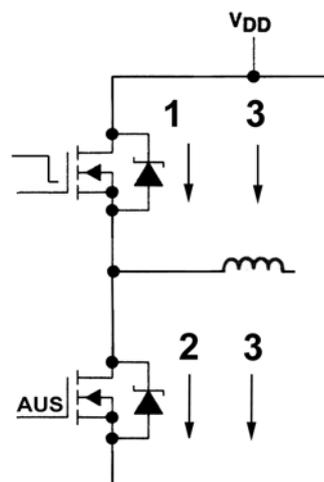


Abb. 4.63 Vorsicht bei schnellen Umschalten...

Wir beziehen uns auf den Betriebsfall von Abbildung 4.62b. Das Ausschalten des oberen Transistors (1) bewirkt, daß infolge der Abschalt-Spannungsspitze die Freilaufdiode des unteren Transistors leitend wird (2). Schaltet der obere Transistor erneut ein, wird die Freilaufdiode des unteren Transistors wieder in Sperrichtung gepolt. Vom Durchleiten der Abschalt-Spannungsspitze her sind aber noch Ladungsträger in der Sperrschicht. Deshalb kann durch den oberen Transistor zeitweise ein Kurzschlußstrom von V_{DD} nach Masse fließen (3). Dessen Dauer wird von der Sperrverzögerungszeit (Reverse Recovery Time) der Freilaufdiode bestimmt.

Die Nutzung der parasitären Diode (Body-Drain Diode)

Eine naheliegende Sparmaßnahme in Brückenschaltungen. Das Problem: die vergleichsweise lange Sperrverzögerungszeit. Richtwert: einige hundert ns. Ausweg: den jeweils anderen Transistor im Brückenzweig langsamer einschalten (Einschaltzeit verlängern; Abbildung 4.64).

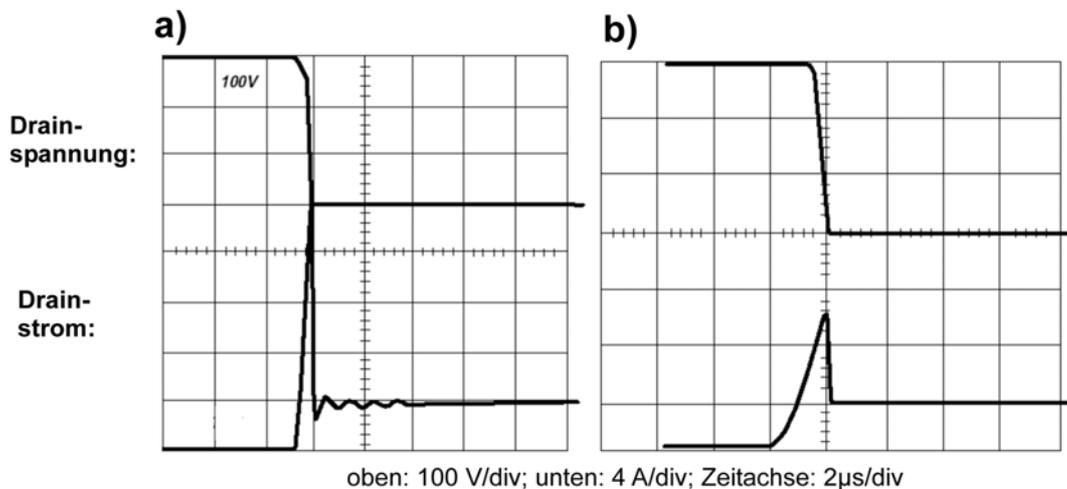


Abb. 4.64 So wirkt sich die Verlängerung der Einschaltzeit aus (nach International Rectifier).

- Schnelles Einschalten (300 ns Einschaltzeit). Infolge der Übernahme des Sperrstroms der Freilaufdiode ergibt sich eine Stromspitze von etwa 20 A.
- Langsameres Einschalten (1,8 μ s Einschaltzeit). Die Stromspitze reduziert sich auf etwa 10 A.

Anw. besispiel Wechselrichter

4.5 Anschaltung von Kaltleitern (Glühlampen)

Bei den meisten Lasten, die ein Kaltleiter-Verhalten zeigen, handelt es sich um Glühlampen (Incandescent Lamps). Das Problem: Wie beherrschen wir den Stromstoß beim Einschalten? – Es sind zwei Gesichtspunkte zu beachten: (1) das Leistungsbaulement muß den Stromstoß aushalten, (2) die Lebensdauer der Glühlampe soll möglichst lang sein. Die Lösungen:

- das Leistungsbaulement wird so gewählt, daß es den Stromstoß aushält (das betrifft auch die Anordnung und Dimensionierung von Kühlflächen). Wird die Glühlampe nur vergleichsweise selten eingeschaltet (Stichwort: Duty Cycle), ist es nicht einmal nötig, das Baulement allzu sehr überzudimensionieren. Vorteil: Einfachheit. Nachteile: (1) Kosten, (2) stoßartiges Einschalten verkürzt Lebensdauer der Lampe.
- Vorwiderstand zur Strombegrenzung. Vorteile: (1) vergleichsweise preisgünstig, (2) längere Lebensdauer der Glühlampe. Nachteile: (1) Leiterplattenfläche, (2) höhere Verlustleistung, (3) verminderte Leuchtleistung.

3. Vorwiderstand über Leistungsbaulemente schaltbar (2 Schaltstufen: die erste schaltet die Lampe über den Vorwiderstand zu, die zweite verbindet - mit einem gewissen Zeitversatz - die Lampe direkt mit der Speisespannung). Vorteile: (1) schonendes "Hochfahren" der Glühlampe, (2) volle Leuchtleistung. Nachteil: aufwendig.
4. Leistungsbaulement mit eingebauter Strombegrenzung. Diese moderne Lösung ermöglicht ein schonendes Einschalten und erfordert praktisch keinen Zusatzaufwand (Außenbeschaltung).
5. Impulsbreitenmodulation (PWM). Durch entsprechendes Ansteuern (mit ganz schmalen Impulsen beginnend) wird der Strom langsam hochgefahren. Vorteil: schonendes Einschalten auch bei Einsatz kostengünstiger, für den Schaltbetrieb vorgesehener Leistungsbaulemente. Nachteil: ein gewisser Programmaufwand (im Mikrocontroller).

4.6 Schutz- und Überwachungsschaltungen

Fehler in der Leistungselektronik können beachtliche Schäden zur Folge haben. Das betrifft sowohl die Bauelemente selbst als auch die angeschlossenen Einrichtungen. Dort kann es zu Folgeschäden kommen, deren Größenordnung die Bauelementekosten weit übersteigt (Beispiel: ein elektromagnetisch betätigtes Stellventil schließt nicht mehr, so daß ununterbrochen Treibstoff in den betreffenden Zylinder eines Verbrennungsmotors gefördert wird). Nun wird man versuchen, wirklich gefährliche Folgeschäden bereits durch entsprechende Auslegung der mechanischen Konstruktion von vornherein abzuwenden (Fail-Safe-Design). Im Fehlerfall muß die jeweilige Einrichtung zwingend – also möglichst durch einfachste mechanische Wirkung – in einen sicheren Zustand gelangen, der weitere Folgeschäden ausschließt (Beispiel: ein Stellventil wird elektromagnetisch geöffnet und durch Federdruck geschlossen). Natürlich wäre es noch besser, könnte man den eigentlichen Schaden (in der ansteuernden Elektronik) abwenden oder wenigstens erkennen und in seinen Auswirkungen begrenzen. Moderne Leistungsschaltungen enthalten entsprechende Schutz- und Überwachungsfunktionen:

- Strombegrenzung oder wenigstens Kurzschlußsicherung,
- Überspannungsschutz,
- Schutz gegen Überhitzung,
- Erkennung einer Trennung vom Massepotential,
- Erkennung einer Trennung von der Last,
- Rückmeldung interner Zustände.

Diese Funktionen werden in integrierte Leistungsschaltkreise eingebaut (Abbildungen 4.65 und 4.66). Gelegentlich sind sie durch Zusatzbeschaltung zu realisieren.

Kurzschlußsicherung

Der Kurzschluß eines Leistungsbaulements nach Masse ist eine sehr häufige Fehlerursache. Leistungstransistoren werden ohne Sondervorkehrungen einen länger dauernden Kurzschluß nur selten überleben. Eine einfache Sicherungsmaßnahme beruht darauf, daß der Kurzschluß den Ausgang auf "echte 0 V" zieht. Den Unterschied zwischen 0 V und V_{CEsat} bzw. dem Spannungsabfall $I_{DS} \cdot R_{DSon}$ kann man ausnutzen, um den Leistungstransistor zu sperren.

Strombegrenzung

Strombegrenzung heißt, den Laststrom auch im Kurzschlußfall auf einen letzten Endes ungefährlichen Wert zu beschränken. Die einfachste Lösung: die Ausnutzung der Erwärmung bei Erhöhung der Stromstärke. Je stärker der Strom, um so wärmer wird die Schaltung, um so mehr steigt deren Durchlaßwiderstand, wodurch der Stromanstieg begrenzt wird. Das ist aber nur im untersten Leistungsbereich praktikabel. Eine wirksamere Lösung besteht darin, eine Temperaturüberwachung vorzusehen und den Stromfluß bei Übertemperatur zu sperren. Wenn es genauer darauf ankommt, den fließenden Strom zu überwachen, muß man ihn messen. Dazu ist es notwendig, einen (niederohmigen) Meßwiderstand (Shunt, Sensing Resistor) mit der Last in Reihe zu schalten. Im Bildmaterial dieses

Abschnittes finden Sie einige Beispiele dafür. Die Überwachungsschaltungen sind meist so ausgelegt, daß sie einen kurzzeitigen Überstrom (Stichwort: Einschaltstrom) zulassen und erst nach einer gewissen Zeit wirksam werden.

Bei MOSFETs reicht meist die Kombination von Strombegrenzung und Abschaltung bei Übertemperatur aus, um die Bauelemente gegen Überlastung zu schützen. Bipolare Transistoren erfordern etwas mehr Aufwand (Stichwort: zweiter Durchbruch).

Über- und Unterspannungsschutz

Die Zenerdiode ist das Mittel der Wahl, um Unter- bzw. Überschreiten von Spannungswerten einfach und sicher zu erkennen. Moderne Leistungsschaltungen enthalten Zenerdioden an verschiedenen Stellen, um zu gewährleisten, daß an den Leistungstransistoren nie kritische Spannungen anliegen. Manchmal ist dies durch eine einfache Klammerschaltung zu erreichen, manchmal ist es notwendig, bei Überspannung Leistungsbaulemente zu sperren oder gar den gesamten Schaltkreis abzuschalten. Eine weitere Form des Überspannungsschutzes besteht darin, Leistungstransistoren so auszulegen, daß sie zeitweilig im Durchbruchbereich (Avalanche Mode) betrieben werden können. Der Unterspannungsschutz betrifft die Kontrolle der Versorgungsspannung(en). Er sorgt dafür, daß im Fehlerfall die Leistungsstufen in einen sicheren Betriebszustand gebracht werden (üblicherweise durch Sperren der Leistungstransistoren).

Schutz gegen Überhitzung

Die Temperaturüberwachung ist ein einfacher und wirksamer Überlastungsschutz. Viele Leistungsschaltungen sind mit solchen Überwachungsschaltungen ausgerüstet. Üblicherweise werden die Leistungstransistoren gesperrt, wenn die Temperatur der PN-Übergänge über ca. 150 °C ansteigt.

Trennung vom Massepotential

Für kritische Anwendungen ist vorgeschrieben (VDE 422), daß die Last sofort abgeschaltet wird, sobald die Masseverbindung der Leistungsschaltung unterbrochen wird. Der Hintergrund: Lasten (z. B. Betätigungsmagnete) sitzen irgendwo in der Mechanik, die Leistungsschaltungen hingegen in Schaltkästen oder -schränken. Wird die Verbindung zur Last getrennt, so geht einfach nichts los, es entsteht aber kein weiterer Schaden. Ist hingegen die Masseverbindung der Leistungsschaltung ausgefallen (Korrosion, unabsichtliches Ziehen von Kabeln usw.), so verbleibt ein Strompfad von der Versorgungsspannung über die Leistungsschaltung und die Last zur Masse. Ein derart halb in der Luft hängender Schaltkreis wird sich unvorhersehbar verhalten und kann so auch schwerste Folgeschäden verursachen.

Trennung von der Last

Bei einer Fail-Safe-Auslegung der Mechanik (s. oben) wird eine abgetrennte Last zu keinen weiteren Schäden führen. Es ist aber sinnvoll, diesen Fehlerzustand zu erkennen und zu signalisieren.

Diagnostische Rückmeldungen

Wirksame Schutzschaltungen verhindern Dauerschäden. Sie helfen aber nicht beim Fehlersuchen. Oft wird die Fehlersuche sogar schwieriger (so müssen wir zunächst herausfinden, ob der Schaltkreis defekt ist oder ob eine Schutzschaltung "zugeschlagen" hat, dann gilt es, systematisch die möglichen Ursachen zu untersuchen). Es ist deshalb zweckmäßig, daß die Leistungsschaltung Fehler direkt anzeigt. Im einfachsten Fall wirken alle Überwachungsschaltungen auf ein „globales“ Fehlersignal. Das Fehlersignal kann man – wiederum am einfachsten – auf eine LED-Anzeige führen. In Geräten, die durch Mikroprozessoren bzw. -controller gesteuert werden, werden derartige Signale üblicherweise von der steuernden Software abgefragt.

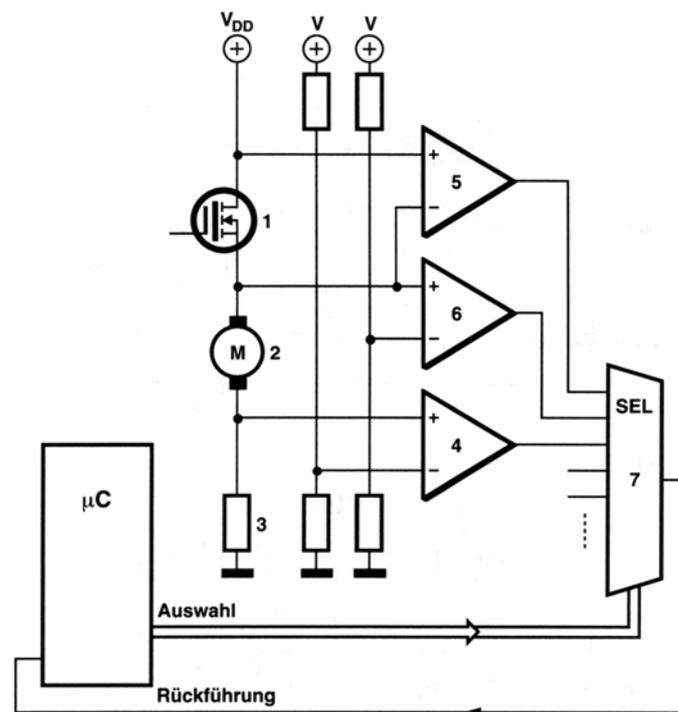


Abb. 4.65 Leistungsschaltung mit Comparatoren für Fehlerkontrolle und funktionelle Diagnose (Prinzipdarstellung). 1 - Leistungsbau­element (FET); 2 - Last; 3 - Strommeßwiderstand (Shunt); 4 - Komparator für Überstromerkennung; 5 - Komparator für Spannung über FET (erkennt u. a. Trennung von Last); 6 - Komparator für Spannung an Last; 7 - digitaler Multiplexer zur Abfrage der Komparatorausgänge.

Die Abbildung zeigt eine Lösung, die auch für diskret aufzubauende Zusatzschaltungen bevorzugt werden sollte: keine gigantische zentrale Überwachung vorsehen, sondern die Comparatoren jeweils an Ort und Stelle anordnen (es gibt preisgünstige Type in kleinen Gehäusen) und die digitalen Fehlersignale (z. B. über Multiplexer) abfragen.

MOSFET-Leistungstransistoren mit eingebauten Strommeßvorkehrungen

MOSFET-Leistungstransistoren bestehen aus einer Vielzahl kleiner Zellen, zwischen denen sich der Laststrom nahezu gleichmäßig aufteilt. Diese Tatsache wird zur Strommessung ausgenutzt. Hierzu zerlegt man den Transistor in zwei Stromwege; einige Zellen werden zur Strommessung gleichsam abgezweigt (Abbildung 4.67).

Das Strommeßverhältnis (Current Sensing Ratio r)

Dieser Wert bezeichnet das Verhältnis Zellen im Hauptstromweg : Zellen im Meßstromweg (Richtwert: einige hundert... einige tausend). Der Drainstrom I_D ergibt sich aus dem Meßstrom I_C folgendermaßen:

$$I_D = (r + 1) \cdot I_C$$

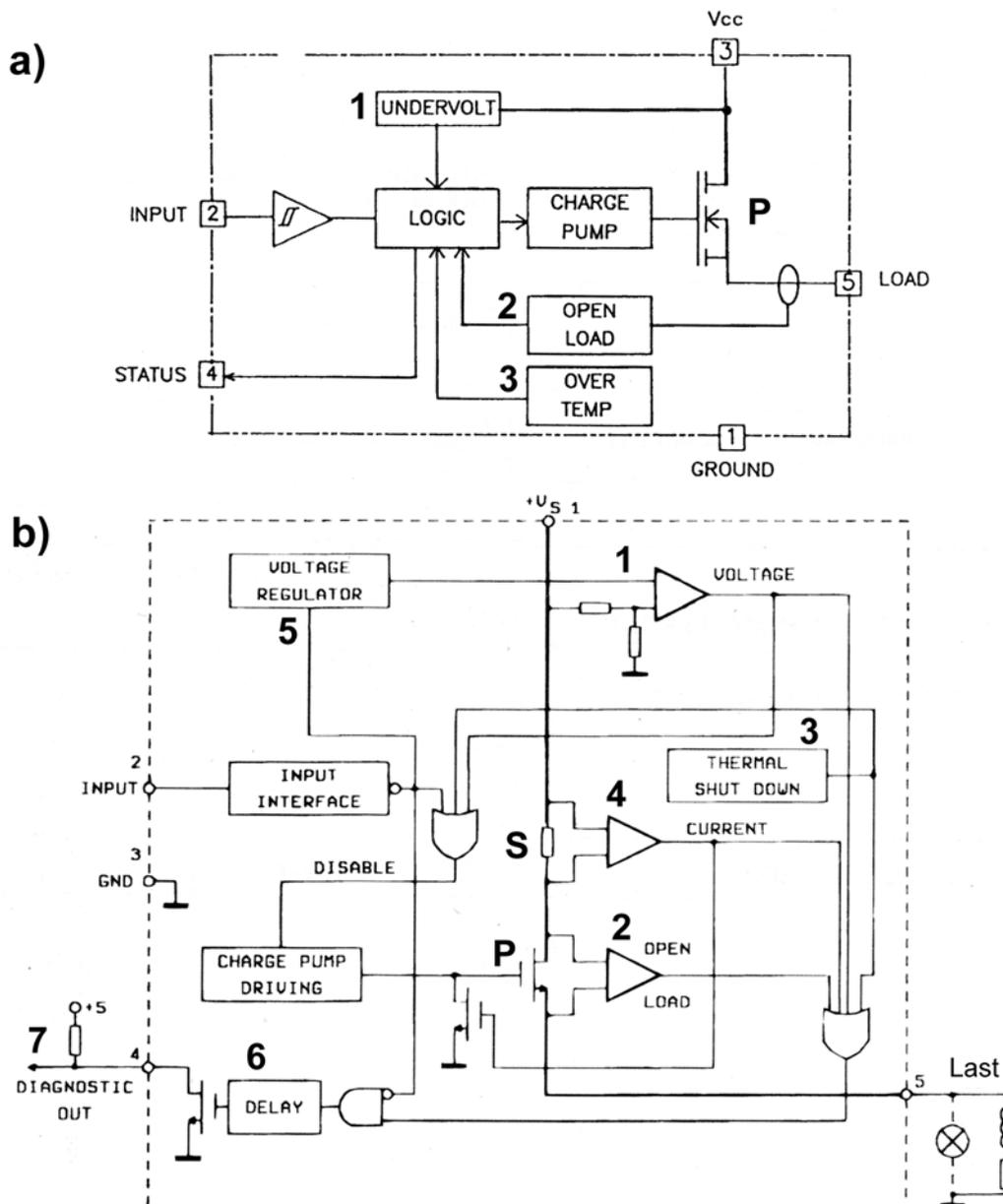


Abb. 4.66 Leistungsschaltung mit eingebauten Fehlerkontroll- und Diagnosevorkehrungen (Ausführungsbeispiel: High Side Driver L9801; nach SGS-Thomson). P - Leistungsbauelement (FET); S - Strommeßwiderstand (Shunt); 1...5 - Überwachungsvorkehrungen; 6 - Verzögerungsstufe; 7 - digitales Fehlersignal.

- a) Grundsätzlicher Aufbau. Fehlermeldungen verschiedener Überwachungsschaltungen (z. B. Unterspannung 1, Trennung von Last 2 und Übertemperatur 3) werden zu einem digitalen Fehlersignal (STATUS) verknüpft.
- b) Blockschaltbild mit Einzelheiten. Es ist ersichtlich, wie mit Comparatoren verschiedene Fehlermeldungen gebildet werden (Unterspannung 1, Trennung von Last 2, Überstrom 4). Weitere Fehlermeldungen: 3 - Übertemperatur; 5 - interner Spannungsregler (zur Überspannungskontrolle) nicht funktionsfähig; 6 - Zeitstufe (Impulsdauerbewertung); 7 - Fehlersignalisierung. Die Zeitstufe 6 verhindert, daß ein nur kurzzeitiges Ansprechen der Überwachungsschaltungen bereits zu einer Fehlermeldung führt.

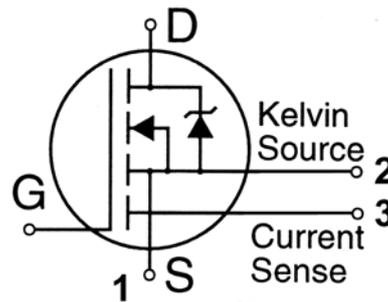


Abb. 4.67 MOS-Leistungstransistor mit Strommeßvokehrungen (nach International Rectifier). 1 - Sourceanschluß Hauptstromweg; 2 - Sourceanschluß Meßstromweg; 3 - Meßstromausgang.

Der Meßstrom fließt vom Meßstromausgang 3 zum Sourceanschluß 2 und kann auf diesem Wege zwecks Strommessung ausgewertet werden. Die Abbildungen 4.68 und 4.69 veranschaulichen typische Strommeßschaltungen.

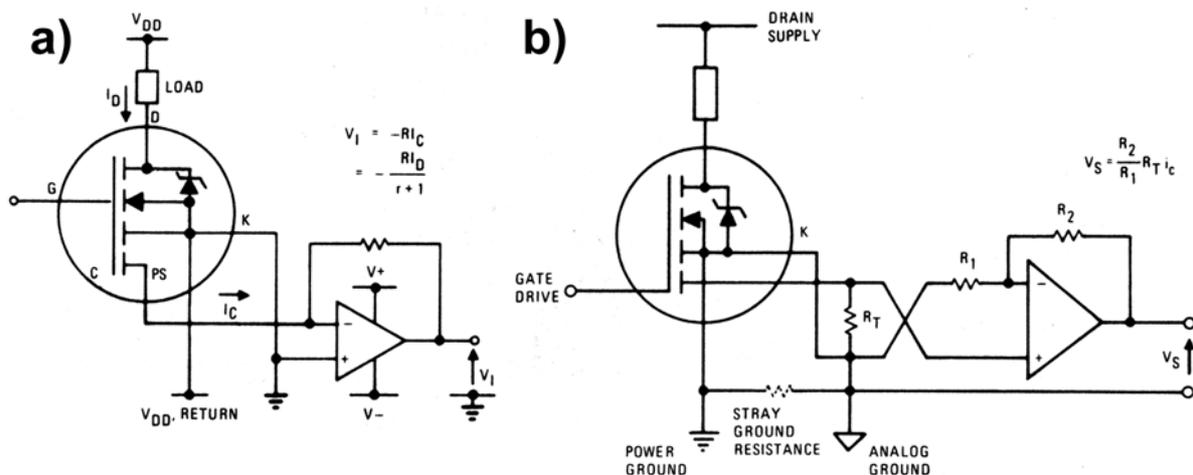


Abb. 4.68 Prinzipschaltungen der Strommessung (nach International Rectifier). a) Prinzip der virtuellen Masse; b) Spannungsmessung über Meßwiderstand.

Der Meßstrom durchfließt den Meßwiderstand R_T und ruft dabei einen auswertbaren Spannungsabfall hervor. Diese Lösung entspricht der herkömmlichen Strommessung. Der Meßwiderstand kann hier aber – entsprechend dem um $1 : r$ geringeren Meßstrom – wesentlich kostengünstiger ausgelegt werden (hochohmiger, geringere Verlustleistung).

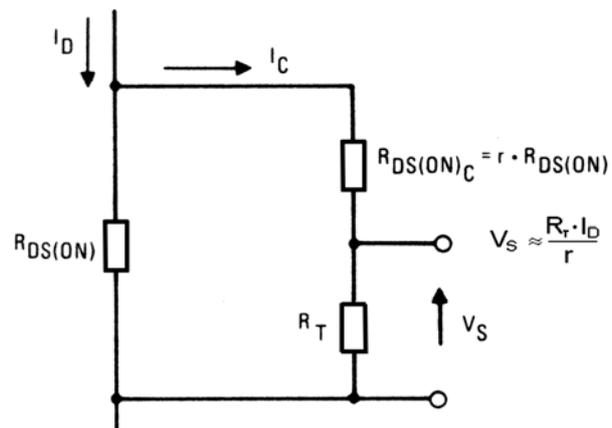


Abb. 4.69 Strommessung als Spannungsmessung über Meßwiderstand (nach International Rectifier).

Der Durchlaßwiderstand $R_{DS(ON)_C}$ im Strommeßweg ist das r -fache des $R_{DS(ON)}$ im Hauptstromweg. Anhaltswerte zum Dimensionieren von R_T : Spannungsabfall V_S wenigstens 20 mV bei 20° C und $I_D = 10\% I_{Dmax}$.